

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ОРЕНБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АГРАРНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ДЛЯ ОБУЧАЮЩИХСЯ
ПО ОСВОЕНИЮ ДИСЦИПЛИНЫ**

Б1.В.ДВ.10.02 Основы приема, обработки и передачи сигналов

Направление подготовки 09.03.01 Информатика и вычислительная техника

Профиль образовательной программы Автоматизированные системы обработки информации и управления

Форма обучения очная

1. КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ

1. 1. Лекция №1 (2 часа).

Тема: «Структуры устройств приёма и обработки радиосигналов»

1.1.1 Вопросы лекции:

1. Структуры устройств приёма и обработки радиосигналов.

1.1.2 Краткое содержание вопросов:

АЦП преобразует аналоговый сигнал в цифровой поток отсчётов и дальнейшая обработка выполняется цифровым образом.

Основные элементы цифровой части приёмника сосредоточены в модуле цифрового приёмника. Этот модуль производит канальную фильтрацию и демодуляцию сигнала. Модуль может обрабатывать один или несколько каналов приёма.

Основные компоненты модуля - высокочастотный АЦП, цифровой квадратурный понижающий преобразователь DDC (их может быть несколько) и сигнальный процессор (процессоры).

Кроме перечисленных функций, модуль цифрового приёмника может производить мониторинг спектра входного сигнала с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ).

С выхода модуля информационный поток демодулированных данных от одного или нескольких каналов приёма поступает в вычислительную среду для дальнейшей обработки. В эту вычислительную среду поступают данные и от других аналогичных приёмных модулей, которые подключены к выходу ПЧ аналоговых приёмных трактов других диапазонов. В модуле цифрового приёмника отсчёты с выхода АЦП обрабатываются специализированным сигнальным процессором DDC (Digital Down Converter).

Функции этого процессора - преобразование информативного спектра частот в область низких (нулевых) частот, квадратурная фильтрация и децимация отсчётов сигнала.

Децимация (в k раз) – сокращение размера сигнала путем удаления последовательностей из $k-1$ избыточных отсчетов (т. е. остается лишь каждый k -й отсчет).

Децимация сигнала производится, как правило, после его преобразования, сужающего ширину спектра сигнала в k раз. Это и приводит, согласно теореме Найквиста-Колмогорова, к сокращению числа отсчетов, необходимых для полного восстановления сигнала, в k раз.

По реализуемым функциям - это цифровой приёмник прямого преобразования. DDC имеет два перемножителя, генератор отсчетов SIN и COS, идентичные каналы НЧ децимирующих фильтров. Частота настройки внутреннего генератора может изменяться в

диапазоне от 0 до 25МГц (до половины тактовой частоты DDC). Частота среза фильтров изменяется от сотен Гц до сотен кГц. Процессор производит децимацию отсчётов сигнала для того, чтобы скорость потока данных с выхода DDC была сообразна ширине спектра выходного сигнала.

Виды обработки сигналов

По задачам, решаемым в результате обработки сигнала, она подразделяется на:

1. первичную,
2. вторичную,
3. третичную.

Как и любая классификация, такое разделение весьма условно и зависит от специфики решаемой задачи, области применения и материальных средств, которые могут быть в нее вложены.

К первичной обработке относится измерение отдельных параметров сигнала.

Задачами вторичной обработки могут быть расчет спектров, распознавание образов, статистический анализ результатов.

Формирование баз данных и баз знаний, разработку рекомендаций для специалистов можно отнести к третичной обработке.

Вторичная обработка производится преимущественно в отложенном режиме и осуществляется устройствами вторичной обработки (УВО) в роли которых обычно выступают персональные ЭВМ. Однако однозначно провести границу между первичной и вторичной обработкой невозможно.

Например, в системах дистанционного кардиомониторинга, где также осуществляется прием и обработка сигнала, первичная обработка включает в себя следующие этапы:

1. усиление электрокардиосигнала (ЭКС);
2. оцифровка;
3. фильтрация от помех;
4. компрессия;
5. передача ЭКС по каналам связи.

Другой пример - спутниковые радионавигационные системы (СРНС).

Математическое обеспечение спутниковой радионавигации распадается на первичную и вторичную обработки информации, определяемые следующим образом.

Первичная обработка решает задачи поиска и обнаружения сигналов, слежения за ними, измерения радионавигационных точек (РНП), приема и декодирования служебной информации.

Получаемые на выходе РНП лишь функционально связаны с вектором состояния потребителя, компонентами которого являются координаты и составляющие вектора скорости потребителя в гринвичской системе координат.

Вторичная обработка преобразовывает РНП в вектор \vec{q} на основе навигационных алгоритмов и обеспечивает решение сервисных задач, состав которых зависит от требований потребителя.

В литературе [1] в главе 6 авторы дают следующее деление методов и алгоритмов обработки сигналов в своей области на первичную и вторичную:

“Алгоритмы первичной обработки - алгоритмы поиска сигналов по задержке и частоте, алгоритмы фильтрации фазы, задержки сигнала и оценки дискретного параметра. Алгоритмы вторичной обработки - итерационные алгоритмы определения координат, определение координат при избыточности измерений, сравнение точности оценок координат потребителя, полученных псевдодальномерным и разностнодальномерным методами”.

Условимся в учебных целях первичной называть достаточно простые преобразования сигнала, выполняемые в режиме реального времени непосредственно в месте приема сигнала. Это может быть усиление, оцифровка, фильтрация, компрессия и решение практических задач статистического анализа данных.

Вторичной обработкой будем считать обработку, осуществляемую в отложенном режиме времени, требующую для своей реализации более сложного математического обеспечения.

Третичной назовем обработку, на основе которой должны быть приняты так называемые управляющие решения (решения с очень весомыми последствиями). Одной из характеристик последних является то, что для их принятия необходимо привлечение и анализ большого количества обработанной информации по большому количеству параметров с привлечением баз данных и баз знаний, методов многокритериального оценивания, оптимизации решений и т. д.

1. 2 Лекция №2 (2 часа).

Тема: «Основные технические характеристики и их взаимосвязь»

1.2.1 Вопросы лекции:

1. Основные технические характеристики и их взаимосвязь.

1.2.2 Краткое содержание вопросов:

Основные технические характеристики и их взаимосвязь.

Каналы связи образуются в различных типах линий связи и с помощью разных систем передачи. Поэтому в общем случае их характеристики могут значительно отличаться друг от друга. Наиболее широко для передачи дискретной информации используются каналы тональной частоты, имеющие нормированные характеристики. Рассмотрим некоммутируемые каналы ТЧ.

Характеристики канала связи в значительной мере определяют основные показатели качества передачи дискретной информации: скорость, верность, время доставки, надежность, эффективность. Поэтому знание этих характеристик представляет первостепенный интерес для разработчика систем ПДИ. Прежде всего, необходимо определить перечень тех характеристик, которые существенно влияют на качество передачи дискретной информации по каналам связи. Этот перечень определяется, с одной стороны, ограничениями на сигналы $S_{ВХ}(t)$, передачу которых канал обеспечивает, и, с другой стороны, характером преобразований $S_{ВХ}(t) \rightarrow S_{ВЫХ}(t)$, которые он осуществляет. Здесь $S_{ВХ}(t)$, $S_{ВЫХ}(t)$ — соответственно сигналы на входе и выходе канала связи. Поскольку в реальных каналах идеальное соответствие $S_{ВХ}(t) = S_{ВЫХ}(t)$ не соблюдается, сигнал на выходе канала отличается от сигнала на его входе, причем различают детерминированные и случайные изменения сигнала.

Детерминированные (известные) изменения сигнала определяются структурой канала и заключаются в определенном изменении масштаба сигнала (усиление или затухание), смещении во времени (задержка) и изменении формы (искажения).

Случайные изменения сигнала определяются помехой, действующей в канале, и заключаются в случайном изменении тех же показателей — масштаба, задержки, искажений.

Из детерминированных изменений сигнала наибольший интерес для изучения представляют искажения, так как задержка во времени принципиально не может быть уменьшена, а изменение масштаба компенсируется усилением или ослаблением сигналов с помощью автоматического регулирования усиления систем передачи. Искажения можно разделить на линейные и нелинейные. К первым относятся искажения, вызываемые наличием отклонений АЧХ и ФЧХ от идеальных характеристик. Амплитудно-частотную характеристику канала ТЧ принято задавать частотной характеристикой остаточного затухания.

Остаточным затуханием называется разность между уровнями сигнала на входе и выходе канала связи. Как следует из практики, эффективно используемая полоса частот ограничена частотами 300—3400 Гц, остаточное затухание при которых превышает

остаточное затухание при частоте 800 Гц на 8,7 дБ. Фазочастотная характеристика канала ТЧ в настоящее время задается неравномерностью группового времени замедления (ГВЗ).

Нелинейные искажения возникают в канале ТЧ и вследствие зависимости его остаточного затухания от уровня входного сигнала и за счет нелинейности амплитудной характеристики группового тракта, в состав которого входит канал ТЧ. Собственные нелинейности канала характеризуются постоянством остаточного затухания с точностью $\pm 0,3$ дБ при изменении уровня входного сигнала в пределах от $-17,5$ до $+3,5$ дБ и тем самым определяют допустимый диапазон уровней передачи. Для оценки поведения амплитудной характеристики за порогом перегрузки (как, впрочем, и до него), нормируется коэффициент нелинейных искажений: на одном переприемном участке при нормальном входном уровне на частоте 800 Гц он должен быть не более 1,5%, в том числе не более 1% по третьей гармонике. При N переприемных участках норма увеличивается в N раз. Операция нормирования важна при передаче по каналам ТЧ сигналов ПД или тонального телеграфирования.

Нелинейность группового тракта систем с частотным разделением может привести к тому, что при перегрузке групповых усилителей продукты нелинейности одного канала ТЧ попадут в полосу пропускания другого канала ТЧ. Для каждого отдельного канала ТЧ такие продукты нелинейности являются не искажениями, а помехами, так как зависят от случайной величины — общей загрузки группового тракта. Это вызывает необходимость нормирования суммарной мощности группового сигнала во избежание перегрузки линейных (групповых) усилителей. Соответственно ограничивается допустимое количество каналов ТЧ, занятых ПерДачиИнф, и в последнее время ведутся работы в направлении снижения уровня передачи в этих каналах. В настоящее время уровень передачи аппаратуры передачи данных составляет 50 мкВт (-13 дБ), тонального телеграфа — 135 мкВт ($-8,7$ дБ), а телефонной передачи — 32 мкВт (-14 дБ).

Такое нормирование характеристик позволяет ограничить искажения передаваемых сигналов в определенных пределах. Если это оказывается недостаточным, применяют коррекцию АЧХ и ФЧХ.

1. 3 Лекция №3 (2 часа).

Тема: «Шумовые свойства устройства приёма обработки сигналов»

1.3.1 Вопросы лекции:

1. Шумовые свойства устройства приёма обработки сигналов.

1.3.2 Краткое содержание вопросов:

1. Шумовые свойства устройства приёма обработки сигналов.

Коэффициент шума преобразователя на усилительных элементах [1]

$$N_{\text{пр}} = 1 - \frac{U_{\text{ш. пр}}^2 g_{\text{н}}}{P_{\text{ш0}} K_{\text{пр}}^2}, (1)$$

где $U_{\text{ш. пр}}^2$ – средний квадрат напряжения собственных шумов на выходе преобразователя;

$P_{\text{ш0}}$ – мощность шума, поступающего на вход от источника сигнала.

Коэффициент шума преобразователя частоты в 1,5...2 раза больше, чем усилительного каскада на том же усилительном элементе. Это объясняется тем, что в режиме преобразования коэффициент передачи транзистора по мощности меньше, чем в режиме усиления.

Шумовые свойства преобразователей зависят не только от шумовых свойств нелинейного элемента, но и от вклада шумов, определяемого зеркальным каналом. В радиоприемных устройствах шумы по зеркальному каналу подавляются избирательными цепями преселектора. В радиоприемных устройствах, предназначенных для приема радиосигналов, где избирательность по зеркальному каналу не может быть обеспечена, для уменьшения влияния шумов применяют преобразователи с фазовым их подавлением (рисунок 1).

Напряжение сигнала подводится к входам преобразователей Π_1 и Π_2 в фазе, а напряжение гетеродина – со сдвигом $\pi/2$, осуществляемые в фазовращателях $j1$ и $j2$ (рис. 1). После дополнительного сдвига сигналы суммируются на сумматоре. Напряжения промежуточной частоты из основного канала, имея одинаковые фазы, суммируются и удваиваются, а напряжения промежуточной частоты из зеркального канала, будучи в противофазе, уничтожаются. Ослабление шумов зеркального канала по данной структурной схеме составляет примерно 20 дБ, что дает преимущество при ее использовании в радиоприемных устройствах ВЧ- и СВЧ-диапазона длин волн.

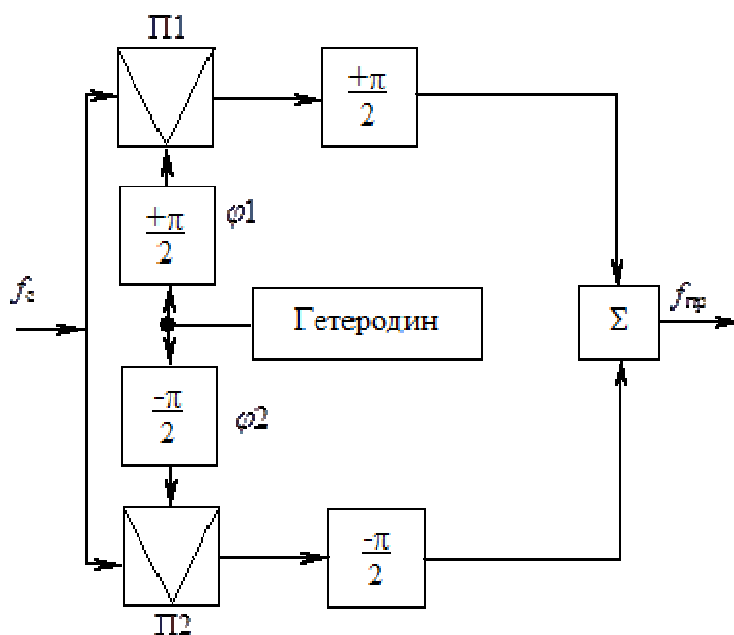


Рисунок - 1 - Структурная схема преобразователя частоты с фазовым подавлением шумов зеркального канала

В современных радиоприемных устройства СВЧ-диапазона используются мал шумящие СВЧ полевые транзисторы ПТШ.

1. 4 Лекция №4 (2 часа).

Тема: «Входные цепи и устройства»

1.4.1 Вопросы лекции:

1. Входные цепи и устройства.

1.4.2 Краткое содержание вопросов:

1. Входные цепи и устройства.

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 A . 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, рисунок 3. (Не часто, но находит применение комбинированная связь входной цепи с антенной, обычно это индуктивно-емкостная связь).

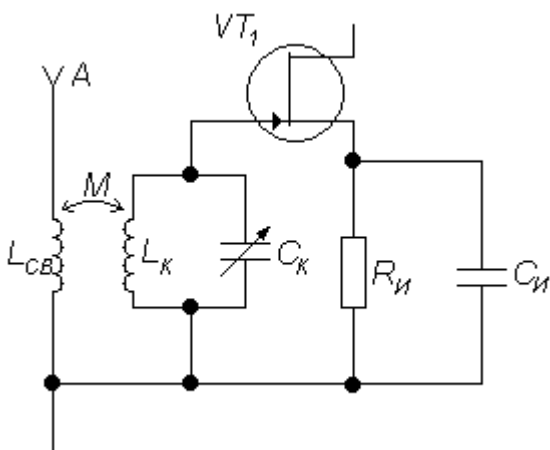


Рисунок - 1. Входная цепь

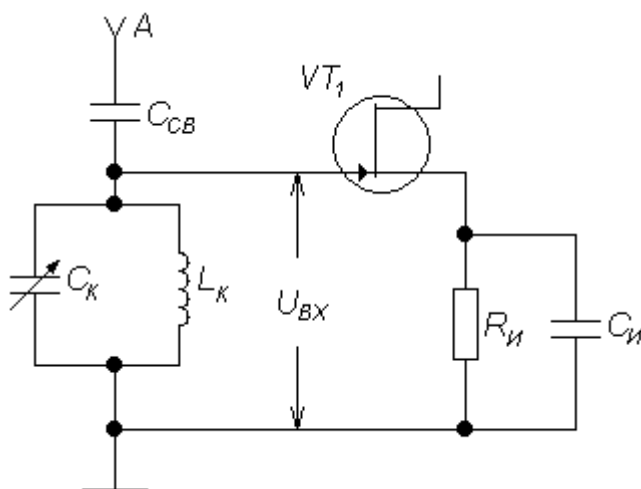


Рисунок - 2. Входная цепь с трансформаторной с емкостной связью с антенной

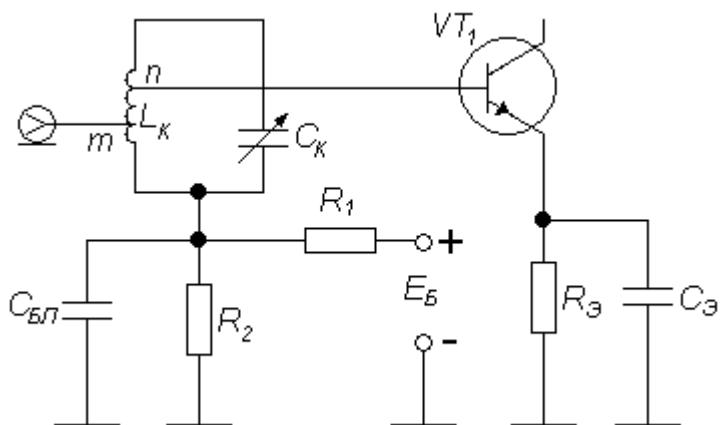


Рисунок 3. Входная цепь со связью с антенной фильтром

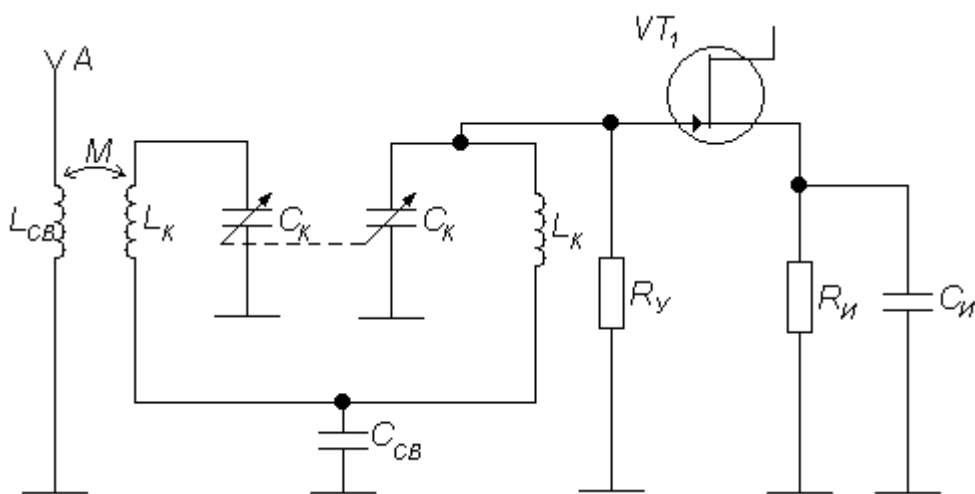


Рисунок 4. Входная цепь с автотрансформаторной двухконтурным полосовым фильтром

На рисунке 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_{ex} к величине ЭДС в антенне E_A , а в случае ферритовой антенны - к напряженности поля сигнала:

$$K = U_{ex} / E_A.$$

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

$$K_0 = U_{ex0} / E_A$$

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 $K_{\kappa\delta}$ диапазона называют отношение максимальной частоты диапазона к минимальной:

$$K_{\kappa\delta} = f_{\max} / f_{\min}$$

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

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

Коэффициент перекрытия диапазона в этом случае с ростом частоты поддиапазона уменьшается

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

С постоянным коэффициентом перекрытия.

При этом способе коэффициенты перекрытия всех поддиапазонов одинаковы

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

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

Однако из $\Delta f = f_{\max} - f_{\min} = f_{\min} k_{\text{нд}} - f_{\min} = f_{\min} (k_{\text{нд}} - 1)$ следует, что с увеличением частоты f_{\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 :

$$C_{\Sigma} = C + C_L + C_M + C_{II} + n^2 C_{\text{ex}}.$$

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

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

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

$$n \leq \sqrt{\frac{(0,1 \dots 0,2) C_0}{C_{\text{ex}}}},$$

и из условия допустимого увеличения затухания контура

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

здесь $R_{\text{вх}}$ - 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 $\psi = 0,8 \dots 0,9$. В остальных случаях $\psi = 0,5 \dots 0,8$. Из двух значений n следует выбирать меньшее.

Индуктивность контура входной цепи рассчитывается по формуле

$$L_K = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot f_{\max}^2 \cdot C_{\Sigma \min}},$$

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

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

$$C_{св} \leq \frac{1}{2\pi \cdot f_{\max}} \sqrt{\frac{C_A}{L_K \cdot Q_э \cdot (q_C - 1)}}, C_{св} = \frac{C_A \cdot \Delta C}{C_A + \Delta C},$$

где C_A - емкость антенны;

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

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

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 $C_{св}$ следует взять меньше.

Величина полной емкости контура при этом с учетом влияния емкости антенны равна $C'_э = C_э + C'_A$, где

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

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

$$k_0 = Q_э \cdot n \cdot \frac{C'_A}{C'_э}$$

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

цепи, характеризуется коэффициентом удлинения $k_{уд} = \frac{f_{\min}}{f_{0A}}$ или коэффициентом

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

Коэффициенты $k_{\text{яб}}$ или $k_{\text{як}}$ 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:

$$L_{CB}^{\text{яб}} = (k_{\text{яб}}^2 q_L q_C / 39,5 f_{\text{мин}}^2 C_A) - L_A; \quad L_{CB}^{\text{як}} = (1/39,5 f_{\text{макс}}^2 k_{\text{як}}^2 q_L q_C C_A) - L_A;$$

где q_L - коэффициент разброса индуктивности антенны.

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

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

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

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

$$k_{CB}^{\text{яб}} = \sqrt{\frac{d_{\text{э}}}{d_A}} \left(1 - \frac{1}{k_{\text{яб}}^2}\right); \quad k_{CB}^{\text{як}} = \sqrt{\frac{d_{\text{э}}}{d_{\text{ф}}}} (k_{\text{як}}^2 - 1).$$

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 $k_{CB1} = 0,5 k_{CB\text{мин}}$. 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. $\beta \leq 0,5 d_{\text{э}}$. Этому условию соответствует выражение

$$k_{CB2} = k_{\text{яб}}^2 \cdot \sqrt{\frac{\beta \cdot (k_{\text{яб}}^2 - 1) \cdot (k_{\text{яб}}^2 \cdot q_C^2 \cdot q_L^2 \cdot k_{\text{яб}}^2 - 1)}{q_L^2 \cdot q_C^2 \cdot k_{\text{яб}}^2 - 1}}.$$

При укороченной настройке в формуле для k_{CB2} нужно $k_{\text{яб}}$ заменить на $k_{\text{як}}$.

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:

$$k_0^{уд} = K_{CB} Q_3 / (1 - f_{0A}^2 / f_0^2) \cdot \sqrt{L_K / L_{CB}}, \quad k_0^{ук} = K_{CB} Q_3 / (f_{0A}^2 / f_0^2 - 1) \cdot \sqrt{L_K / L_{CB}},$$

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 $k_{уд} = 1,25 - 1,4$. Расчет производится в том же порядке, что и для схемы с индуктивной связью.

Дополнительно к этому определяется величина емкости связи

$$C_{CB} = C_{э\min} \frac{M}{L_{CB}} \cdot \frac{k_{уд}^2 - 1}{k_{уд}^2 (k_{уд}^2 - 1)}.$$

Коэффициент передачи равен

$$k_{0И-Е} = k_0^{уд} \left(1 + \frac{C_{CB} L_{CB}}{C_3 M} \right).$$

Избирательные свойства одиночного резонансного контура оцениваются характеристикой избирательности (“кривая избирательность”)

$$\sigma = \sqrt{1 + \xi^2} = \sqrt{1 + Q_3^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}, \text{ где}$$

ξ – обобщенная расстройка контура;

$$d_3 = \frac{1}{Q_3} - \text{эквивалентное затухание контура;}$$

f - текущее значение частоты;

f_0 - резонансная частота контура .

Полоса пропускания одиночного контура по уровню 0,707 (-3дБ) оценивается выражением $\Pi_{0,707} = f_0 \cdot d_3$.

1. 5 Лекция №5 (2 часа).

Тема: «Высококачественные усилители устройств приёма и обработки сигналов»

1.5.1 Вопросы лекции:

1. Высококачественные усилители устройств приёма и обработки сигналов.

1.5.2 Краткое содержание вопросов:

1. Высококачественные усилители устройств приёма и обработки сигналов.

Усилитель мощности — это основной элемент звуковой системы. Это устройство получает сигнал малого уровня от линейного выхода головного устройства и увеличивает его напряжение и ток до нужных величин, достаточных для обычной работы динамиков.

Систематизация усилителей

Усилитель условно можно поделить на четыре главные части: блок питания усилителя, блок обработки входного сигнала, драйвер и блок формирования выходного сигнала.

Блок питания — это группа электронных цепей, формирующих и регулирующих напряжение для питания разных частей усилителя.

Блок обработки входного сигнала ассоциирует сигнал, получаемый от предусилителя магнитолы с выходным сигналом усилителя для его корректировки, чтобы удалить преломления, возникающие при усилении. Не считая того, этот блок увеличивает входной сигнал до уровня, нужного для следующего его усиления в других частях усилителя.

Драйвер делит сигнал на два разнополярных сигнала (фазовое разделение) и увеличивает его для следующей передачи в блок обработки выходного сигнала.

И в конце концов, последняя стадия усиления — блок обработки выходного сигнала (его вернее именовать выходным каскадом либо оконечником), который в главном и определяет класс усилителя.

Усилители делятся по классам зависимо от собственной эффективности (К.П.Д.) и уровня преломления выходного сигнала:

Класс А. Усилители этого класса владеют низкой эффективностью, но дают очень «чистый» сигнал. Большая часть усилителей класса А имеют К.П.Д. равным 20 — 30%, другими словами при потреблении 100 Вт от аккумулятора автомобиля он выдает сигнал на динамики мощностью всего в 20 — 30 Вт. Остальная мощность пропадает в электронной цепи усилителя, превращаясь в тепло. Высококачественные усилители А класса изредка используются в авто аудиосистемах, потому что они владеют малой мощностью при очень больших ценах. Ламповые усилители класса А можно повстречать только в очень дорогих аудиосистемах уровня Hi-End.

Класс В. Эффективность усилителя этого класса практически вдвое выше эффективности усилителя класса А. Но, преломления в выходном сигнале очень высоки, что делает этот класс усилителей неприемлемым для car audio.

Класс С. Усилители этого класса имеют К.П.Д. равным практически 75%, что делает их очень действенными, но с повышением К.П.Д. резко растут преломления. Эти усилители не подходят для усиления звука в Hi-Fi аудиосистемах.

Класс АВ. Большая часть Hi-Fi усилителей принадлежат конкретно этому промежуточному классу. Они вобрали в себя способности усилителей класса А — относительно «чистый сигнал» при относительно хорошей эффективности (малость ниже чем в классе В).

Класс D. Это самый современный класс усилителей, применяющие цифровую обработку сигнала. Усилители D класса очень малогабаритные, что в дальнейшем даст им преимущество на рынке авто аудиосистем. В текущее время, цифровые авто усилители встречаются еще пореже, чем пользующиеся популярностью аналоговые усилители АВ класса.

Коэффициент гармонических искажений (THD)

Звуковой сигнал состоит из огромного количества частот и полутонов. Гармоника — это полутон начальной нотки (основной частоты), который отвечает за нрав звучания нотки. Звуковой сигнал можно представить как сложную комбинацию колебаний точно взаимосвязанных синусоидальных волн (гармоник).

В процессе усиления, проходя через разные блоки усилителя, звуковой сигнал искажается, «обрастая» ненужными гармониками. Возросшее количество гармоник в усиленном сигнале, выраженное в процентах, и есть коэффициент гармонических искажений (Total Harmonic Distorsion). В спецификации усилителя указываются несколько коэффициентов гармоник для разных частотных диапазонов, уровней выходной мощности и сопротивлений нагрузки. Чем меньше этот коэффициент, тем выше качество усилителя.

Разделение каналов (Stereo Separation)

Этот показатель охарактеризовывает уровень изолированности 2-ух каналов усиления (правого и левого) друг от друга. Их взаимовлияние обосновано наличием общего источника питания в усилителе. Выражается этот показатель в децибелах и охарактеризовывает уровень интенсивности левого канала относительно уровня «просочившегося» в него правого канала и наоборот. Чем выше этот показатель, тем лучше усилитель. Избежать «просачивание» можно подменой 1-го стерео усилителя на два отдельных моно усилителя. В классе high-end эта неувязка решается установкой 2-ух блоков питания в один стерео усилитель.

Демпфирующий фактор (Damping Factor)

Для того, чтоб осознать суть демпфирующего фактора усилителя, разглядим поведение мембраны сабвуфера в период меж импульсами. Низкочастотный импульс, посылаемый усилителем на катушку динамика принуждает его мембрану двигаться вперед. Достигнув определенной верхней точки мембрана начинает возвратимое движение. Возвратившись в начальную точку мембрана не замирает сходу, а продолжает вибрировать по инерции некое время, что генерирует в обмотке динамика оборотный электронный ток. Усилители конструируются таким макаром, чтоб закорачивать оборотный ток от динамика и, тем тормозить вибрацию мембраны в период меж импульсами. Чем выше демпфирующий фактор усилителя, тем резвее мембрана останавливается, ворачиваясь вспять в начальную точку после импульса.

Демпфирующий фактор усилителя определяется как отношение сопротивления динамика к сопротивлению усилителя. Чем ниже сопротивление динамика, тем ниже демпфирующий фактор.

Ламповые усилители в силу конструктивных особенностей имеют маленький демпфирующий фактор, что обуславливает «мягкий» бас в звуковой картине. Производители транзисторных усилителей стараются повысить демпфирующий фактор для репродукции «жесткого» баса, потому что при желании бас можно смягчить, заключив в короб низкочастотный динамик. Ужесточить же «мягкий» бас сабвуферным коробом еще труднее.

Подключение и настройка усилителей

Схема с внедрением 1-го двухканального усилителя, к каждому каналу которого подключены две компонентные акустические системы (две вперед и две в заднюю часть салона). Это более обычная и доступная схема усиления без внедрения активного кроссовера. Направьте внимание, что пара задних динамиков подключаются к основной фронтальной паре параллельно. Параллельное подключение динамиков уменьшает их сопротивление вдвое. Если усилитель имеет полное сопротивление нагрузки равное 4 Ом, то параллельное подключение 2-ух восьмиомных динамиков является полностью применимым. Главное при подсоединении динамиков, верно высчитать их общее сопротивление. Не следует делать его меньше, чем сопротивление нагрузки усилителя.

Схема с внедрением 2-ух двухканальных усилителей, когда усиление низкочастотного диапазона звукового сигнала происходит отдельно от среднего и частотного диапазонов, отделенных от него электрическим кроссовером. Потому что сабвуфер имеет К.П.Д. наименьший, чем частотный динамик, он потребляет больше мощности от усилителя, чем последний, для сотворения равного звукового давления.

Усиливаясь в одном усилителе, низкие частоты отбирают огромную часть мощности и фактически ничего не оставляют для средних и больших частот, которые начинают плохо вырисовываться в звуковой картине. Повышение громкости для «вытягивания» средних и больших приводит к искажениям в области низких частот. Звуковая картина совсем портится.

Если же усиливать низкие частоты отдельно от других, то мы имеем прекрасную возможность сделать средние и высочайшие частоты довольно звучными и колоритными, не искажая низкочастотную составляющую сигнала. Звуковая картина становится точной, а эффективность системы существенно растет.

Например, если мы имеем усилитель для сабвуфера мощностью 60 Вт, то для неплохого звука в салоне для средне- и высокочастотных динамиков достаточен отдельный усилитель мощностью только в 20 Вт. Если кроссовер верно настроен, другими словами каждый усилитель получает свою порцию частотного спектра, то возможный уровень звукового давления (SPL) этой системы будет эквивалентен мощности 150 Вт, а не 80 Вт (60Вт + 20 Вт).

Мостовое соединение каналов усилителя (Bridge ON-OFF)

При мостовом соединении в усилителе соединяются воединыжды положительный провод выхода на динамики 1-го канала усиления и отрицательный провод выхода на динамик второго канала усиления. Объединяя таким макаром левый и правый канал мы получаем один еще более мощнейший моно канал для подключения к нему сабвуфера. Его мощность вчетверо больше мощности 1-го канала до мостового режима подключения, потому что мощность — есть квадрат напряжения поделенный на сопротивление, которое остается постоянным. Допустим, напряжение на выходе на одном канале равно 15 Вольт, как следует мощность его будет равна:

$$15(15/40\text{м}) = 56.25 \text{ Вт.}$$

При мостовом подключении напряжение объединенного канала станет равным 30 Вольт, а мощность станет равной:

$$30(30/40\text{м}) = 225 \text{ Вт.}$$

Но, следует держать в голове, что повышение мощности не ведет к пропорциональному повышению громкости (дБ) звука. Повышение мощности вдвое дает повышение уровня звукового давления всего на 3 дБ. В нашем случае, при увеличении мощности вчетверо давление звука вырастет на 6 дБ.

Для того, чтоб верно настроить усилитель нужно произвести следующие деяния:

1. Скрутить на усилителе регулятор усиления (gain) на минимум (малое усиление).
2. Поднять громкость на головном устройстве до наибольшего уровня, на котором еще не

начались

преломления.

3. На усилителе медленно поднять регулятор усиления до уровня предыдущего искажениям (очень «чистое» усиление).
4. Убавить громкость на головном устройстве до хотимого.

В итоге этих действий мы получим наибольший уровень звукового давления (SPL), который может выдать звуковая система.

Конденсаторы — это устройства, которые могут копить и отдавать электронный заряд. Ёмкость конденсаторов измеряется в Фарадах. Конденсатор емкостью 1 Ф копит электронный заряд, эквивалентный силе тока в 1 А, действующего 1 секунду. Заряженный конденсатор разряжается очень стремительно, что делает его очень полезным для поддержания энергопитания массивных аудиосистем в автомобиле.

Усилитель во время работы может краткосрочно потреблять мощность, вдвое превосходящую его среднюю потребляемую мощность. В эти недлинные периоды времени аккумулятор автомобиля не в состоянии обеспечить усилитель подходящей силой тока, и как следствие, происходит падение напряжения в энергосистеме автомобиля, что приводит к искажению звука (глухой бас). Установка конденсатора удачно решает эту задачу. Конденсатор, стремительно разряжаясь, сглаживает падение напряжения в эти недлинные промежутки времени и обеспечивает усилителю ровное питание.

Конденсаторы для схожих целей выпускаются емкостью от 250.000 мФ до 2.000.000 мФ. Подбираются конденсаторы по правилу, по которому на каждые 100 Вт выходной мощности усилителя устанавливается 100.000 мФ емкости конденсатора.

Закон

Вебера-Фехнера

Когда интенсивность раздражения растет в геометрической прогрессии, интенсивность восприятия звука вырастает в арифметической прогрессии. Следует отличать беспристрастную характеристику звука — его интенсивность от личного чувства громкости. При удваивании интенсивности раздражения (мощности звука) громкость не кажется нам удвоившейся. Удвоение громкости чувствуется только при достижении 2-ой степени начального раздражения. Для измерения громкости пользуются единицами, именуемыми децибелами.

$$n \text{ децибел} = 10 \lg (I'/I),$$

где I' и I — интенсивности звуков, громкость которых отличается на n децибел

1. 6 Лекция №6 (2 часа).

Тема: «Преобразователи частоты и параметрические усилители»

1.6.1 Вопросы лекции:

1. Преобразователи частоты и параметрические усилители.

1.6.2 Краткое содержание вопросов:

Преобразователи частоты и параметрические усилители.

Техническое устройство, преобразующее переменное напряжения одной частоты на входе, в изменяющееся по определенному закону переменное напряжение, но уже другой частотой на выходе называется преобразователем частоты (ПЧ). Бывают двух типов:

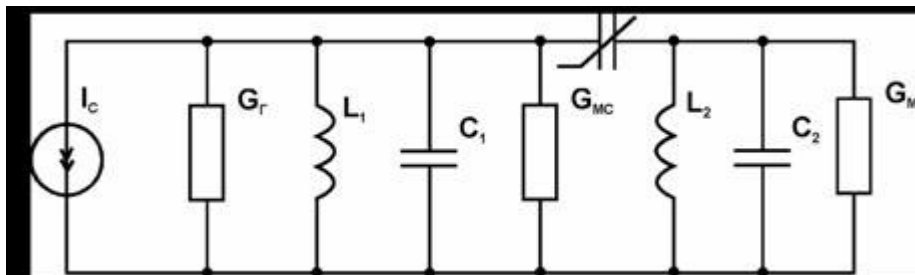
- Непосредственные
- Двухзвенные

Непосредственные – это реверсивный тиристорный преобразователь. Главное его достоинство в том, что он подключается напрямую в сеть без дополнительных устройств.

Двухзвенные – представляют собой транзисторный или тиристорный преобразователь. Но главное их отличие от непосредственных преобразователей в том, что для корректной и безопасной работы инвертора необходимо звено постоянного напряжения. Соответственно для подключения их к общепромышленным сетям необходим выпрямитель. Как правило изготавливаются комплектами (инвертор и выпрямитель поставляются вместе и работают от одной системы управления).

Параметрические усилители

На основании принципа параметрического резонанса строятся параметрические усилители. Различают три наиболее важных режима усиления: 1) с преобразованием частоты “вверх”; 2) с преобразованием частоты “вниз”; 3) регенеративный вырожденный режим.



Первые два режима реализованы в двухканальном усилителе, схема которого приведена на рис. Усилитель содержит два контура: сигнальный (L_1C_1), настроенный на частоту ω_c , и выходной (L_2C_2), настроенный на одну из комбинационных частот (ω). Режим с преобразованием частоты “вверх” или “вниз” определяется ω или частотой настройки выходного контура. На рис. также обозначены: G_{MC} - проводимость нагрузки сигнального контура, G_{M2} - проводимость нагрузки холостого контура. Преобразователь

частоты в 3 раза на нелинейных катушках В нелинейных цепях переменного тока происходят искажения форм кривых напряжений и токов $u(t)$ и $i(t)$, в составе которых появляются высшие гармоники. Таким образом, нелинейные элементы выступают в роли преобразователей сигналов основной частоты в сигналы других частот. Если с помощью фильтров выделить из несинусоидальной функции определенную k -ую гармонику, то можно говорить о преобразователе сигнала в k раз.

6.6.1. В усилителе с преобразованием частоты “вверх” выходной контур настраивается на суммарную частоту $\omega_+ = \omega_{HK} + \omega_c$ и соотношение (24) принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{P_{HK}}{\omega_{HK}} + \frac{P_+}{\omega_+} &= 0 \\ \frac{P_c}{\omega_c} + \frac{P_+}{\omega_+} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Так как всегда $P_+ > 0$ (P_+ - мощность выделяемая в нагрузку), то из (25) следует $P_{HK} < 0$ и $P_c < 0$. Это означает, что оба генератора (и сигнала, и накачки) отдают мощность в выходной контур. Из второго уравнения (25) вытекает, что максимально возможный коэффициент усиления в рассматриваемом режиме равен $K_p = -P_+ / P_c = \omega_+ / \omega_c$.

Усилители такого типа имеют ограниченное применение, поскольку на высоких частотах (там где и используется параметрические усилители) трудно обеспечить большое значение отношения ω_+ / ω_c . Достоинством такого режима усиления является высокая устойчивость работы усиления.

В усилителе с преобразованием частоты “вниз” выходной контур подстраивается на резонансную частоту $\omega_- = \omega_{HK} - \omega_c$ и уравнение (24) принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{P_c}{\omega_c} - \frac{P_-}{\omega_-} &= 0 \\ \frac{P_{HK}}{\omega_{HK}} - \frac{P_-}{\omega_-} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Как видно из первого равенства (26), мощности P_c и P_- положительные, поскольку мощность, потребляемая нагрузкой - $P > 0$. Это означает, что часть мощности генератора накачки поступает в сигнальный контур и компенсирует часть теряемой в ней мощности, т.е. в усилителе происходит регенерация на частоте сигнала. Из (26) нельзя получить коэффициент усиления, поскольку P_c включает не только мощность, потребляемую нагрузкой, но и часть мощности, возникающей за счет регенерации. Тем не менее, записав

первое уравнение (26) в виде $P_- = P_c \omega_- / \omega_c$, можно утверждать, что усиление будет тем больше, чем больше отношение ω_- / ω_c .

Усилители данного типа неустойчивы в работе, так как в сигнальный контур поступает мощность даже в отсутствие сигнала, что при определенных условиях может привести к самовозбуждению.

Одиночный регенеративный усилитель является частным случаем усилителя с преобразованием частоты “вниз”.

В этом усилителе частота накачки равна удвоенной частоте сигнала $\omega_{нк} = 2\omega_c$, а разностная частота - частоте сигнала $\omega_- = \omega_c$ поэтому отпадает необходимость в отдельном контуре, настроенном на разностную частоту. Двухконтурная схема “вырождается” в одноконтурную, откуда происходит название “вырожденный” режим. Если условие $\omega_{нк} = 2\omega_c$ выполняется строго, в контуре выделяется одно усиленное колебание, по амплитуде равное сумме колебаний на частоте сигнала и разностной частоте. Такой режим работы называется синхронным. Как было показано, он зависит от фазовых соотношений колебаний накачки и сигнала.

В реальных условиях невозможно точно выполнить условие синхронизации. Поэтому одноконтурный регенеративный усилитель всегда работает в асинхронном режиме, когда $\omega_- - \omega_c = \delta\omega \neq 0$. При этом величина $2\varphi_{нк} - \varphi_c$ становится функцией времени, поскольку получает t . Вносимое сопротивление, определяемое формулой (18), также становится случайной функцией времени и, как следствие, возникают случайные изменения усиления. Это является серьезным недостатком одноконтурных усилителей.

Параметрические усилители применяются в диапазоне частот от сотен МГц до десятков ГГц. Они имеют относительно узкую полосу пропускания 1...3% и за счет этого, а также из-за отсутствия дробового эффекта, присущего активным элементам, низкий уровень шумов.

1. 7 Лекция №7 (2 часа).

Тема: «Детекторы радиосигналов»

1.7.1 Вопросы лекции:

1. Детекторы радиосигналов.

1.7.2 Краткое содержание вопросов:

1. Детекторы радиосигналов.

Детектором называется устройство, служащее для создания напряжения, изменяющегося в соответствии с законом модуляции одного из параметров входного сигнала. Детекторы можно классифицировать по характеру входного сигнала и виду параметра, который подвергается модуляции, по способу выполнения.

Радиосигналы можно подразделить на три основные группы:

1. Непрерывные гармонические, в которых передаваемое сообщение заложено в модуляции одного из следующих параметров гармонического колебания: амплитуды, частоты или фазы. В зависимости от вида модуляции детектируемого сигнала различают следующие виды детекторов:

- амплитудные (АД);
- частотные (ЧД);
- фазовые (ФД).

2. Радиоимпульсные сигналы, в которых сообщение передается с помощью модуляции одного из следующих параметров:

- пикового напряжения $U_{\text{пик}}$;
- частоты $f_{\text{вх}}$;
- длительности импульса $t_{\text{и}}$ (широотно–импульсная модуляция (ШИМ));
- времени начала импульса $t_{\text{вн}}$ (время–импульсная модуляция (ВИМ)).

Для детектирования подобных сигналов используются детекторы радиоимпульсов.

3. Видеоимпульсные сигналы. Модуляция в видеоимпульсах может осуществляться изменением пикового значения (амплитудно–импульсная модуляция (АИМ)), изменением длительности импульса (ШИМ), времени начала импульса (ВИМ и фазо–импульсная модуляция (ФИМ)); возможно изменение комбинации импульсов в группе (импульсно–кодовая модуляция (ИКМ)). Детектирование подобных сигналов осуществляется детекторами видеоимпульсов. Детекторы, реагирующие на пиковое значение, называются пиковыми.

Амплитудным детектором называется устройство, на выходе которого создается напряжение в соответствии с законом модуляции амплитуды входного гармонического сигнала.

Исходный спектр амплитудно–модулированного (АМ) колебания имеет три составляющие: несущее колебание и две боковые. После детектирования спектр содержит

постоянную составляющую и модулирующий сигнал. Таким образом, напряжение на выходе АД содержит составляющие частот, которых не было во входном напряжении. Поэтому задача АД не сводится к простой фильтрации с помощью линейной цепи с постоянными параметрами. Новые частотные составляющие могут возникнуть только при прохождении сигнала либо через параметрическую линейную цепь, либо нелинейную цепь. Следовательно, в зависимости от способа выполнения АД можно разделить на синхронные детекторы, использующие линейную цепь с периодически меняющимися параметрами, и детекторы на основе нелинейной цепи.

В зависимости от типа электронного прибора, реализующего нелинейную цепь, АД подразделяются:

- на диодные,
- транзисторные.

В зависимости от того, нелинейность характеристики какого из токов транзистора (коллекторного, базового или эмиттерного) используется для детектирования, транзисторные АД делятся на коллекторные, базовые и эмиттерные, а для полевых транзисторов соответственно стоковые, затворные и истоковые. Однако на практике наиболее часто используются диодные детекторы.

1. 8 Лекция №8 (2 часа).

Тема: «Регулировки в устройствах приёма и обработки сигналов»

1.8.1 Вопросы лекции:

1. Регулировки в устройствах приёма и обработки сигналов.

1.8.2 Краткое содержание вопросов:

1. Регулировки в устройствах приёма и обработки сигналов.

В радиоприемных устройствах с помощью регулировок устанавливаются и поддерживаются требуемые режимы работы отдельных элементов схемы, обеспечивающие как наилучшие условия приема полезного сигнала, так и преобразование его в информацию.

Все виды регулировок можно разделить на две основные группы:

- Регулировки, изменяющие параметры схемы, формирующие частотные и фазовые характеристики приемника;
- Регулировки, обеспечивающие требуемые режимы работы элементов приемника.

К первой группе относится настройка на заданную частоту или подстройка на рабочую частоту в определенных пределах. Регулировка избирательных свойств приемника и его полосы пропускания, установка определенных фазовых соотношений.

Вторая группа включает в себя установку заданных электрических режимов активных приборов (транзисторов и ламп), установку режимов отдельных узлов, регулировку усиления приемного тракта, согласование отдельных элементов схемы. В зависимости от целевого назначения перечисленные регулировки делятся на производственно-технологические и эксплуатационные. Первые осуществляются в процессе производства или в процессе ремонта. К ним можно отнести подстройку контуров подстроичными конденсаторами или сердечниками катушек, настройка фильтров, установка требуемых напряжений на электродах, согласование фидерных линий и т.д.

Эксплуатационные регулировки могут быть как ручными, так и автоматическими.

Основными из них являются:

- Регулировка частоты настройки приемника;
- Регулировка избирательности;
- Регулировка усиления.

Регулировка частоты.

Регулировка частоты включает в себя предварительную настройку на номинальную частоту принимаемого сигнала и подстройку во время работы.

Настройка приемника может осуществляться как по эталонному генератору, так и по принимаемому полезному сигналу. Число перестраиваемых элементов определяется схемой приемника и диапазоном частот. Настройка на заданную частоту может быть либо плавной в диапазоне работы приемника, либо фиксированной, обеспечивающей установку конечного числа частот.

Перестройка может осуществляться как вручную, так и с помощью электромеханического привода, с фиксацией заранее установленных рабочих частот. В супергетеродинных приемниках сантиметровых и миллиметровых диапазонов преселектор в большинстве случаев широкополосен и настройка приемника осуществляется путем установки частоты гетеродина. В клистронном гетеродине это может осуществляться за счет механической настройки резонатора, или изменением напряжения на отражателе.

При использовании в приемниках кварцевой стабилизации частоты гетеродина перестройка осуществляется либо путем смены кварцев, либо за счет использования

нескольких кварцованных генераторов, обеспечивающих сетку стабильных частот в заданном диапазоне.

В супергетеродинных приемниках с перестраиваемым преселектором осуществляется сопряжение настройки контуров УВЧ и гетеродина. Изменение частот при настройке должно обеспечивать постоянство промежуточной частоты.

В большинстве случаев настройка контуров осуществляется с помощью конденсаторов переменной емкости, конструктивно объединенных в один блок. В зависимости от типа приемника и его назначения конденсаторы могут быть с воздушным или с пленочным диэлектриком, дискретные конденсаторы или варикапы.

Конденсаторы переменной емкости обладают достаточным коэффициентом перекрытия диапазона емкостей, высокой добротностью и линейностью изменения емкости. Недостатками являются достаточно большие габариты узла настройки, сложность конструкции при большом числе одновременно перестраиваемых контуров, большое время настройки.

При использовании блока конденсаторов переменной емкости параметры отдельных элементов блока примерно одинаковы, примерно одинаковы, будут и коэффициенты перекрытия емкости и, следовательно, диапазона частоты. Однако эти конденсаторы не позволяют обеспечить постоянную разность частот в преобразователях супергетеродинных приемников.

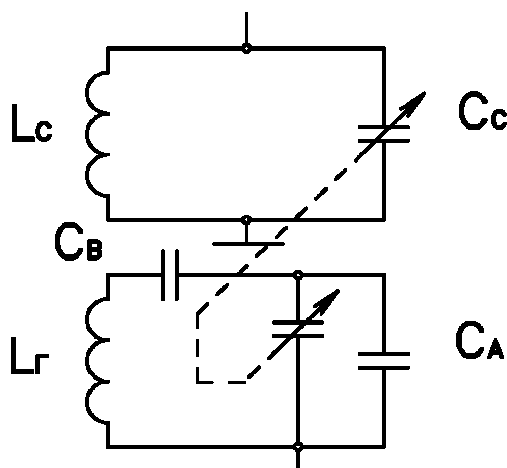
При промежуточной частоте $f_{np}=f_r-f_c$ коэффициенты перекрытия диапазона должны

$$K_c = \frac{f_{c \text{ макс}}}{f_{c \text{ мин}}} , \quad K_z = \frac{f_{c \text{ макс}} + f_{np}}{f_{c \text{ мин}} + f_{np}}$$

быть различными.

При одинаковом же коэффициенте перекрытия разность между частотами настройки контуров УВЧ и гетеродина будет по диапазону, так как контура УВЧ будут расстраиваться относительно частоты сигнала. Это приведет к уменьшению коэффициента усиления, который снижается тем больше, чем шире полоса пропускания усилителя.

Для устранения этого недостатка осуществляется сопряжение настройки контуров. Один из вариантов сопряжения является введение дополнительных конденсаторов в контур гетеродина.



Индуктивность L_{rL} выбирается такой, чтобы в середине диапазона оба контура имели разницу в настройке равную $f_{пр}$. Конденсаторы же выбираются следующим образом $C_v \gg C_{мин}$, а $C_a \ll C_{макс}$. В этом случае на низких частотах рабочего диапазона, когда $C = C_{макс}$ емкость конденсатора C_a роли не играет, а емкость конденсатора C_v уменьшая результирующую емкость колебательного контура увеличивает его резонансную частоту и, следовательно, частоту гетеродина, приближая разность частот к значению промежуточной частоты.

Дискретный конденсатор представляет собой магазин конденсаторов постоянной емкости с последовательно-параллельным включением групп. Применение этих конденсаторов сокращает время перестройки, которое в первую очередь определяется быстродействием схемы управления и самим коммутатором. Возможны смещенные варианты, когда для перестройки колебательных систем используются одновременно дискретные конденсаторы и дискретные катушки индуктивности.

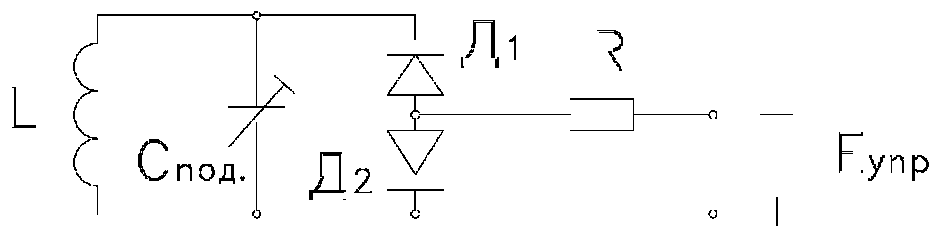
Основной недостаток перестройки с помощью дискретных конденсаторов это ограниченность числа настроек и сложность коммутирующих цепей.

В относительно маломощных каскадах в качестве элемента перестройки частоты используется варикап, который практически безинерционен в изменении емкости и требует маломощный источник управляющего напряжения. Применение варикапов позволяет автоматизировать процесс настройки.

Существенным недостатком варикапа является значительная нелинейность его характеристики, что ухудшает селективные свойства приемника. Один из вариантов уменьшения влияния нелинейности характеристики является увеличение напряжения

смещения, приложенного к диоду. Возможно включение в емкостную часть контура дополнительного линейного конденсатора, однако при этом снижается коэффициент перекрытия диапазона частот.

Лучший результат компенсации нелинейности характеристики дает встречно-последовательное включение варикапов.



В этом случае благодаря компенсации четных гармоник тока снижают влияние нелинейности характеристик. При этом необходимо обеспечить симметрию плеч за счет подбора варикапов по параметрам.

Перспективным можно считать применение варикапов в виде интегрального модуля, в котором находятся несколько идентичных варикапов с общим катодом и отдельным анодом.

Настройка за счет изменения индуктивности осуществляется с помощью вариометров или дискретных катушек индуктивности. В первом случае используется механическое перемещение сердечника катушки внутри ее каркаса или замыкание части витков с помощью токосъемника. В этом случае коэффициент перекрытия порядка 4÷5. Однако необходимо учитывать, что одновременно с изменением индуктивности катушки изменяется и ее добротность, а сам механизм перестройки достаточно сложен и громоздок, что ограничивает число одновременно перестраиваемых контуров. Использование дискретной катушки индуктивности позволяет применять электронную перестройку, которая аналогично настройке дискретным конденсатором, но еще более громоздка.

В профессиональных приемниках СВЧ диапазона находит применение неперестраиваемый вход и коммутируемые фильтры. При неперестраиваемом широкополосном приселекторе антенна, УВЧ и преобразователь частоты согласуются с

помощью широкополосных трансформаторов, а настройка обеспечивается с помощью перестройки гетеродина.

На практике широкое применение находит фильтровой способ настройки приемника, при котором весь диапазон рабочих частот перекрывается рядом неперестраиваемых фильтров, полоса пропускания которых выбирается с запасом по взаимному перекрытию. Число фильтров определяется требованием к селективности приемника и ограничивается сложностью цепи управления.

Таким образом, для приема сигналов в диапазоне частот необходимо выполнение ряда операций, в том числе коммутацию соответствующих цепей, переключение антенн и т. д.

Важным этапом в работе любого приемного устройства является точная настройка на рабочую частоту, который включает в себя установку необходимых частот гетеродина (в профессиональных приемниках их может быть несколько) и настройку резонансных цепей преселектора на частоту сигнала. При работе с использованием в гетеродине синтезаторов частоты имеется возможность сравнительно легко перестраиваться в течение малого промежутка времени. Однако труднее осуществлять быструю перестройку преселектора с включением нужного поддиапазона и перестройкой резонансных цепей. В этом случае используются различные коммутационные цепи, от элементов которых требуется наличие высокого сопротивления контакта для коммутируемого тока в разомкнутом состоянии и минимального в замкнутом. Они так же должны обладать малой проходной емкостью между контактами на рабочей частоте. В селективных цепях коммутация осуществляется механическими или электрическими элементами.

На высоких частотах механические коммутаторы обладают меньшей надежностью (окисление и загрязнение контактов, инерционность, большая паразитная емкость), поэтому большее применение находят электронные элементы – герконы и полупроводниковые коммутационные диоды.

Геркон – это герметизированные и магнитоуправляемые контакты из магнитомягкого сплава. Капсула заполняется инертным газом или вакуумированна. При внесении капсулы в магнитное поле лепестки замыкаются, а при ослаблении напряженности поля размыкаются за счет собственной упругости. Магнитное поле создается специальной катушкой управления.

Коммутационные диоды с электронным управлением имеют большое сопротивление при напряжении обратного смещения и обладают малым дифференциальным сопротивлением при токе прямого смещения.

2. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ПРОВЕДЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ

2.1 Лабораторная работа №1,2 (4 часа).

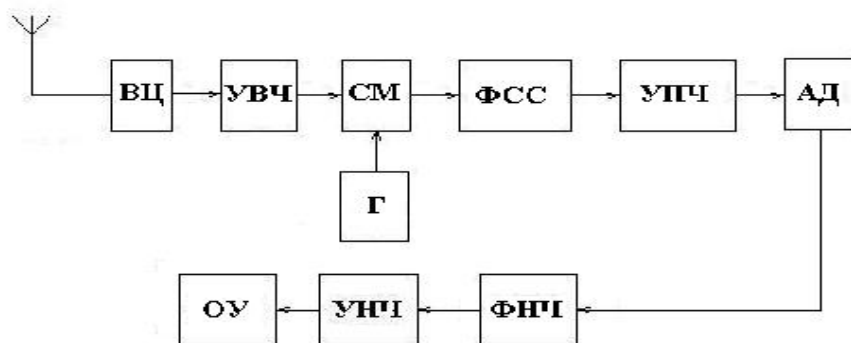
Тема: «Структуры устройств приёма и обработки радиосигналов»

2.1.1 Задание для работы:

1. Ознакомиться с теоретическим материалом.
2. Сделать краткие записи в тетради.
3. Ответить на вопросы преподавателя.

2.1.2 Краткое описание проводимого занятия:

Приемное устройство предназначено для приема сигнала, выполнения задачи избирательности из множества наводимых в антенне сигналов полезного и его дальнейшей обработки и усиления.



Структурная схема супергетеродинного приемника

Принятый с помощью антенны сигнал поступает на входную цепь, где находится колебательный контур, настроенный на прием определенной части спектра сигнала принимаемого антенной, контур настраивается на частоту несущей, а полоса пропускания рассчитана ширине спектра принимаемого сигнала.

Далее сигнал поступает на усилитель высокой частоты, где происходит увеличение амплитуды высокочастотных токов, в усилителе высокой частоты применяются малошумящие усилительные элементы, т.к. сигнал на входе приемника имеет очень малую амплитуду, поэтому необходимо обеспечить максимальное соотношение сигнал/шум. Усиленный сигнал поступает на смеситель, который переносит спектр

принятого ВЧ сигнала в низкочастотный диапазон. Работу смесителя обеспечивает гетеродин.

После, сигнал поступает на фильтр сосредоточенной селекции. Далее для увеличения амплитуды, сигнал поступает на усилитель промежуточной частоты, а после на амплитудный детектор, где происходит выделение низкочастотного сигнала. Низкочастотный сигнал усиливается до необходимого уровня и подается на оконечное устройство.

Главные преимущества супергетеродинного приемника:

- Высокая чувствительность;
- Высокая избирательность.

Недостатки:

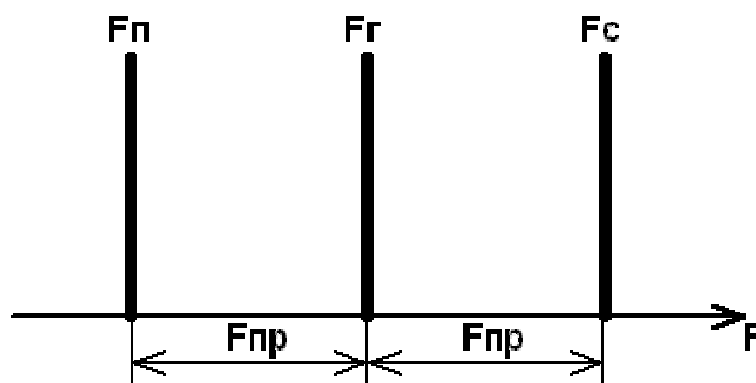
Супергетеродин труднее в настройке, т.к. необходимо обеспечить стабильность частоты гетеродина.

Однако наиболее значительным недостатком супергетеродинного приемника является наличие так называемого зеркального канала приема – второй входной частоты, дающей такую же разность с частотой гетеродина, что и рабочая частота, иначе говоря, сигнал, передаваемый на этой частоте может проходить через фильтр промежуточной частоты вместе с полезным сигналом.

Зеркальный канал приема образуется внешней помехой на частоте $f_{зк}$:

$$f_{зк} = f_c + f_{np} = f_c + 2f_{np}$$

Величина подавления такой помехи зависит от эффективности входного фильтра и является одной из основных характеристик супергетеродина.



Спектр помехи по зеркальному каналу.

Существует два способа уменьшить помехи от зеркального канала.

Первый способ заключается в применении сложных входных полосовых фильтров, состоящих из нескольких колебательных контуров, однако это усложняет конструкцию и настройку. Второй способ заключается в выборе большей промежуточной частоты. В этом

случае зеркальный канал оказывается относительно далеко по частоте от основной, и входной фильтр более эффективно подавляет эту помеху.

Чувствительность радиоприемника.

Под чувствительностью радиоприемника понимают его способность принимать слабые сигналы, обрабатывать их и выдавать на оконечное устройство с необходимыми параметрами и качеством.

Реальную чувствительность измеряют в микровольтах, микроваттах или дБл.

Предельная чувствительность:

$$P_{сп} = F \Delta F_{ш} k T$$

F – коэффициент шума в раз;

$\Delta F_{ш}$ - шумовая полоса в Герцах;

T – температура в Кельвинах;

k – постоянная Больцмана.

При $T=290K$

$$P_{сп} = -174 \text{ дБ} + 10 \lg \Delta F_{ш} + F$$

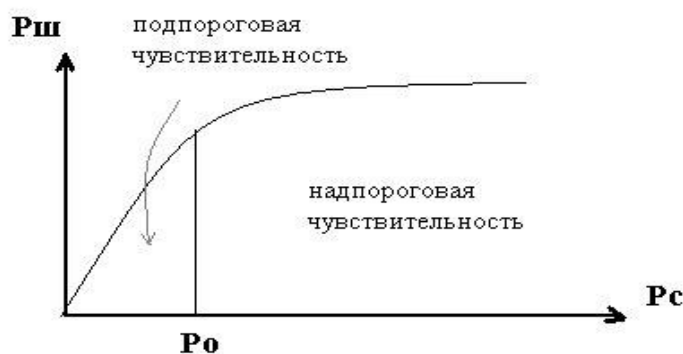
Уменьшение шума обеспечивается подбором элементов, что дает возможность уменьшить и уменьшается T .

Для улучшения чувствительности применяются малошумящие усилители и

специальные охлаждающие системы приемника.

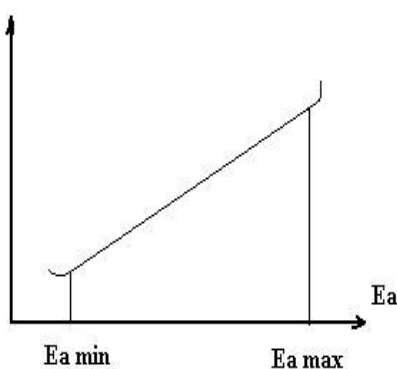
В приемнике разделяют линейную часть тракта и нелинейную.

Линейная часть – до демодулятора, а нелинейная – это демодулятор, усилитель НЧ.



Мерой линейности приемного тракта является его динамический диапазон:

$$DE = \frac{E_{amax}}{E_{amin}}$$



Реальные приемники имеют относительно небольшой динамический диапазон 60-80 дБ.

С помощью специальных мер его увеличивают до 120 дБ и больше..

К этим мера

2.1.3 Результаты и выводы:

(По данной форме необходимо представить все практические занятия)

В результате работы студенты должны усвоить содержание и задачи обследования структуры устройств приёма и обработки радиосигналов.

2.2 Лабораторная работа №3,4(4 часа).

Тема: «Основные технические характеристики и их взаимосвязь»

2.2.1 Задание для работы:

- 1.Ознакомиться с теоретическим материалом.
- 2.Сделать краткие записи в тетради.
3. Ответить на вопросы преподавателя.

2.2.2 Краткое описание проводимого занятия:

К основным характеристикам линий связи относятся:

- амплитудно-частотная характеристика;
- полоса пропускания;
- затухание;
- помехоустойчивость;
- перекрестные наводки на ближнем конце линии;
- пропускная способность;
- достоверность передачи данных;
- удельная стоимость.

В первую очередь разработчика вычислительной сети интересуют **пропускная способность** и **достоверность** передачи данных, поскольку эти характеристики прямо влияют на производительность и надежность создаваемой сети. Пропускная способность и достоверность - это характеристики как линии связи, так и способа передачи данных. Поэтому если способ передачи (протокол) уже определен, то известны и эти характеристики. Например, пропускная способность цифровой линии всегда известна, так

как на ней определен протокол физического уровня, который задает битовую скорость передачи данных - 64 Кбит/с, 2 Мбит/с и т. п.

Однако нельзя говорить о пропускной способности линии связи, до того как для нее определен протокол физического уровня. Именно в таких случаях, когда только предстоит определить, какой из множества существующих протоколов можно использовать на данной линии, очень важными являются остальные характеристики линии, такие как полоса пропускания, перекрестные наводки, помехоустойчивость и другие характеристики.

Для определения характеристик линии связи часто используют анализ ее реакций на некоторые эталонные воздействия. Такой подход позволяет достаточно просто и однотипно определять характеристики линий связи любой природы, не прибегая к сложным теоретическим исследованиям. Чаще всего в качестве эталонных сигналов для исследования реакций линий связи используются синусоидальные сигналы различных частот. Это связано с тем, что сигналы этого типа часто встречаются в технике и с их помощью можно представить любую функцию времени - как непрерывный процесс колебаний звука, так и прямоугольные импульсы, генерируемые компьютером.

Амплитудно-частотная характеристика, полоса пропускания и затухание.

Степень искажения синусоидальных сигналов линиями связи оценивается с помощью таких характеристик, как амплитудно-частотная характеристика, полоса пропускания и затухание на определенной частоте.

Амплитудно-частотная характеристика показывает, как затухает амплитуда синусоиды на выходе линии связи по сравнению с амплитудой на ее входе для всех возможных частот передаваемого сигнала. Вместо амплитуды в этой характеристике часто используют также такой параметр сигнала, как его мощность.



Рис. Амплитудно-частотная характеристика.

Знание амплитудно-частотной характеристики реальной линии позволяет определить форму выходного сигнала практически для любого входного сигнала. Для

этого необходимо найти спектр входного сигнала, преобразовать амплитуду составляющих его гармоник в соответствии с амплитудно-частотной характеристикой, а затем найти форму выходного сигнала, сложив преобразованные гармоники.

Несмотря на полноту информации, предоставляемой амплитудно-частотной характеристикой о линии связи, ее использование осложняется тем обстоятельством, что получить ее весьма трудно. Ведь для этого нужно провести тестирование линии эталонными синусоидами по всему диапазону частот от нуля до некоторого максимального значения, которое может встретиться во входных сигналах. Причем менять частоту входных синусоид нужно с небольшим шагом, а значит, количество экспериментов должно быть очень большим. Поэтому на практике вместо амплитудно-частотной характеристики применяются другие, упрощенные характеристики - полоса пропускания и затухание.

Полоса пропускания (bandwidth) - это непрерывный диапазон частот, для которого отношение амплитуды выходного сигнала ко входному превышает некоторый заранее заданный предел, обычно 0,5. То есть полоса пропускания определяет диапазон частот синусоидального сигнала, при которых этот сигнал передается по линии связи без значительных искажений. Знание полосы пропускания позволяет получить с некоторой степенью приближения тот же результат, что и знание амплитудно-частотной характеристики. Как мы увидим ниже, **ширина полосы пропускания** в наибольшей степени влияет на максимально возможную скорость передачи информации по линии связи. Именно этот факт нашел отражение в английском эквиваленте рассматриваемого термина (width - ширина).

Затухание (attenuation) определяется как относительное уменьшение амплитуды или мощности сигнала при передаче по линии сигнала определенной частоты. Таким образом, затухание представляет собой одну точку из амплитудно-частотной характеристики линии. Часто при эксплуатации линии заранее известна основная частота передаваемого сигнала, то есть та частота, гармоника которой имеет наибольшую амплитуду и мощность. Поэтому достаточно знать затухание на этой частоте, чтобы приблизительно оценить искажения передаваемых по линии сигналов. Более точные оценки возможны при знании затухания на нескольких частотах, соответствующих нескольким основным гармоникам передаваемого сигнала.

Затухание A обычно измеряется в децибелах (дБ, decibel - dB) и вычисляется по следующей формуле:

$$A = 10 \log_{10} P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}},$$

где $P_{\text{вых}} \sim$ мощность сигнала на выходе линии, $P_{\text{вх}}$ - мощность сигнала на входе линии.

Так как мощность выходного сигнала кабеля без промежуточных усилителей всегда меньше, чем мощность входного сигнала, затухание кабеля всегда является отрицательной величиной.

Например, кабель на витой паре категории 5 характеризуется затуханием не ниже - 23,6 дБ для частоты 100 МГц при длине кабеля 100 м. Частота 100 МГц выбрана потому, что кабель этой категории предназначен для высокоскоростной передачи данных, сигналы которых имеют значимые гармоники с частотой примерно 100 МГц. Кабель категории 3 предназначен для низкоскоростной передачи данных, поэтому для него определяется затухание на частоте 10 МГц (не ниже -11,5 дБ). Часто оперируют с абсолютными значениями затухания, без указания знака.

Абсолютный **уровень мощности**, например уровень мощности передатчика, также измеряется в децибелах. При этом в качестве базового значения мощности сигнала, относительно которого измеряется текущая мощность, принимается значение в 1 мВт. Таким образом, уровень мощности p вычисляется по следующей формуле:

$$p = 10 \log_{10} P/1\text{мВт} [\text{дБм}],$$

где P - мощность сигнала в милливаттах, а **дБм (dBm)** - это единица измерения уровня мощности (децибел на 1 мВт).

Таким образом, амплитудно-частотная характеристика, полоса пропускания и затухание являются универсальными характеристиками, и их знание позволяет сделать вывод о том, как через линию связи будут передаваться сигналы любой формы.

Полоса пропускания зависит от типа линии и ее протяженности.

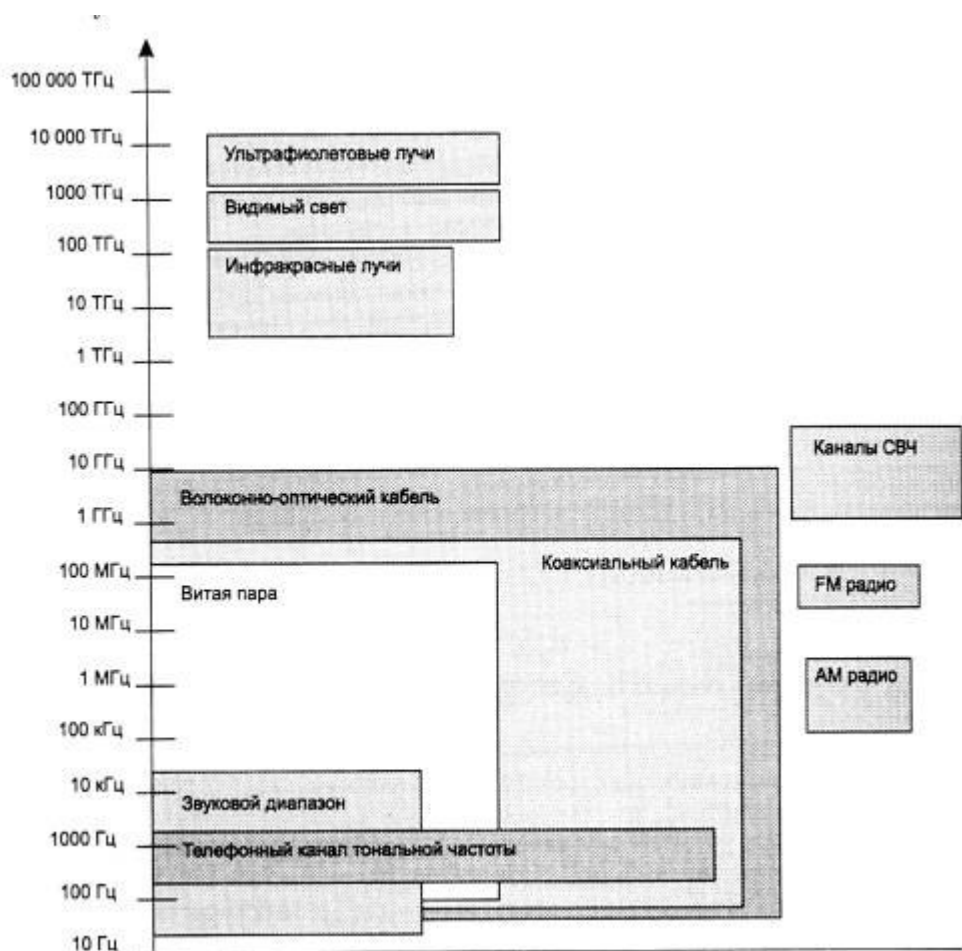


Рис. Полосы пропускания линий связи и популярные частотные диапазоны.

Пропускная способность линии.

Пропускная способность (throughput) линии характеризует максимально возможную скорость передачи данных по линии связи. Пропускная способность измеряется в битах в секунду - бит/с, а также в производных единицах, таких как килобит в секунду (Кбит/с), мегабит в секунду (Мбит/с), гигабит в секунду (Гбит/с) и т. д.

Пропускная способность линии связи зависит не только от ее характеристик, таких как амплитудно-частотная характеристика, но и от спектра передаваемых сигналов. Если значимые гармоники сигнала (то есть те гармоники, амплитуды которых вносят основной вклад в результирующий сигнал) попадают в полосу пропускания линии, то такой сигнал будет хорошо передаваться данной линией связи и приемник сможет правильно распознать информацию, отправленную по линии передатчиком. Если же значимые гармоники выходят за границы полосы пропускания линии связи, то сигнал будет значительно искажаться, приемник будет ошибаться при распознавании информации, а значит, информация не сможет передаваться с заданной пропускной способностью.

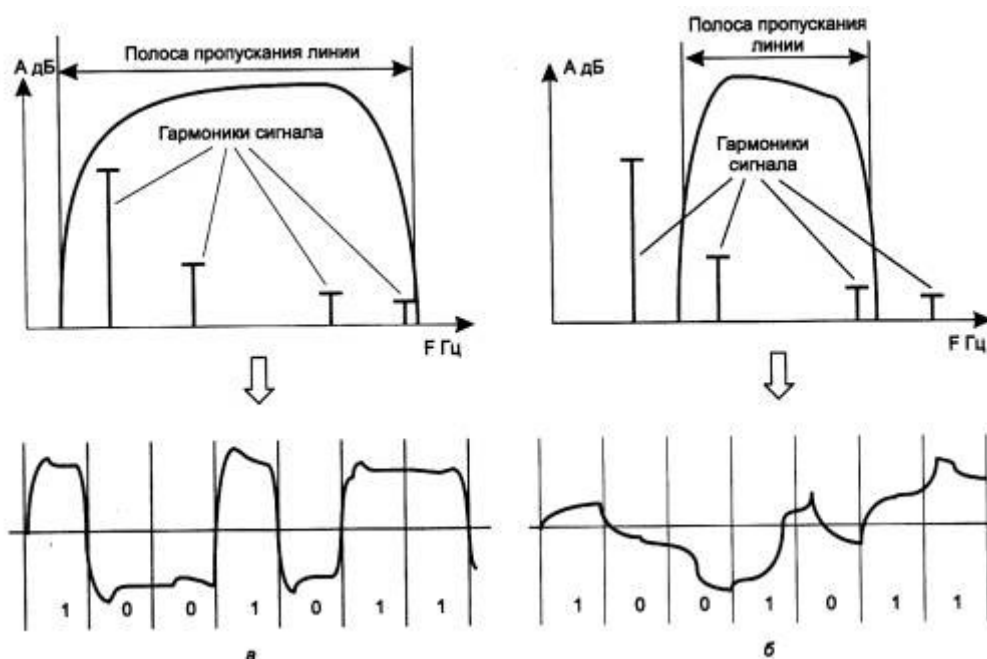


Рис. Соответствие между полосой пропускания линии связи и спектром сигнала.

Выбор способа представления дискретной информации в виде сигналов, подаваемых на линию связи, называется **физическим** или **линейным кодированием**. От выбранного способа кодирования зависит спектр сигналов и, соответственно, пропускная способность линии. Таким образом, для одного способа кодирования линия может обладать одной пропускной способностью, а для другого - другой. Например, витая пара категории 3 может передавать данные с пропускной способностью 10 Мбит/с при способе кодирования стандарта физического уровня 10Base-T и 33 Мбит/с при способе кодирования стандарта 100Base-T4. В примере, приведенном на рис. 2.9, принят следующий способ кодирования - логическая 1 представлена на линии положительным потенциалом, а логический 0 - отрицательным.

Теория информации говорит, что любое различимое и непредсказуемое изменение принимаемого сигнала несет в себе информацию. В соответствии с этим прием синусоиды, у которой амплитуда, фаза и частота остаются неизменными, информации не несет, так как изменение сигнала хотя и происходит, но является хорошо предсказуемым. Аналогично, не несут в себе информации импульсы на тактовой шине компьютера, так как их изменения также постоянны во времени. А вот импульсы на шине данных предсказать заранее нельзя, поэтому они переносят информацию между отдельными блоками или устройствами.

Большинство способов кодирования используют изменение какого-либо параметра периодического сигнала - частоты, амплитуды и фазы синусоиды или же знак потенциала последовательности импульсов. Периодический сигнал, параметры которого изменяются,

называют **несущим сигналом** или **несущей частотой**, если в качестве такого сигнала используется синусоида.

Если сигнал изменяется так, что можно различить только два его состояния, то любое его изменение будет соответствовать наименьшей единице информации - биту. Если же сигнал может иметь более двух различных состояний, то любое его изменение будет нести несколько бит информации.

Количество изменений информационного параметра несущего периодического сигнала в секунду измеряется в **бодах (baud)**. Период времени между соседними изменениями информационного сигнала называется тактом работы передатчика.

Пропускная способность линии в битах в секунду в общем случае не совпадает с числом бод. Она может быть как выше, так и ниже числа бод, и это соотношение зависит от способа кодирования.

Если сигнал имеет более двух различных состояний, то пропускная способность в битах в секунду будет выше, чем число бод. Например, если информационными параметрами являются фаза и амплитуда синусоиды, причем различаются 4 состояния фазы в 0,90,180 и 270 градусов и два значения амплитуды сигнала, то информационный сигнал может иметь 8 различных состояний. В этом случае модем, работающий со скоростью 2400 бод (с тактовой частотой 2400 Гц) передает информацию со скоростью 7200 бит/с, так как при одном изменении сигнала передается 3 бита информации.

При использовании сигналов с двумя различными состояниями может наблюдаться обратная картина. Это часто происходит потому, что для надежного распознавания приемником пользовательской информации каждый бит в последовательности кодируется с помощью нескольких изменений информационного параметра несущего сигнала. Например, при кодировании единичного значения бита импульсом положительной полярности, а нулевого значения бита - импульсом отрицательной полярности физический сигнал дважды изменяет свое состояние при передаче каждого бита. При таком кодировании пропускная способность линии в два раза ниже, чем число бод, передаваемое по линии.

На пропускную способность линии оказывает влияние не только физическое, но и логическое кодирование. **Логическое кодирование** выполняется до физического кодирования и подразумевает замену бит исходной информации новой последовательностью бит, несущей ту же информацию, но обладающей, кроме этого, дополнительными свойствами, например возможностью для приемной стороны обнаруживать ошибки в принятых данных. Сопровождение каждого байта исходной информации одним битом четности - это пример очень часто применяемого способа

логического кодирования при передаче данных с помощью модемов. Другим примером логического кодирования может служить шифрация данных, обеспечивающая их конфиденциальность при передаче через общественные каналы связи. При логическом кодировании чаще всего исходная последовательность бит заменяется более длинной последовательностью, поэтому пропускная способность канала по отношению к полезной информации при этом уменьшается.

Помехоустойчивость и достоверность.

Помехоустойчивость линии определяет ее способность уменьшать уровень помех, создаваемых во внешней среде, на внутренних проводниках. Помехоустойчивость линии зависит от типа используемой физической среды, а также от экранирующих и подавляющих помехи средств самой линии. Наименее помехоустойчивыми являются радиолинии, хорошей устойчивостью обладают кабельные линии и отличной - волоконно-оптические линии, малочувствительные ко внешнему электромагнитному излучению. Обычно для уменьшения помех, появляющихся из-за внешних электромагнитных полей, проводники экранируют и/или скручивают.

Перекрестные наводки на ближнем конце (Near End Cross Talk - NEXT) определяют помехоустойчивость кабеля к внутренним источникам помех, когда электромагнитное поле сигнала, передаваемого выходом передатчика по одной паре проводников, наводит на другую пару проводников сигнал помехи. Если ко второй паре будет подключен приемник, то он может принять наведенную внутреннюю помеху за полезный сигнал. Показатель NEXT, выраженный в децибелах, равен $10 \log \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{нав}}}$, где $P_{\text{вых}}$ - мощность выходного сигнала, $P_{\text{нав}}$ - мощность наведенного сигнала.

Чем меньше значение NEXT, тем лучше кабель. Так, для витой пары категории 5 показатель NEXT должен быть меньше -27 дБ на частоте 100 МГц.

Показатель NEXT обычно используется применительно к кабелю, состоящему из нескольких витых пар, так как в этом случае взаимные наводки одной пары на другую могут достигать значительных величин. Для одинарного коаксиального кабеля (то есть состоящего из одной экранированной жилы) этот показатель не имеет смысла, а для двойного коаксиального кабеля он также не применяется вследствие высокой степени защищенности каждой жилы. Оптические волокна также не создают сколь-нибудь заметных помех друг для друга.

В связи с тем, что в некоторых новых технологиях используется передача данных одновременно по нескольким витым парам, в последнее время стал применяться показатель **PowerSUM**, являющийся модификацией показателя NEXT. Этот показатель отражает суммарную мощность перекрестных наводок от всех передающих пар в кабеле.

Достоверность передачи данных характеризует вероятность искажения для каждого передаваемого бита данных. Иногда этот же показатель называют **интенсивностью битовых ошибок (Bit Error Rate, BER)**. Величина BER для каналов связи без дополнительных средств защиты от ошибок (например, самокорректирующихся кодов или протоколов с повторной передачей искаженных кадров) составляет, как правило, 10^{-4} - 10^{-6} , в оптоволоконных линиях связи - 10^{-9} . Значение достоверности передачи данных, например, в 10^{-4} говорит о том, что в среднем из 10000 бит искажается значение одного бита.

Искажения бит происходят как из-за наличия помех на линии, так и по причине искажений формы сигнала ограниченной полосой пропускания линии. Поэтому для повышения достоверности передаваемых данных нужно повышать степень помехозащищенности линии, снижать уровень перекрестных наводок в кабеле, а также использовать более широкополосные линии связи.

2.2.3 Результаты и выводы:

(По данной форме необходимо представить все практические занятия)

В результате работы студенты должны усвоить основные характеристики линий связи и их взаимосвязь.

2.3 Лабораторная работа №5,6 (4 часа).

Тема: «Шумовые свойства устройства приёма обработки сигналов»

2.3.1 Задание для работы:

1. Ознакомиться с теоретическим материалом.
2. Сделать краткие записи в тетради.
3. Ответить на вопросы преподавателя.

2.3.2 Краткое описание проводимого занятия:

Коэффициент шума преобразователя на усилительных элементах [1]

$$K_{\text{ш}} = \frac{N_{\text{с}}}{N_{\text{сн}}} \quad (1)$$

где $N_{\text{с}}$ – средний квадрат напряжения собственных шумов на выходе преобразователя;

$N_{\text{сн}}$ – мощность шума, поступающего на вход от источника сигнала.

Коэффициент шума преобразователя частоты в 1,5...2 раза больше, чем усилительного каскада на том же усилительном элементе. Это объясняется тем, что в

режиме преобразования коэффициент передачи транзистора по мощности меньше, чем в режиме усиления.

Шумовые свойства преобразователей зависят не только от шумовых свойств нелинейного элемента, но и от вклада шумов, определяемого зеркальным каналом. В радиоприемных устройствах шумы по зеркальному каналу подавляются избирательными цепями преселектора. В радиоприемных устройствах, предназначенных для приема радиосигналов, где избирательность по зеркальному каналу не может быть обеспечена, для уменьшения влияния шумов применяют преобразователи с фазовым их подавлением.

Напряжение сигнала подводится к входам преобразователей Π_1 и Π_2 в фазе, а напряжение гетеродина – со сдвигом $\pi/2$, осуществляемые в фазовращателях j_1 и j_2 . После дополнительного сдвига сигналы суммируются на сумматоре. Напряжения промежуточной частоты из основного канала, имея одинаковые фазы, суммируются и удваиваются, а напряжения промежуточной частоты из зеркального канала, будучи в противофазе, уничтожаются. Ослабление шумов зеркального канала по данной структурной схеме составляет примерно 20 дБ, что дает преимущество при ее использовании в радиоприемных устройствах ВЧ- и СВЧ-диапазона длин волн.

В современных радиоприемных устройства СВЧ-диапазона используются малошумящие СВЧ полевые транзисторы ПТШ.

Особенности построения гетеродинов в преобразователях частоты диапазонных устройств приема и обработки сигналов

В высококачественных приемниках гетеродин выполняется на отдельном транзисторе, в приемниках более низких классов на - общем со смесителем активном элементе. Для гетеродина может быть использована любая схема генератора с самовозбуждением. Для нормальной работы диапазонного супергетеродинного приемника необходимо условие обеспечения постоянства промежуточной частоты, т.е. при любой настройке частота гетеродина была выше (ниже) на величину, равную промежуточной частоте $f_{\text{ген}} = f_c + f_{\text{пр}}$. В радиоприемных устройствах используются схемы контуров преселектора и гетеродина с одинаковыми переменными конденсаторами. Однако коэффициенты перекрытия диапазонов контуров преселектора и гетеродина должны быть разными (у гетеродина меньше). Это уменьшение перекрытия в гетеродине для сопряжения его настройки с настройкой контура входной цепи преселектора достигается с помощью конденсаторов C_1 и C_2 . Точное сопряжение достигается лишь в трех точках диапазона по числу возможных подстроек в контуре гетеродина (C_1, C_2, L_T).

Частоты точного сопряжения целесообразно выбирать на середине диапазона и вблизи от крайних точек, но не равными $f_{c \min}$ и $f_{c \max}$, чтобы уменьшить погрешность сопряжения. Абсолютная погрешность сопряжения определяется выражением.

При этом следует иметь в виду, что фильтры УПЧ обладают более острой АЧХ, чем преселектор, а приемник настраивают по максимуму напряжения на детекторе, т.е. на , расстроенными оказываются контуры преселектора. Поэтому погрешность сопряжения определяет расстройку не гетеродина, а преселектора относительно принимаемого сигнала.

2.3.3 Результаты и выводы:

(По данной форме необходимо представить все практические занятия)

В результате работы студенты должны усвоить основные шумовые свойства устройства приема и обработки сигналов.

2.4 Лабораторная работа №7,8 (4 часа).

Тема: «Входные цепи и устройства»

2.4.1 Задание для работы:

- 1.Ознакомиться с теоретическим материалом.
- 2.Сделать краткие записи в тетради.
3. Ответить на вопросы преподавателя.

2.4.2 Краткое описание проводимого занятия:

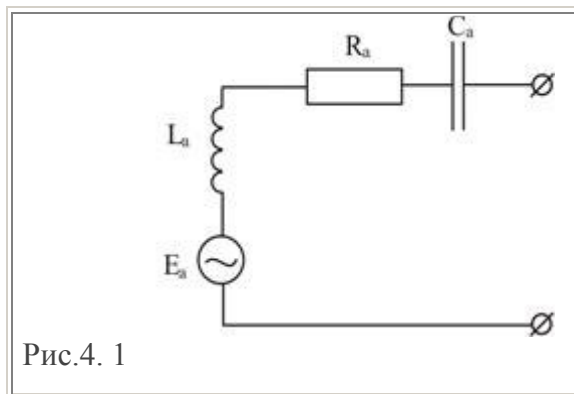
Входной цепью радиоприемного устройства называют цепь, связывающую антенно-фидерное устройство с первым каскадом усиления или преобразования частоты радиосигнала.

Основное ее назначение - предварительная частотная селекция принимаемого сигнала от помех, ухудшающих реальную чувствительность радиоприемного устройства.

Структура входной цепи существенно зависит от назначения и условий работы радиоприемника и представляет собой пассивный частотно-избирательный 4-полюсник.

В общем случае приемная антенна может быть представлена в виде эквивалентного активного двухполюсника, содержащего либо генератор ЭДС, с внутренним сопротивлением Z_* , либо генератора тока I_* , с внутренней проводимостью Y_* .

Если размеры антенны малы по сравнению с длиной волны принимаемого излучения, то сопротивление Z_a складывается из сопротивлений элементов последовательного колебательного контура.



На более длинных волнах, когда влиянием L_a , R_a можно пренебречь, получаем эквивалентную схему антенны, содержащую последовательно включенные E_a , C_a . Антенны, имеющие такие эквивалентные схемы, обычно используются в диапазонных приемниках умеренно высоких частот и называются **ненастроенными антеннами**.

В диапазоне СВЧ применяются антенны, настроенные на среднюю частоту принимаемых сигналов, поэтому такие антенны называются **настроенными** и их эквивалентную схему можно представить в виде последовательного соединения E_a , R_a . Важным параметром настроенных антенн является номинальная мощность сигнала в антенне, определяемая по формуле (4.1):

$$P_x = \frac{E_a^2}{4R_a} \quad (4.1)$$

Основными качественными показателями входной цепи являются:

1. Коэффициент передачи по напряжению, который определяется как отношение напряжения U сигнала на входе активного элемента к величине ЭДС E генератора, эквивалентного антенно-фидерной системе:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}}{E} = K \cdot \exp(-j\varphi) \quad (4.2)$$

Поэтому коэффициент передачи входной цепи зависит не только от самого входного устройства, но и от сопротивления антенны Z_a .

На метровых и более коротких волнах при данной напряженности поля сигнала антенно-фидерную систему вместе с ЭДС E , можно характеризовать величиной номинальной мощности $P_{\text{ном}}$. Следовательно, антенную цепь можно характеризовать коэффициентом использования мощности или коэффициентом передачи по мощности.

$$K_p = \frac{P_{\text{изл}}}{P_{\text{ном}}} < 1 \quad (4.3)$$

Потери во входном устройстве удобно учитывать соответствующим входной проводимостью активного элемента $G_{\text{вх}}$ и выходной проводимостью антенно-фидерной системы g . Тогда величина K_p характеризует только рассогласование входа активного элемента с антенно-фидерной системой.

Модуль коэффициента передачи по напряжению K и коэффициент использования номинальной мощности K_p связаны простой зависимостью

$$K_p = \frac{P_{\text{изл}}}{P_{\text{ном}}} = \frac{U^2}{E^2} \cdot 4 \cdot \frac{G_{\text{вх}}}{g} = 4 \cdot K^2 \cdot \frac{G_{\text{вх}}}{g}, \quad (4.4)$$

$$\text{где } P_{\text{изл}} = U^2 G_{\text{вх}} P_{\text{норм}} = (1/4) E^2 g$$

Столь простая связь величин K и K_p позволяет в дальнейшем рассматривать лишь одну из них.

Из полученного выражения можно определить предельно-достижимый коэффициент передачи по напряжению. В идеальном случае, при полном согласовании и отсутствии потерь во входном устройстве, во входную проводимость первого активного элемента передается поминальная мощность антенно-фидерной системы ($K_p = 1$), тогда

$$K_{\text{норм}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{G_{\text{вх}}}{g}} \quad (4.5)$$

Потери во входном устройстве и рассогласование уменьшают коэффициент передачи по напряжению K .

Наибольший интерес представляет резонансная величина модуля коэффициента передачи по напряжению K_p , так как она характеризует

передачу полезного сигнала, на частоту которого настроено входное устройство.

Обычно $K_1 = 1.5 + 6$, т.е. большинство входных устройств увеличивают напряжение на входе активного элемента по сравнению с величиной ЭДС антенно-фидерной системы. Подчеркнем, что увеличение сигнала достигается за счет трансформации напряжения, а не путем усиления, которое производится активными элементами с дополнительным источником энергии.

2. Полоса пропускания входной цепи, в пределах которой неравномерность передачи составляющих спектра принимаемого сигнала не превышает 3 дБ.

$(f_{max} - f_{min})$ **3. Избирательность S_1** при заданной расстройке f показывает степень подавления мешающей станции. Для входных устройств супергетеродинных приемников важное значение имеет ослабление приема на зеркальной частоте, которая отличается от частоты полезного принимаемого сигнала на две номинальные промежуточные частоты, а также ослабление приема на частоте, равной номинальной промежуточной частоте. Таким образом, входные цепи супергетеродинных приемников обеспечивают избирательность по зеркальному каналу и по каналу прямого прохождения.

4. Диапазон рабочих частот, в пределах которого входная цепь обеспечивает настройку на любую рабочую частоту при сохранении предыдущих показателей (коэффициента передачи по напряжению, полосы пропускания и избирательности) в заданных пределах. Диапазонные свойства обычно характеризуются коэффициентом перекрытия диапазона

$$K_{\text{пер}} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}} \quad (4.6)$$

Кроме перечисленных параметров в зависимости от назначения радиоприемного устройства к входным цепям предъявляются и другие важные требования, среди которых, в первую очередь, можно отметить требования обеспечения минимального коэффициента шума, минимальной нелинейности частотно-избирательных цепей с электронной перестройкой частоты и т.д. Иногда предъявляются требования слабого влияния разброса параметров антенны на работу входного устройства. Это требование объясняется тем, что

многие приемники должны допускать работу от различных антенн, параметры которых могут значительно отличаться от средних значений.

Перечисленные требования в значительной степени противоречивы. Так получение высокого коэффициента передачи по напряжению неизбежно приводит к ухудшению избирательности входного устройства и к увеличению вредного влияния разброса параметров антенны. Поэтому при конструировании входного устройства приходится обращать, основное внимание на некоторые требования, в известной степени жертвуя другими.

Решение вопроса о том, какое требование является наиболее важным зависит от условий работы и назначения приемного устройства.

2.4.3 Результаты и выводы:

(По данной форме необходимо представить все практические занятия)

В результате работы студенты должны усвоить содержание и ответить на вопросы преподавателя по теме «Входные цепи и устройства».

2.5 Лабораторная работа №9,10 (4 часа).

Тема: «Высококачественные усилители устройств приёма и обработки сигналов»

2.5.1 Задание для работы:

- 1.Ознакомиться с теоретическим материалом.
- 2.Сделать краткие записи в тетради.
3. Ответить на вопросы преподавателя.

2.5.2 Краткое описание проводимого занятия:

1. Цель работы

Изучение принципов работы и основных характеристик детекторов частотно-модулированных колебаний. Экспериментальное исследование схем частотных детекторов (ЧД) с двумя взаимно расстроенными контурами и автокорреляционного (с элементом задержки).

2. Расчетная часть

Исходные данные для расчета:

Средняя частота сигнала $f_0 = 100 \text{ кГц}$

Девияция частоты $\Delta f_d = 10 \text{ кГц}$

Обобщенная начальная расстройка контуров $\xi_0 = \sqrt{2}$

Коэффициент усиления по напряжению усилителя-ограничителя $K_0 = 14$

Коэффициент передачи диодных детекторов $K_D = 0,8$

Напряжение на входе ЧД $U_{вх} = 0,5$

1. Рассчитать эквивалентную добротность контуров частотного детектора на расстроенных контурах из условия получения требуемой начальной расстройке, равной девиации частоты полезной модуляции.

$$Q_{\text{экв}} = \xi_0 \frac{f_0}{2\Delta f} = \sqrt{2} \frac{100 \cdot 10^3}{2 \cdot 10 \cdot 10^3} = 7,07$$

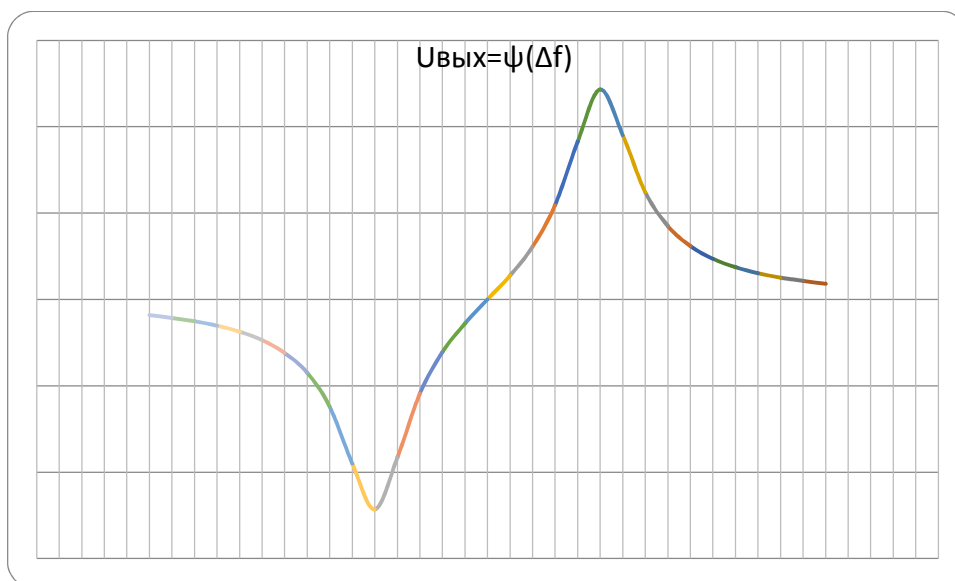
2. Рассчитать и построить детекторную характеристику ЧД на расстроенных контурах $U_{\text{вых}} = \psi(\Delta f)$ при добротности контуров рассчитанных в первом пункте.

$$|U_{\text{вых}}| = K_D K_0 U_{\text{вх}} \psi(\Delta f) = 0,8 \cdot 14 \cdot 0,5 \cdot \psi(\Delta f)$$

$$\psi(\Delta f) = \frac{1}{\sqrt{1 + 2 \frac{Q_{\text{экв}}}{f_0} (\Delta f - \Delta f_0)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + 2 \frac{Q_{\text{экв}}}{f_0} (\Delta f + \Delta f_0)^2}}$$

Δf , кГц	$\psi(\Delta f)$	$U_{\text{вых}}$, В
30	0,065465279	0,366606
28	0,076337433	0,42749
26	0,090283403	0,505587
24	0,108630811	0,608333
22	0,133534546	0,747793
20	0,168692107	0,944676
18	0,220880808	1,236933
16	0,303437394	1,699249
14	0,443492082	2,483556
12	0,679188793	3,803457
10	0,868202436	4,861934
8	0,653041474	3,657032
6	0,389668088	2,182141
4	0,218578632	1,22404
2	0,099077492	0,554834
0	0	0
-2	-0,09907749	-0,55483

-4	-0,21857863	-1,22404
-6	-0,38966809	-2,18214
-8	-0,65304147	-3,65703
-10	-0,86820244	-4,86193
-12	-0,67918879	-3,80346
-14	-0,44349208	-2,48356
-16	-0,30343739	-1,69925
-18	-0,22088081	-1,23693
-20	-0,16869211	-0,94468
-22	-0,13353455	-0,74779
-24	-0,10863081	-0,60833
-26	-0,0902834	-0,50559
-28	-0,07633743	-0,42749
-30	-0,06546528	-0,36661



3. Рассчитать максимально допустимую задержку сигнала в автокорреляционном ЧД и величину задержки, при которой фазовый сдвиг между входным и задержанным сигналами будет равен 90° на средней частоте f_0 .

Максимально допустимую задержку сигнала определяем из условия:

$$\Delta f \leq \frac{1}{6\tau_{\max}}$$

Тогда

$$\tau_{max} \leq \frac{1}{6\Delta f} = \frac{1}{6 \cdot 10^3} = 16,6 \cdot 10^{-6} = 16,6 \text{ мкс}$$

Величину задержки, при которой фазовый сдвиг равен 90° , определяем из равенства:

$$\pi f \tau = \frac{\pi}{2}$$

Тогда

$$\tau = \frac{\pi}{2\pi f} = \frac{1}{2f} = \frac{1}{2 \cdot 100 \cdot 10^3} = 5 \cdot 10^{-6} = 5 \text{ мкс}$$

3. Описание схем лабораторной работы

В работе исследуется балансный ЧД на расстроенных контурах и автокорреляционный (с элементом задержки). Схемы для исследований приведены на рисунках 1 и 2. На рисунке 1 представлена схема ЧД на расстроенных контурах. Детектор относится к типу частотно-амплитудных. Преобразователем вида модуляции служат два контура, настроенных на частоты f_1 и f_2 , с начальной расстройкой Δf_0 в разные стороны относительно средней частоты сигнала f_0 . Амплитудные детекторы выполнены на диодах VD1 и VD2 и включены по схеме вычитания. Схема является аналоговым прототипом цифрового частотного детектора, в котором используются цифровые фильтры, чаще всего второго порядка, с цифровыми амплитудными детекторами.

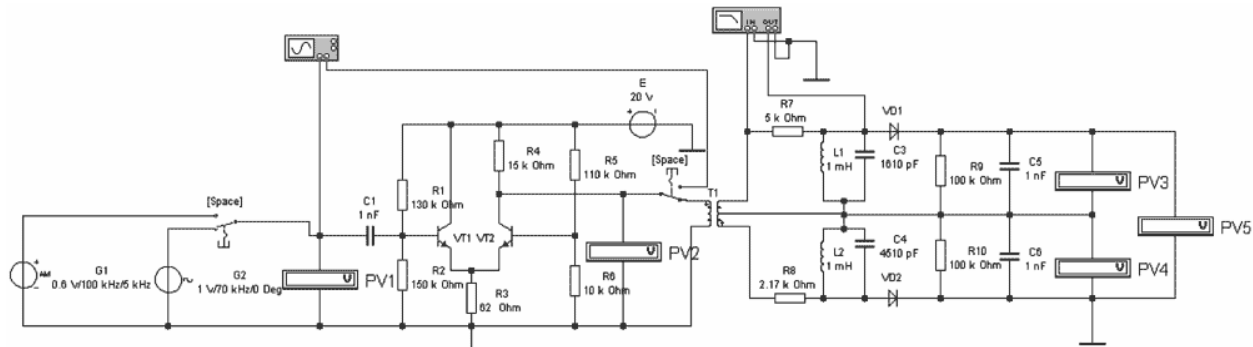


Рисунок 1 - Схема ЧД на расстроенных контурах

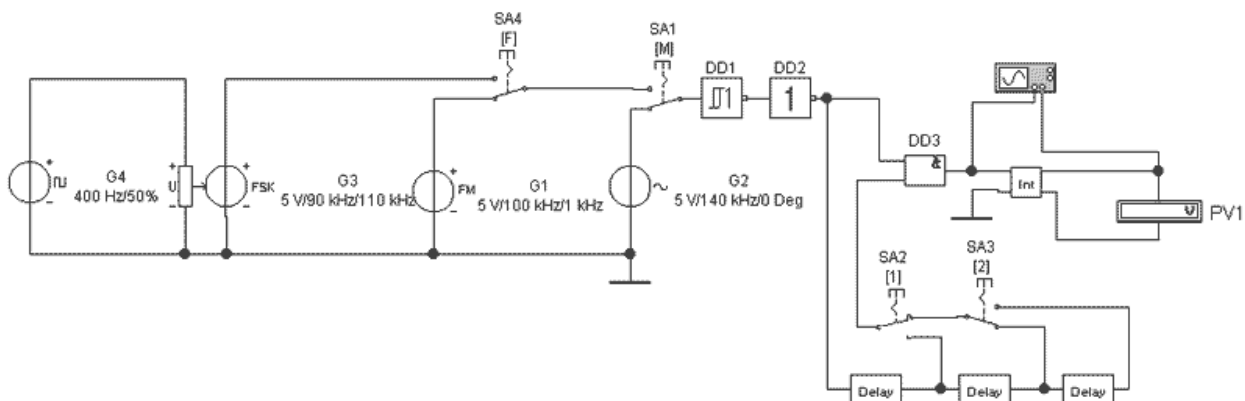


Рисунок 2 – Схема автокорреляционного ЧД

На транзисторе VT1 и VT2 выполнен последний каскад тракта промежуточной частоты в режиме амплитудного ограничителя. Он представляет собой усилительный каскад с эмиттерной связью.

Для исследования на вход схемы подаётся сигнал с генератора G1 или G2, амплитуда которого контролируется вольтметром PV1. На выходе ограничителя напряжение сигнала с амплитудой $U_{огр}$ измеряется вольтметром PV2. Выпрямленные напряжения U1 и U2 на нагрузочных резисторах R9 и R10 и напряжение на выходе ЧД $U_{вых} = U1 - U2$ измеряются соответственно вольтметрами PV3, PV4 и PV5.

При помощи графопостроителя можно видеть АЧХ резонансных контуров. Осциллограф позволяет наблюдать визуально сигнал в отдельных частях схемы.

На рисунке 2 приведена схема автокорреляционного частотного детектора. На входе схемы присутствует триггер Шмитта на микросхеме DD1, который преобразует аналоговый сигнал в последовательность импульсов прямоугольной формы. Инвертор DD2 позволяет избавиться от инверсии в триггере DD1 и наилучшим образом согласовать полученный сигнал с входными уровнями микросхемы DD3 и линией задержки Delay. Задержка сигнала в одной линии задержки Delay на основной частоте f_0 составляет 90° .

Одна из возможных схемных реализаций линии задержки представлена на рисунке 3. Здесь сдвиг сигнала на выходе буфера появляется за счет ненулевого времени распространения. Величину задержки можно изменять, включая элементы последовательно.

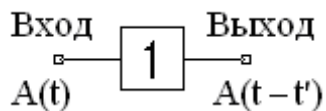


Рисунок 3 – Схема задержки сигнала

Фазовый детектор (ФД) состоит из перемножителя, реализуемого в виде схемы совпадений на элементе 2И микросхемы DD3 и интегратора или фильтра нижних частот Int. Возможна и цифровая реализация ЧД на микропроцессоре. Напряжение сигнала на выходе схемы измеряется вольтметром PV1. Для визуального наблюдения сигнала служит осциллограф. Переключатель SA1 позволяет подавать на вход схемы сигнал с генератора частотно-модулированного сигнала G1 или с генератора синусного напряжения G2 при исследовании детекторных характеристик. При помощи переключателя SA4 можно также подать на вход схемы частотно-манипулированный сигнал с модулятора G3, при этом на выходе появляется возможность визуального наблюдения модулирующего сигнала генератора G4. Задержку сигнала можно изменять ступенчато, т.е. 45° , 90° и 135° при

помощи переключателей SA2 и SA3. В зависимости о положения этих переключателей в схему включается одна, две или три линии задержки на 45°

4. Задание

4.1. В схеме ЧД на расстроенных контурах снять зависимости выпрямленных напряжений U_1 и U_2 на нагрузочных сопротивлениях детектора R9 и R10 от частоты входного сигнала. На основе полученных зависимостей построить детекторную характеристику ЧД.

4.2. Снять экспериментальную детекторную характеристику ЧД на расстроенных контурах и сравнить её с полученной в пункте 4.1.

4.3. Снять амплитудную характеристику усилителя-ограничителя в схеме ЧД на расстроенных контурах. Зарисовать форму сигнала на выходе амплитудного ограничителя и сравнить её со входной.

4.4. В схеме автокорреляционного ЧД исследовать зависимости детекторных характеристик от величины задержки входного сигнала. Зарисовать форму сигнала на входе и выходе триггера Шмитта.

4.5. Исследовать работу автокорреляционного ЧД при воздействии на входе частотно-модулированного и частотно-манипулированного сигнала.

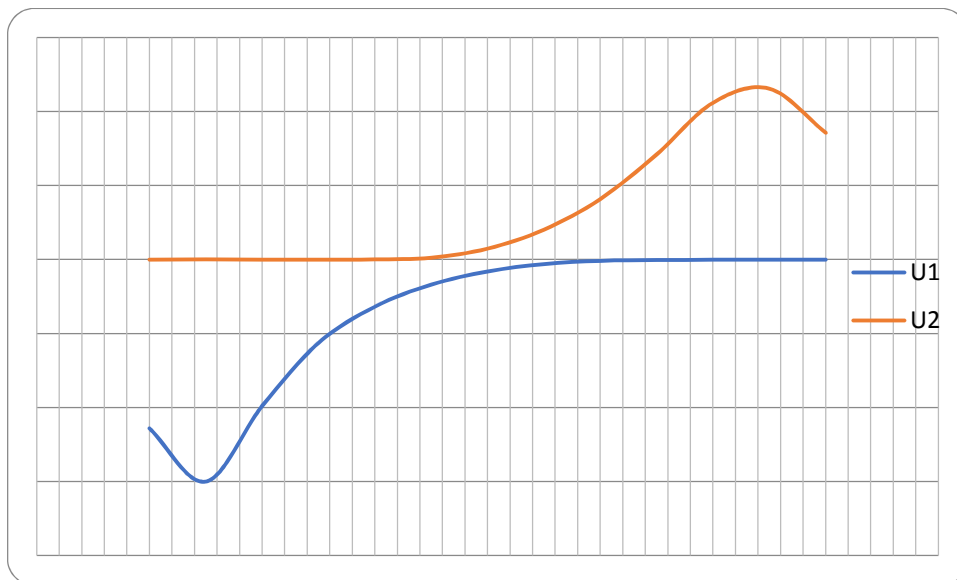
5. Указания к выполнению экспериментальной части

5.1 Снятие зависимостей выпрямленных напряжений U_1 и U_2 на нагрузочных сопротивлениях R9 и R10 от частоты входного сигнала

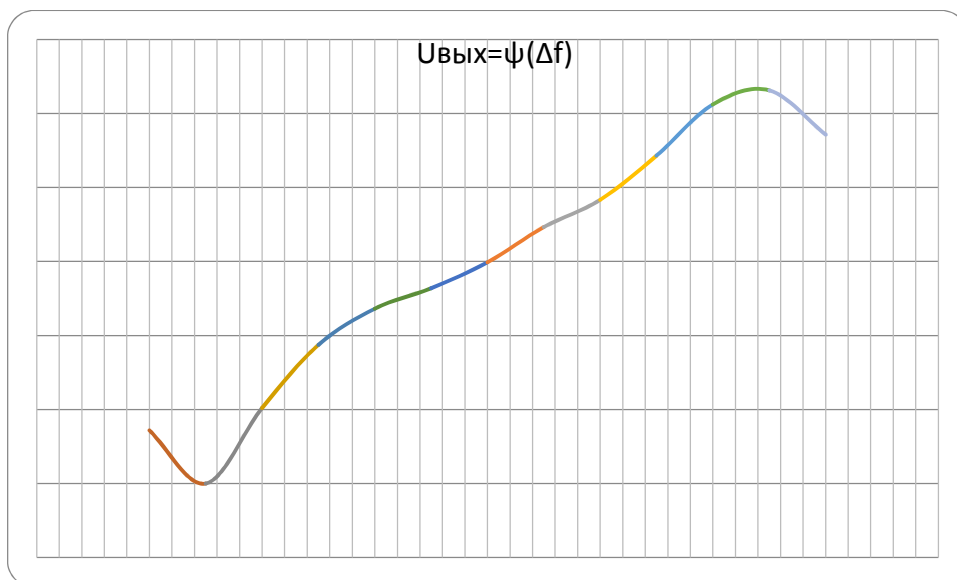
Схема ЧД на расстроенных контурах (рисунок 1). С генератора подать на вход схемы немодулированное колебание напряжением $U_{вх}=0,5$ В. Изменяя частоту генератора G2 в пределах 70...130 кГц снять зависимость выходного напряжения U_1 от частоты. Особое внимание обратить на точность измерения на частоте, соответствующей максимальному значению напряжения U_1 .

Аналогично провести измерение напряжения U_2 .

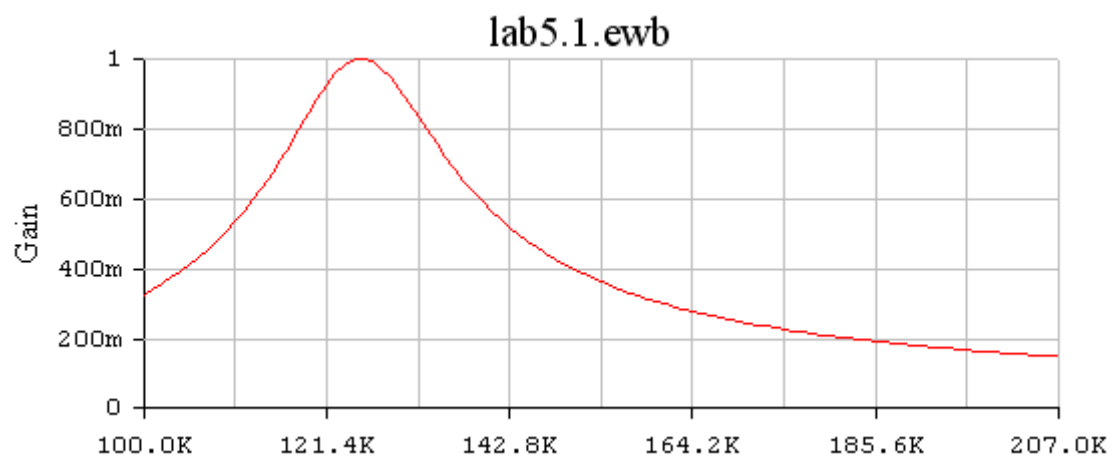
Полученные зависимости U_1 и U_2 с учетом знака построить на одном графике.



Затем на тех же координатных осях построить детекторную характеристику $U_{\text{вых}} = \psi(\Delta f)$, где $U_{\text{вых}} = U1 - U2$.

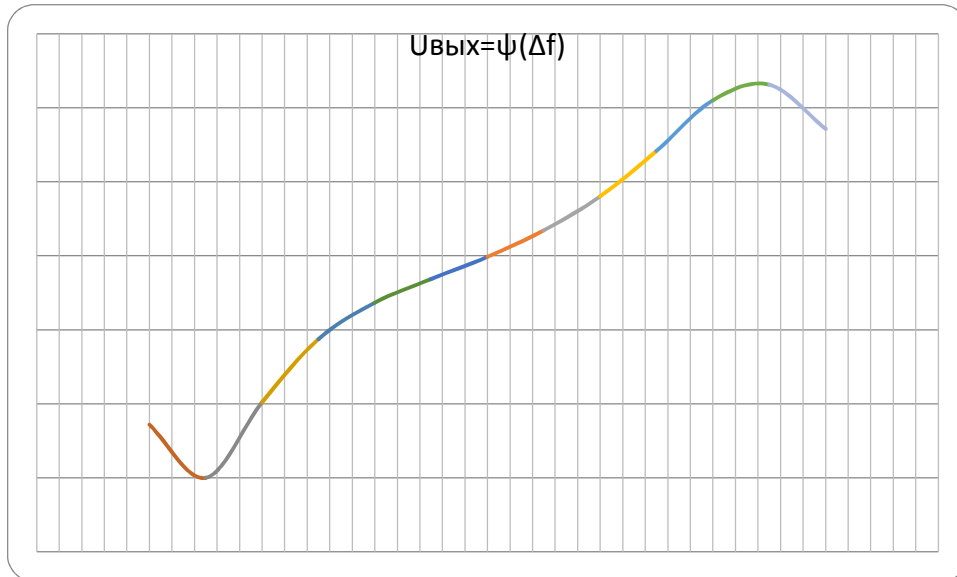


Зарисовать АЧХ расстроенной пары контуров (с экрана графопостроителя).



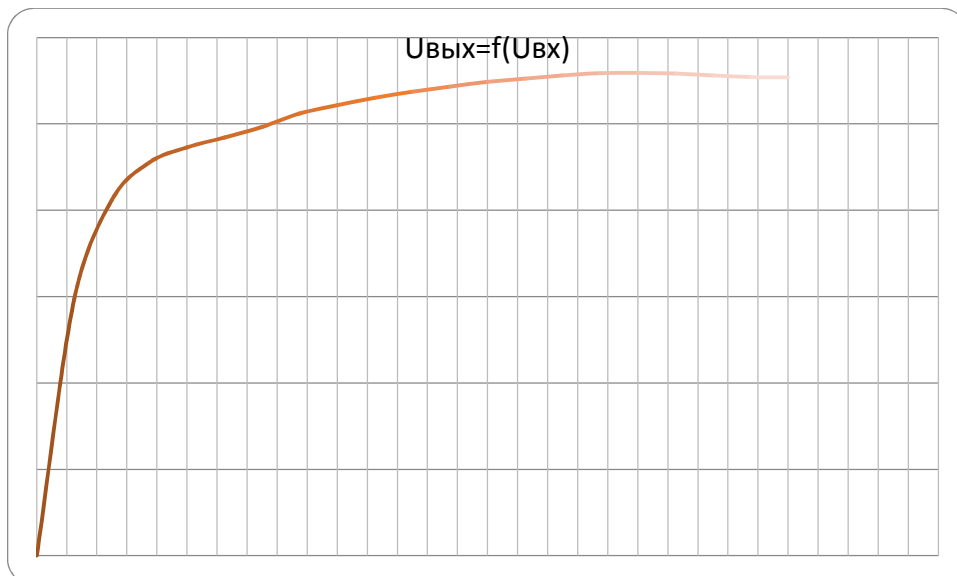
5.2 Снятие детекторной характеристики ЧД на расстроенных контурах

Подать на вход схемы с генератора G2 сигнал 0,5 В. Изменяя частоту генератора в пределах 70...130 кГц снять зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от частоты, т. е. детекторную характеристику. Необходимо особо отметить среднюю частоту детекторной характеристики, на которой выходное напряжение равно нулю, а также частоты, соответствующие максимальному положительному и отрицательному положению на выходе ЧД. Сравнить полученные результаты с характеристикой полученной в пункте 5.1.



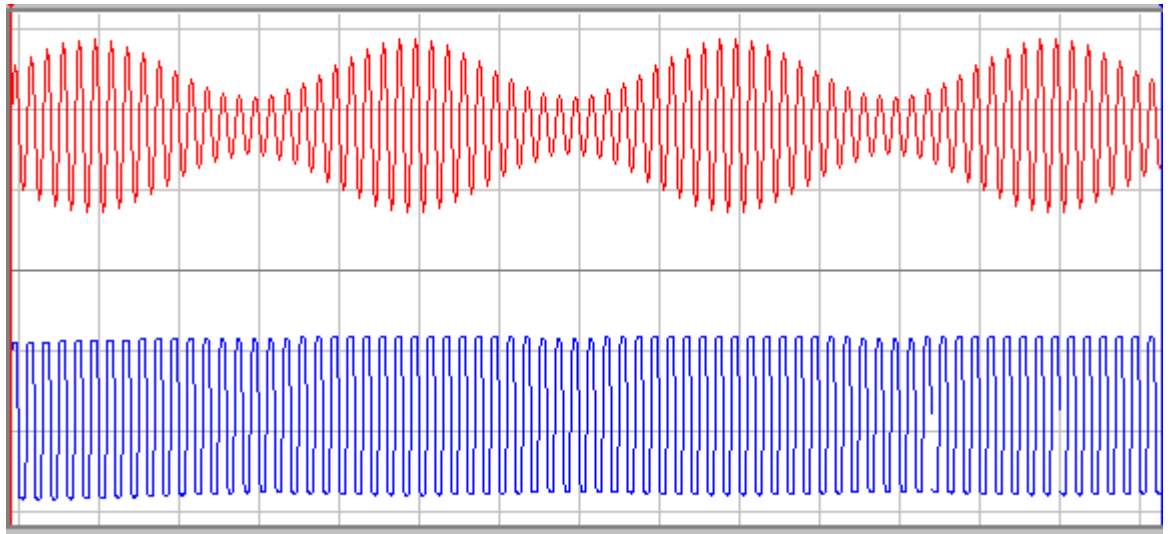
5.3 Снятие амплитудной характеристики-усилителя ограничителя

Установить частоту входного сигнала генератора G2 равной средней частоте $f_0 = 100$ кГц. Изменяя входное напряжение от 0 до 1 В с шагом 0,05 В, снять амплитудную характеристику $U_{\text{огр}} = \psi(U_{\text{вх}})$. Оценить пороговое напряжение. $U_{\text{вх.пор}} = 0,2\text{В}$



Зарисовать осциллограммы напряжений на входе и выходе ограничителя при действии амплитудно-модулированного сигнала генератора G1 с коэффициентом

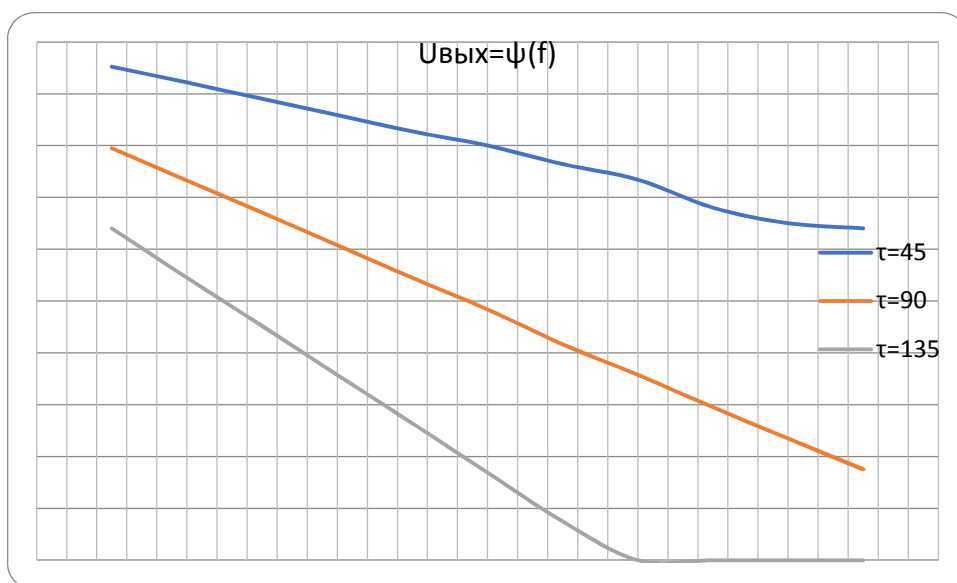
модуляции $m=0.5$ и уровне входного сигнала выше порогового для чего клавишей “Space” подключить генератор АМ. Оценить эффективность амплитудного ограничителя.



5.4 Исследование зависимости детекторных характеристик автокорреляционного частотного детектора от величины задержки входного сигнала

Схема автокорреляционного ЧД по рисунку 2. Установить максимально допустимую задержку входного сигнала τ , согласно предварительному расчету. Изменяя частоту генератора G2 в пределах 50...150 кГц снять детекторную характеристику $U_{\text{вых}}=\psi(f)$.

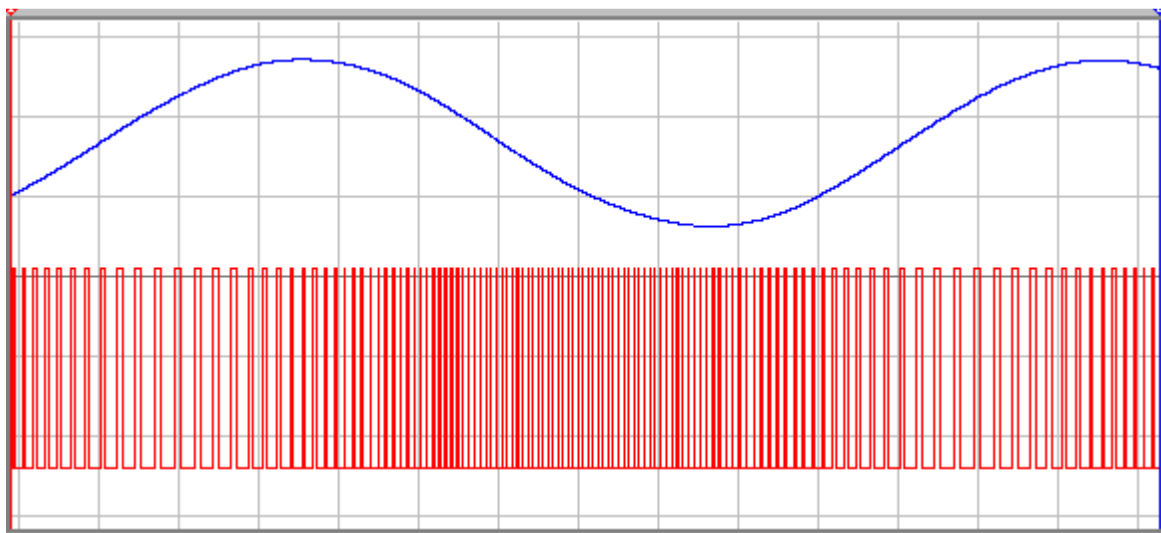
Аналогично установить задержку, при которой фазовый сдвиг между входным и задержанным сигналам будет равен 45° , 90° и 135° . Построить детекторные характеристики для различных τ на одном графике. Сделать выводы.



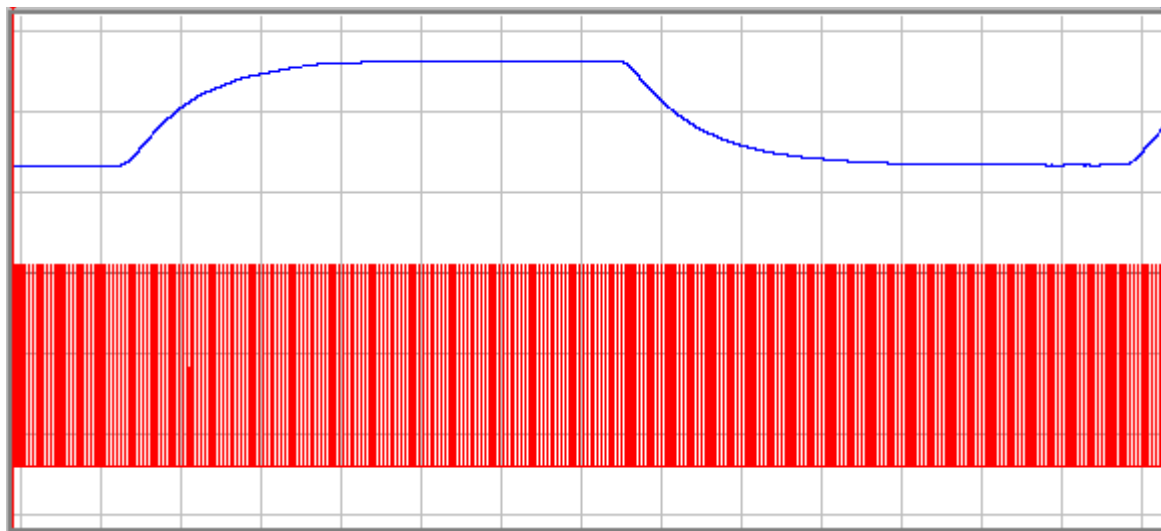
5.5 Исследование работы автокорреляционного ЧД воздействия на входе частотно-модулированного манипулированного сигнала

при
и частотно-

Установить задержку 90° , при этом SA2 находится в верхнем, а SA3 в нижнем положении. Подключить на вход сначала ЧМ-генератор G1, зарисовать осциллограммы на выходе автокорреляционного ЧД при воздействии на входе частотно-модулированного сигнала. Частота модулирующего сигнала равен 1 кГц.



Затем подать на вход сигнал с частотного манипулятора G3, зарисовать осциллограммы на выходе автокорреляционного ЧД. Период повторения модулирующих импульсов равен 3,8 мс.



6. Выводы по результатам исследования

Качество детектирования определяется шириной и линейностью рабочего участка характеристики. Недостатком ЧД на двух взаимно расстроенных контурах является сильная зависимость формы детекторной характеристики от расстройки контуров,

вызванной дестабилизирующими факторами. Для получения симметричной статической характеристики ЧД полосы пропускания обоих контуров должны быть одинаковыми. Несмотря на сложность в настройке, ЧД на двух взаимно расстроенных контурах используется в РПрУ, где допустимые нелинейные искажения не должны превышать долей процентов.

Достоинством ЧД с линией задержки является примерно в 2 раза более широкая рабочая полоса детекторной характеристики по сравнению с ЧД на расстроенных контурах при одинаковом уровне нелинейных искажений, а также в 3...5 раз меньшее время переходного процесса ввиду отсутствия резонансных контуров. Последнее важно при детектировании импульсных сигналов. Заметим, что линия задержки должна быть тщательно согласована для исключения отражений с обоих ее концов во избежание появления изрезанности в форме детекторной характеристики.

2.5.3 Результаты и выводы:

(По данной форме необходимо представить все практические занятия)

В результате работы студенты должны усвоить содержание и по заданию исследовать детекторы радиосигналов

2.6 Лабораторная работа №11,12 (4 часа).

Тема: «Преобразователи частоты и параметрические усилители»

2.6.1 Задание для работы:

- 1.Ознакомиться с теоретическим материалом.
- 2.Сделать краткие записи в тетради.
3. Ответить на вопросы преподавателя.

2.6.2 Краткое содержание вопросов:

Важнейшим функциональным элементом радиотехнических систем является радиоприемное устройство, способное воспринимать слабые радиосигналы и преобразовывать их к виду, обеспечивающему использование содержащейся в них информации. В состав радиоприемного устройства входят собственно радиоприемник, антенна и оконечное устройство. Антенна воспринимает энергию электромагнитного поля и преобразует ее в радиочастотное напряжение. Приемник выделяет из спектра входных колебаний полезные сигналы; усиливает их за счет энергии местного источника питания; осуществляет обработку, ослабляя действие помех, присутствующих во входном

колебании; детектирует радиочастотные сигналы, формируя колебания, соответствующие передаваемому сообщению. В оконечном устройстве энергия выделяемых сигналов используется для получения требуемого выходного эффекта.

Структура приемника и его основные функции определяются условиями приема сигналов. Поэтому приемник должен обладать способностью отделять полезные сигналы от помех по признакам, присущим сигналам. Это свойство называется селективностью или избирательностью. Различают следующие виды селективности: частотная, пространственная, поляризационная, амплитудная и временная.

Классификацию приемников можно проводить по различным признакам, определяющим их технико-эксплуатационные характеристики. По функциональному назначению приемники делят на профессиональные и вещательные (бытовые). К профессиональным относят приемники связные, радиоастрономические, радиолокационные, радионавигационные и другие. Вещательные приемники обеспечивают прием программ звукового и телевизионного вещания. Это самые массовые радиотехнические устройства. В связи с этим имеется постоянная необходимость в разработке и совершенствовании этого вида радиоприемных устройств.

Требования к радиовещательным приемникам II класса

При разработке радиовещательного приемника необходимо придерживаться основных параметров, которые изложены в ГОСТе 5651-86. Основные параметры для II класса:

- 1) Диапазоны принимаемых волн:
 - а) ДВ - 150,0-408,0 кГц (2000,0-735,3 м);
 - б) СВ - 525,0-1605,0 кГц (571,4-186,9 м);
 - в) УКВ - 65,8-73,0 МГц (4,56-4,11 м);
- 2) Промежуточная частота:
 - а) ДВ, СВ - 4652 кГц;
 - б) УКВ - 10,70,1 МГц;
- 3) Чувствительность при отношении сигнал/шум 20 дБ для УКВ и 26 дБ для ДВ и СВ:
 - а) со входа внешней антенны
ДВ, СВ - 150 мкВ,
УКВ - 20 мкВ;
 - б) с внутренней магнитной антенны
ДВ - 2,0 мВ/м,
СВ - 1,0 мВ/м;

- 1) Селективность по соседнему каналу в диапазона ДВ и СВ не менее 34 дБ;
- 2) Ширина полосы пропускания тракта УКВ 120 - 180 кГц;
- 3) Ослабление сигнала по зеркальному каналу
 - а) ДВ - 40 дБ;
 - б) СВ - 26 дБ;
 - в) УКВ - 22 дБ;
- 4) Действие АРУ в диапазонах ДВ и СВ
 - а) изменение напряжения на входе приемника 26 дБ;
 - б) соответствующее изменение напряжения на выходе приемника 10 дБ.

Описание структурной схемы радиоприемника.

Общая структурная схема изображена на рис 1.

Приемник состоит из четырех блоков:

- 5) тракта ЧМ;
- 6) тракта АМ;
- 7) усилителя низкой частоты;
- 8) источника питания.

Рис.1 Структурная схема радиоприемника

В тракте АМ происходит преобразование сигналов диапазонов длинных и средних волн. Этот тракт включается в режиме АМ. При приеме сигналов в диапазоне УКВ к источнику питания через переключатель режимов работы "АМ-ЧМ" подключается тракт ЧМ. Сигналы низкой частоты с обоих трактов через сумматор подаются на вход усилителя низкой частоты, усиливаются и воспроизводятся громкоговорителем. Для питания приемника используется отдельный источник питания.

Описание схемы электрической принципиальной

Тракт ЧМ выполнен на микросхемах К174ХА15 и К174ХА6 [6], которые широко применяются в промышленной аппаратуре всех категорий сложности до первой. К174ХА15 включает в себя УРЧ, гетеродин и смеситель. К174ХА6 - УПЧ, ограничитель входного сигнала, частотный детектор, схему АПЧ и формирователь напряжения настройки радиоприемника. В данном курсовом проекте применены типовые схемы включения этих микросхем.

Тракт АМ состоит из УРЧ, смесителя с гетеродином, усилителя промежуточной частоты и амплитудного детектора. УРЧ выполнен на биполярном транзисторе, расположенном на кристалле микросхемы К157ХА1А. Для построения смесителя и

гетеродина использованы элементы этой же интегральной схемы. Из-за того что тракт обеспечивает обработку сигналов двух диапазонов волн в схеме имеются два антенных и два гетеродинных контура, которые переключаются в зависимости от диапазона. Для улучшения работы приемника вблизи радиовещательных станций (то есть в условиях сильного сигнала) каскад УРЧ охвачен петлей автоматической регулировки усиления (APY). К выходному контуру смесителя подключен детектор с удвоением напряжения, выполненный на диодах VD9 и VD10, который преобразует высокочастотное напряжение промежуточной частоты в постоянное. Это постоянное напряжение прикладывается к базе транзистора УРЧ меняя тем самым его крутизну.

УПЧ многокаскадный, с APY. Первый каскад выполнен на транзисторе VT1, который включен по схеме с общим эмиттером. В качестве управляющего элемента петли APY выступает полевой транзистор VT2. При изменении напряжение на затворе этого транзистора будет изменяться напряжение между базой и эмиттером транзистора VT1, чем будет обеспечено изменение его крутизны. К выходу первого каскада подключен пьезофильтр Z1. Применение такого фильтра обусловлено необходимостью достижения хороших частотных характеристик УПЧ. Второй каскад реализован на транзисторе VT3. Между вторым каскадом и последним включен эмиттерный повторитель на VT4. Выходным транзистором УПЧ является VT5, к коллектору которого подключен контур L25C46.

Диод VD8 выполняет функции амплитудного детектора и детектора APY. Резистор R46 обеспечивает приоткрывание этого диода.

В схеме радиоприемника применена электронная настройка, осуществляемая переменными резисторами R25 (АМ) и R1 (ЧМ).

Для сопряжения настроек входных и гетеродинных контуров используются подстроечные сопротивления R9-R12, R27 и R28. В качестве индикатора точной настройки на радиостанцию используется милливольтметр U1.

В тракте АМ введен еще один регулировочный элемент - потенциометр R35. С помощью него производится установка задержки APY. Необходимость в такой регулировке обусловлена большим разбросом напряжения отсечки полевого транзистора VT2.

Электрический расчет УПЧ [1]

Определение требуемого усиления до детектора: амплитуда напряжения на входе первого каскада

$$U_{\text{мвх}} = E h_d Q_3 m, \text{ мВ}$$

где $E = 1,0 \text{ мВ/м}$ - напряженность поля в точке приема;

$h_d=1,0$ см - действующая высота антенны;

$Q_3=200$ - эквивалентная добротность входной цепи;

$m=0,25$ - коэффициент включения входа транзистора УРЧ в контур входной цепи.

вещательный приемник бытовой сигнал

$U_{mvx}=0,001*0,01*200*0,25=500$ мкВ.

требуемое усиление до детектора

$$K = U_{dvx} / (2 * U_{mvx})$$

где $U_{dvx}=1$ В - амплитуда напряжения на входе детектора;

$$K = 1,7 / (2 * 5 * 10^{-4}) = 2404.$$

Предварительный расчет каскадов УПЧ.

Задаемся напряжением на входе УПЧ $U_{vx}=0,2$ мВ. Тогда коэффициент передачи каскадов до входа УПЧ:

$$K^* = U_{vx} / U_{mvx} = 0,2 / 0,5 = 0,4.$$

Коэффициент усиления УПЧ: $K_{упч} = U_{dvx} / U_{vx} = 1,7 / 0,0002 = 6010$.

Число каскадов УПЧ - 3 (при коэффициенте усиления каждого каскада $K=18$).

Требования к УНЧ и источнику питания

Так как радиопремник II класса, в нем должен быть УНЧ с высокими характеристиками: достаточно широким диапазоном усиливаемых частот, возможностью изменения формы частотной характеристики (регуляторы тембра), низким коэффициентом нелинейных искажений и высокой выходной мощностью.

Источник питания должен выдавать постоянные стабилизированные напряжения для трактов АМ и ЧМ (9 и 36 В), а также на УНЧ. В качестве первичного источника питания (ПИП) может использоваться сеть 220 В, батарея из гальванических элементов или аккумуляторная батарея. Если в качестве ПИП выбран аккумулятор, то должна быть предусмотрена возможность его заряда.

Описание конструкции радиоприемника

Элементы приемника размещаются на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита. Взаимное расположение каскадов должно быть таким чтобы обеспечить минимум паразитных связей, например "в линейку". Колебательные контура помещены в экраны. Для повышения устойчивости приемника между каскадами можно установить экранирующие перегородки. Над печатной платой со стороны пайки необходимо закрепить лист медной фольги.

Печатная плата с элементами установлена в корпусе из ударопрочного материала. На боковые стенки корпуса выведены ручки настройки, громкости, разъемы и

переключатели. Для удобства пользования радиоприемником на корпусе предусмотрена ручка для переноски.

2.6.3 Результаты и выводы:

(По данной форме необходимо представить все практические занятия)

В результате работы студенты должны усвоить содержание и провести исследование радиовещательного приемника II класса.

2.7 Лабораторная работа №13 (2 часа).

Тема: «Детекторы радиосигналов»

2.7.1 Задание для работы:

1. Ознакомиться с теоретическим материалом.
2. Сделать краткие записи в тетради.
3. Ответить на вопросы преподавателя.

2.7.2 Краткое описание проводимого занятия:

Цель работы

Изучение методов обработки дискретных сигналов в приёмнике и экспериментальное исследование их помехоустойчивости при флуктуационных помехах в канале связи.

Практическое задание.

Исследовать зависимость средней вероятности ошибки на выходе решающего устройства приемника от отношения сигнал/шум $\rho_{ш} = f(h_2)$ для сигналов с дискретной амплитудной модуляцией при:

- когерентном приеме и оптимальной фильтрации;
- некогерентном приеме и оптимальной фильтрации;
- некогерентном приеме и неоптимальной фильтрации.

Сравнить помехоустойчивость различных методов приема дискретных сигналов, построив кривые $\rho_{ш} = f(h_2)$ на одном графике.

Результаты измерений занесём в таблицу.

По полученным результатам построим график зависимости средней вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для АМ при когерентном и некогерентном приёмах.

2.7.3 Результаты и выводы:

(По данной форме необходимо представить все практические занятия)

В результате работы студенты должны усвоить содержание и исследовать методы приема дискретных сигналов на основе практического задания.

2.8 Лабораторная работа №14,15 (4 часа).

Тема: «Регулировки в устройствах приёма и обработки сигналов»

2.8.1 Задание для работы:

1. Ознакомиться с теоретическим материалом.
2. Сделать краткие записи в тетради.
3. Ответить на вопросы преподавателя.

2.8.2 Краткое описание проводимого занятия:

Регулировка полосы пропускания приемника.

Избирательные свойства приемника как правило обеспечиваются при его проектировании, но в ряде случаев появляется такая необходимость в процессе эксплуатации. Так в приемниках связанных радиолиний это позволяет ослабить воздействие соседних по частоте мешающих станций.

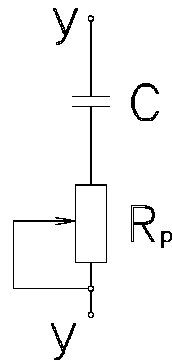
Регулировка может осуществляться дискретно или плавно и, как правило, вручную. Регулируемыми элементами могут быть избирательные системы линейной части приемного тракта, главным образом в УПЧ, а также в каскадах низких частот.

Для плавной регулировки полосы пропускания в тракте УПЧ используются регулируемые фильтры, представляющие собой систему двух перестраиваемых контуров, связанных между собой с помощью кварцевого резонатора и являющихся нагрузкой одного из каскадов УПЧ. Таким образом при изменении расстройки контуров можно регулировать полосу пропускания, так как при настройке их на промежуточную частоту полоса пропускания максимальна, а при расстройке она сужается. Пределы регулировки полосы пропускания определяются допустимыми потерями в усилении.

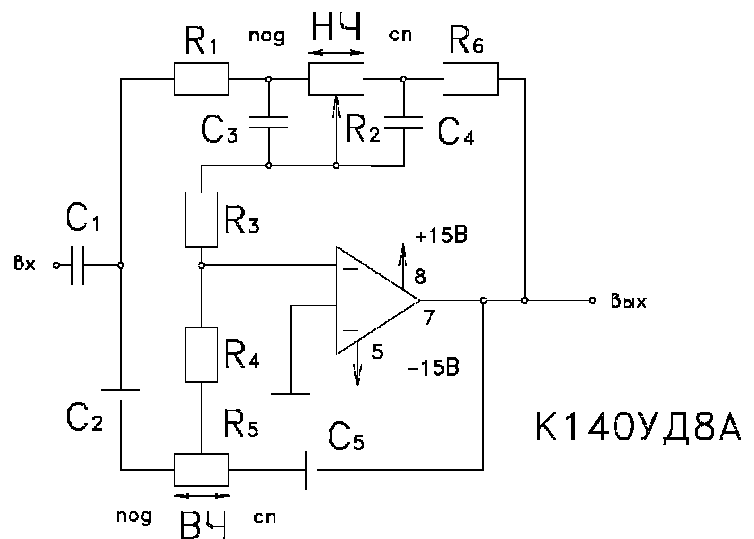
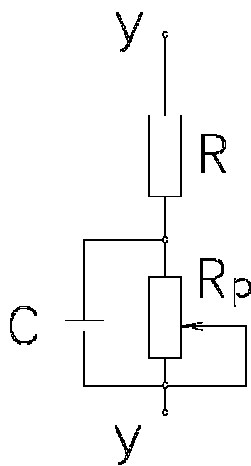
В приемниках, имеющих в тракте УПЧ фильтры сосредоточенной селекции, регулировка избирательности осуществляется путем переключения элементов фильтра при сохранении в определенных пределах прямоугольности резонансной характеристики.

В последетекторной части приемника регулировка полосы пропускания осуществляется за счет изменения АЧХ в области верхних и нижних частот (регулировки тембра). Пассивные регуляторы тембра включаются во входную цепь усилителя.

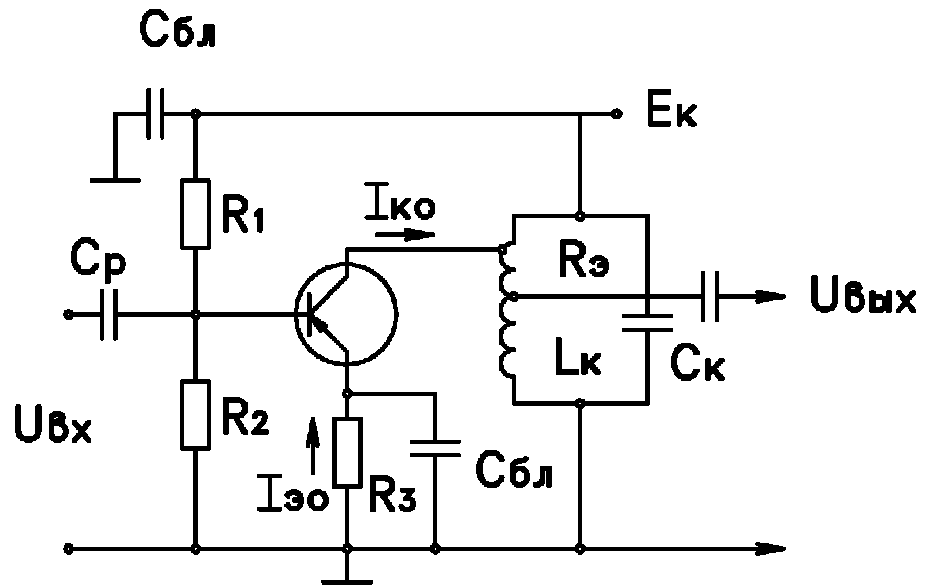
Регулятор, снижающий усиление в области высоких частот включается параллельно входной цепи усилителя и представляется в следующем виде.



Значения R_p и C выбираются намного больше аналогичных входных параметров усилителя. При $R_p=0$ спад АЧХ практически определяется постоянной времени $\tau = c R_y$. Если $R_p \neq 0$ спад будет только до частоты f_1 , после которой сопротивление $X_c=1/\omega c$ становится существенно меньше R_p и не влияет на результирующее сопротивление цепи с R_p . АЧХ не изменяется до частоты, после которой она спадает за счет емкости C_y . Пассивный регулятор тембра, повышающий усиление в области НЧ имеет следующий вид и работает аналогично цепи $R_\Phi C_\Phi$.



Регулировки усиления в РПУ.



Для данной схемы каскада усиления $K_0 = \beta_1 \beta_2 S R_3$, где β_1 и β_2 – соответствующие коэффициенты включения, S – крутизна коллекторной характеристики транзистора, R_3 – эквивалентное сопротивление нагрузки с учетом шунтирования контура транзистором и нагрузкой. Регулировка коэффициента усиления может осуществляться изменением любой входящей в это выражение величины. При выборе способов регулировки требуется получение существенного изменения K_0 от напряжения регулировки, малый ток регулировки, малая зависимость других параметров усилителя при изменении коэффициента усиления.

1. Регулировка усиления изменением крутизны характеристики.

Данная регулировка осуществляется за счет изменения режима работы активного элемента, поэтому ее можно считать режимной. В этом случае необходимо менять напряжение смещения на управляющем электроде, что и приведет к изменению крутизны в рабочей точке (в биполярном транзисторе кроме S меняются $q_{вх}$ и $q_{вых}$). Регулирующее напряжение может подаваться как в цепь базы, так и в цепь эмиттера.