**Министерство образования и науки Российской Федерации**

Государственное образовательное бюджетное учреждение

высшего профессионального образования

**«Владимирский государственный университет имени**

**Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»**

**(ВлГУ)**

# Институт информационных технологий и радиоэлектроники

Кафедра радиотехники и радиосистем

Левин Е.К.

Обработка сигналов в линейном тракте радиоприемного устройства

Конспект лекций

по дисциплине «Радиоприемные устройства» для студентов ВлГУ,

# обучающихся по направлению 11.03.01 «Радиотехника»

Владимир – 2018 г.

**Содержание**

Стр

1. **Устройства приема и обработки сигналов ..**

**как составная часть систем передачи информации.................................. 3**

**2. Искажение сигнала при его распространении и помехи............................. 5**

**3. Подходы к построению линейного тракта .**

**радиоприемного устройства.............................................................................. 8**

**4. Побочные каналы приема, структура супергетеродина............................ 11**

**5. Супергетеродин с двукратным преобразованием частоты....................... 15**

**6. Инфрадин, прямое преобразование частоты............................................... 17**

**7. Внутренний электрический шум линейного тракта.................................. 20**

**8. Коэффициент шума, шумовая температура, шумовая температура**

**антенны, чувствительность приемного устройства.................................. 23**

**9. Нелинейные эффекты в линейном тракте,**

**частотная избирательность приемного устройства.................................. 31**

10. Автоматическая подстройка частоты гетеродина ................................... 36

11. Система автоматической регулировки усиления...................................... 42

**12. Входная цепь..................................................................................................... 47**

**13.Эквивалентные схемы приемных антенн.................................................... 58**

**14.Способы перестройки ВЦ................................................................................ 60**

**15. Усилитель высокой частоты......................................................................... 71**

**16. Усилитель промежуточной частоты............................................................ 80**

**17. Преобразователь частоты.............................................................................. 84**

**Рекомендательный библиографический список ............................................ 92**

**1. Устройства приема и обработки сигналов как составная часть систем передачи информации**

Информация содержится в сообщениях, которые передаются либо по почте, либо с помощью сигналов, что намного быстрее. В современных системах передачи информация на выходе источника информации, как правило, представляется в виде первичных электрических аналоговых или цифровых сигналов. Первичные сигналы затем преобразуются во вторичные, которые и передаются в некоторой среде распространения. При перемещении информации в пространстве с помощью сигналов последние ослабляются, искажаются, и к ним добавляются помехи, что приводит к потерям информации.

В случае аналоговых сигналов потери информации характеризуются отношением сигнал-помеха Pc/Pп на входе получателя информации, а в случае цифровых сигналов – вероятностью ошибки pош при приеме двоичного символа.

Чтобы уменьшить потери информации, вторичные сигналы формируются с учетом характеристик конкретной среды передачи. Чем выше требования к точности передачи информации, чем выше степень искажений сигнала, чем больше уровень помех и разнообразнее их вид, тем сложнее методы формирования сигналов и тем сложнее устройства извлечения информации из них на приемной стороне. Сложность сигналов увеличивается также с ростом скорости передачи информации.

Представление информации в цифровом виде позволяет значительно уменьшить ее потери за счет большей помехоустойчивости устройств обработки цифровых сигналов на приемной стороне, а также за счет помехоустойчивого кодирования информации. Кроме того, представление информации в цифровом виде позволяет легко автоматизировать процессы обработки информации. Данные факторы, а также успехи вычислительной техники обусловили интенсивное развитие цифровых систем передачи информации в последнее время.

Наиболее сложными являются радиотехнические цифровые системы передачи информации (РТСПИ), что обусловлено доступностью среды распространения сигналов многим источникам помех, большими искажениями сигналов в неискусственной среде распространения, относительной простотой несанкционированного доступа к информации и высокими требованиями к точности ее передачи. Последнее обстоятельство обусловлено привлекательностью РТСПИ для многих важных государственных служб.

Оценим роль устройств извлечения информации из сигналов в РТСПИ на примере простейшей системы цифровой телефонной связи между двумя абонентами, структура которой изображена на рис.1.

Аналоговый сигнал поступает на АЦП. Поток данных с выхода АЦП поступает в кодер, который обеспечивает сжатие, помехоустойчивое кодирование и засекречивание информации. Следует отметить, что повышение помехоустойчивости и засекречивание достигается путем введения дополнительных (служебных) символов в передаваемый поток данных, что, в конечном счете, приводит к снижению скорости передачи информации, так как скорость ограничивается возможностями канала связи.

Модулятор переносит первичный сигнал на транспортное высокочастотное колебание – формирует вторичный сигнал. Усилитель мощности обеспечивает дальность передачи. Антенно-фидерное устройство (АФУ) доставляет сигнал в антенну, которая преобразует его в электромагнитное поле.

После прохождения сигнала через среду распространения он ослабляется, искажается, к нему добавляются внешние (по отношению к приемному устройству) помехи. На приемной стороне АФУ направляет принятый сигнал в линейный тракт, где сигнал фильтруется (очищается от помех) и усиливается. Следует отметить, что на данной стадии обработки малого по уровню сигнала в наибольшей степени проявляется действие внутренних помех, которые создает сам приемник.

Усиленный до необходимого уровня сигнал поступает в нелинейный тракт, основой которого является демодулятор. Демодулятор извлекает из вторичного сигнала первичный. Он является нелинейным устройством, поэтому для нормального его функционирования требуется достаточно большой уровень входного сигнала и малый уровень внутри- и внеполосных помех. Внеполосные, обычно очень мощные, помехи являются, как правило, внешними по отношению к приемнику, так как создаются внешними источниками излучения. Внутриполосные значительно меньше по мощности, они создаются не только внешними источниками, но и первыми каскадами линейного тракта самого приемника.

Усиление слабого сигнала АФУ в линейном тракте сопровождается подавлением мощных внеполосных помех, которые, как правило, намного мощнее сигнала, и могут вызвать нелинейный режим работы усилителей. Подавление внеполосных помех до уровня, который не повредит работе демодулятора, реализуется с помощью полосовых фильтров. Кроме того, линейный тракт также проектируется так, чтобы реализовать как можно меньший уровень внутренних внутриполосных помех.

Демодулятор выделяет первичный сигнал в условиях действия внутриполосных помех, которые часто определяются электрическим шумом первых каскадов линейного тракта приемника. Отношение мощности сигнала к мощности внутриполосных помех определяет потери информации при приеме. Чем выше требования к точности передачи информации, тем более совершенные способы модуляции используются, и тем выше сложность демодулятора. Фактически сложность, возможности реализации демодулятора и ограничивают точность передачи информации.

Далее сигнал декодируется и через ЦАП и в аналоговом виде поступает в телефон. Блоки управления в приемнике и передатчике обеспечивают автоматику управления, диагностику и интерфейс с пользователем.

Так как связь двусторонняя, то близкие по принципу построения модулятор и демодулятор конструктивно объединяют в модем, а кодер и декодер - в кодек.

Предмет и задачи курса – это линейный и нелинейный тракты приемника, обучение методам их проектирования.

Среда

распространения

Источник

инфор-ции

АФУ

Усилитель мощности

Моду-

лятор

Кодер

АЦП

БУ

Передатчик

Получатель

инфор-ции

АФУ

Декодер

Усил+Ф.

(Лин.тр)

Демод.

(Нелин.тр)

ЦАП

Кодек Модем

Искаж

Помехи

БУ

Приемник

Рис.1. Структура простейшей цифровой радиотехнической системы передачи информации (СПИ).

**2. Искажение сигнала при его распространении и помехи**

В любой РТСПИ присутствуют искажения сигнала, обусловленные многолучевым приемом сигнала. Он обусловлен тем, что на вход приемника помимо основного сигнала поступает и ряд его переотражений от различных сооружений, которые находятся вблизи и вдали от устройства.

На рис.2 представлен пример многолучевого приема в диапазоне коротких волн.



Рис.2. Пример многолучевого приема в диапазоне коротких волн.

Рассмотрим случай двулучевого приема. Считаем, что сигнал передатчика - узкополосное колебание и полностью описывается своей комплексной огибающей:

.

Сигнал на приемной стороне:

,

где  - множители ослабления по первому и второму лучам приема,

 - задержки по первому и второму лучам соответственно.

Сигналы, пришедшие в точку приема по различным путям, различаются задержкой, следовательно, и набегом фаз. В зависимости от соотношения фаз возможно усиление или ослабление сигнала по мощности.

На рис.3 представлена диаграмма двулучевого приема сигнала.











Рис.3. Случай двулучевого приема сигнала

 - комплексные огибающие сигнала по первому и второму лучам приема соответственно.

Из диаграммы видно, что уровень сигнала  определяется не только множителями ослабления , но и фазами .



В зависимости от соотношения  и  меняются углы  и , следовательно, меняется также и уровень сигнала  на входе приемника. Чем больше дальность связи, тем больше значения  и , и тем больше может быть разница между этими углами.

Рассмотрим АЧХ К(ω) среды распространения при двулучевом приеме рис.4, представлены спектры узкополосного и широкополосного сигналов.



Рис.4. Спектры узкополосного и широкополосного сигналов

При изменении частоты несущей меняется разность фаз  и , следовательно, изменяется , что отражается изменением АЧХ. Так как задержки  и множители ослабления  меняются во времени, то меняется форма АЧХ среды распространения.

Проанализируем прохождение узкополосного сигнала через среду распространения сигнала. Если уровень сигнала меняется медленно, то говорят о замираниях сигнала. При прохождении широкополосного сигнала спектр искажается, причем различные спектральные компоненты сигнала испытывают неодновременные замирания сигнала, в таком случае говорят о селективно-частотных замираниях сигнала. В отличие от узкополосного сигнала, где имеют место общие замирания сигнала (все спектральные компоненты изменяются одинаково синхронно) с селективно-частотным замиранием трудно, даже иногда невозможно бороться.

В случае многолучевого приема характер искажений сигнала качественно не изменяется по сравнению с двулучевым, усложняется лишь анализ. Далее будем считать, что на вход приемника поступает сигнал, подвергнутый лишь замираниям. Анализ сигналов с селективно-частотными замираниями достаточно сложен, и поэтому рассматриваться в дальнейшем не будет.

Классификация помех, воздействующих на приемник.

1. По месту возникновения:

-внутренние – в приемнике (за счет электрического шума радиоэлементов);

-внешние – вне приемника (за счет источников излучения, других радиостанций).

2. По спектральному виду:

- внеполосные (если спектр помехи находится вне спектра сигнала);

- внутриполосные (если спектры сигнала и помехи пересекаются).

Далее будем рассматривать лишь внешние внеполосные и внутренние внутриполосные помехи.

**3. Подходы к построению линейного тракта радиоприемного устройства**

Назначение линейного тракта – усиление сигнала и подавление помех.

Структура простейшего линейного тракта представлена на рис.5.

Входная цепь

СЦ2

ПФ

СЦ1

АФУ

УВЧ

Рис.5. Структура простейшего линейного тракта

Ближе к входу приемника устанавливается полосовой фильтр (ПФ), который ослабляет в значительной степени помехи и тем самым препятствует введению следующего за ним усилителя в нелинейный режим. В простейшем случае линейный тракт состоит из входной цепи и УВЧ, в таком случае говорят, что имеет место структура приемника прямого усиления (рис.5). Недостаток приемника прямого усиления: с повышением рабочей частоты теряется фильтрующая способность линейного тракта, повышается стоимость электрических приборов УВЧ.

Полоса пропускания колебательного контура - простейшего ПФ:

 ,

где - рабочая частота приемника, - добротность электрического контура.

Видно, что с ростом  увеличивается полоса пропускания ПФ.

Недостатком приемника прямого усиления является уменьшение степени подавления помех в линейном тракте при росте рабочей частоты приемника.

С целью ликвидации указанных недостатков в 1919 году Армстронгом запатентована идея супергетеродинного приема. Ее суть: в состав линейного тракта вводится преобразователь частоты, который перемещает спектр сигнала из области высоких частот в область более низких (промежуточных) частот. После чего осуществляется подавление внеполосных помех и усиление сигнала. Структура преобразователя частоты (ПЧ) представлена на рис.6.

Смеситель





ПФ

Х

Гетеродин

Рис.6. Структура преобразователя частоты (ПЧ)

На второй вход перемножителя сигналов (ПС) поступают синусоидальные колебания автогенератора - гетеродина. В результате перемножения колебаний гетеродина со спектром сигнала образуются две полосы частот:

- спектр сигнала, смещенный по оси частот вверх на частоту гетеродина (спектральные компоненты с суммарными частотами),

- спектр сигнала, смещенный по оси частот вниз на частоту гетеродина (спектральные компоненты с разностными частотами).

ПФ подавляет полосу с суммарными частотами, оставляя только компоненты с разностными частотами - осуществляется перенос спектра сигнала на промежуточную частоту.

Проанализируем работу ПЧ в простейшем случае - поступивший сигнал представляет собой монохроматическое колебание.

,

.

.

Применив следующую формулу , получим:

.

Так как полосовой фильтр подавляет компоненты с суммарными частотами, то на выходе преобразователя частоты получаем:

, ωпч=ωс-ωг.

Если сигнал состоит из нескольких спектральных компонентов, то с каждым из них происходит рассмотренное выше преобразование. При этом сохраняются амплитудные, частотные и фазовые соотношения между спектральными компонентами. Следовательно, можно сказать, что спектр сигнала не искажается в результате преобразования частоты (рис.7).



Рис.7. Случай нижней настройки гетеродина

Мы рассмотрели случай с нижней настройкой гетеродина().

Рассмотрим случай, когда частота гетеродина больше частоты сигнала (рис.8).

Рассматриваемый случай относится к случаю верхней настройки гетеродина(). Верхняя настройка порождает инверсию спектра сигнала, спектр сигнала на ПЧ является зеркальным отражением спектра сигнала на входе.

Инверсия спектра не приводит к искажению, если спектр сигнала симметричный, а если несимметричный, то в тракт приемника вводят второй ПЧ, который восстанавливает исходную картину спектра.

При введении в структуру приемника ПЧ возникают два негативных явления:

- появляются побочные каналы приема – приемник принимает сигналы на частотах, которые не соответствуют его настройке;

- ПЧ создает сильный электрический шум, при этом отношение сигнал- шум уменьшается по сравнению с отношением сигнал шум на входе, из-за чего падает чувствительность приемника, следствием чего является невозможность приема слабых сигналов.

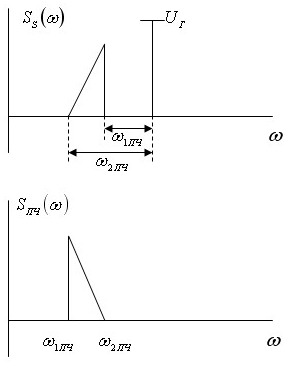


Рис.8. Случай верхней настройки гетеродина

**4. Побочные каналы приема, структура супергетеродина**

Среди каналов побочного приема выделяют:

- зеркальный канал (имеет самую высокую чувствительность к помехам);

- канал прямого прохождения;

- комбинационные каналы приема.

*Зеркальный канал приема.*

Если на вход ПЧ поступает зеркальная помеха, частота которой отличается от частоты гетеродина также на величину , как и частота сигнала, то она перенесется на промежуточную частоту, и при дальнейшей обработке сигнала нельзя будет подавить эту помеху. Борьба с ней заключается в установке перед ПЧ полосового фильтра, настроенного на частоту сигнала.

Ранее рассмотренный случай воздействия на ПЧ монохроматического сигнала можно проиллюстрировать рисунком 9. На рисунке (рис.9) расположение спектральных линий соответствует нижней настройке гетеродина ().





Рис.9. Зеркальный канал приема (нижняя настройка гетеродина)

, где  - частота настройки ПФ.

В случае верхней настройки гетеродина () колебание будет также перенесено на промежуточную частоту (рис.10):







   .

Рис.10. Зеркальный канал приема (верхняя настройка гетеродина)

*Канал прямого прохождения.*

Из-за неидеальности перемножителя возможно непосредственное проникновение на выход перемножителя сигнала с ослаблением (рис.11).



Рис.11. Канал прямого прохождения

Если вместе с сигналом на входе преобразователя окажется помеха с частотой, равной - частоте настройки ПФ, то, проникая за счет неидеальности перемножителя на его выход, помеха беспрепятственно проходит и на выход ПЧ. Хотя помеха и ослабляется, но все же она остается достаточно мощной и препятствует нормальному приему сигнала.

Борьба с помехой канала прямого прохождения осуществляется так же, как и с помехой зеркального канала – устанавливают ПФ перед ПЧ. Иногда дополнительно к ПФ добавляется режекторный фильтр, настроенный на частоту помехи.

*Комбинационные каналы приема.*

Из-за неидеальности перемножителя колебания гетеродина и сигнала на его входе терпят нелинейные искажения, в результате чего их спектры обогащаются высшими гармониками. Поэтому в перемножителе фактически перемножаются не монохроматические колебания сигнала и гетеродина, а наборы гармоник. Если вместе с сигналом на вход поступает помеха, то с набором гармоник гетеродина перемножается набор гармоник помехи. В результате на выходе образуется множество спектральных компонентов, частоты которых являются комбинациями частот гетеродина и помехи. Если комбинационные частоты на выходе перемножителя попадает в полосу пропускания ПФ, то на выходе фильтра проявляется действие помехи – осуществляется перенос помехи на промежуточную частоту за счет комбинационной гармоники – имеет место комбинационный канал приема.

,

Линейные комбинации частот колебаний гетеродина и входного колебания:

 (1)

Из полученного выражения следует, что на выходе перемножителя образуется сумма комбинационных гармоник, и частота любой из них может быть определена по формуле (1), где m и n-целые числа.

Влияние комбинационных гармоник на прием проявляется, если частота комбинационных гармоник совпадает с частотой настройки ПФ смесителя:

.

Найдем ту частоту колебания на входе преобразователя, при которой колебание переносится на промежуточную частоту и проходит через ПФ так же, как и полезный сигнал.

.

Если m= n=1, то имеет место прием сигнала и зеркальной помехи.

Если m>1 и n>1, то говорят, что имеет место прием по комбинационным каналам приема.

При достаточно больших значениях m и n возможна ситуация, когда частота комбинационной помехи очень мало отстоит от частоты полезного сигнала, и полосовой фильтрацией перед смесителем нельзя подавить помеху. Однако, при больших m и n, уровень комбинационной гармоники мал и не оказывает существенного влияния на прием полезного сигнала.

Так как с ростом значений *m* и *n* наблюдается тенденция уменьшения уровня гармоник, то наиболее “неприятными” для приема помехами являются те, у которых сумма *m+n* невелика.

Помимо ПФ, устанавливаемых перед смесителем, целесообразно перед смесителем включить и УВЧ с малым уровнем собственного электрического шума. Уровень сигнала при этом растет, следовательно, отношение сигнал-шум на выходе смесителя тоже растет, и, несмотря на то, что смеситель создает сильный электрический шум, полученное отношение сигнал-шум гарантирует качественную обработку демодулятором. Коэффициент усиления УВЧ невелик по сравнению с коэффициентом усиления УВЧ прямого усиления.

*Структурная схема супергетеродинного приемника.*

Структурная схема супергетеродинного приемника представлена на рис.12



Рис.12. Структурная схема супергетеродинного приемника

При перестройке приемника на другие частоты целесообразно менять не только настройку ПФ в составе входной цепи (Вх.ц.) и УВЧ, но и перестраивать частоту гетеродина так, чтобы выполнялась условие . При этом ωпч должна быть равна фиксированной настройке ПФ смесителя и высокоселективного многозвенного ПФ УПЧ. При этом значительно упрощается реализация многозвенного фильтра.

Преселектор обеспечивает подавление помех по побочным каналам приема. Окончательная селекция, подавление соседних по частоте помех, осуществляется многозвенным фильтром УПЧ, где также осуществляется усиление сигнала.

ПФ в составе преселектора являются менее сложными по сравнению с аналогичными фильтрами прямого усиления. Обусловлено это тем, что помехи по побочным каналам приема в приемнике отстроены от сигнала по частоте намного больше, чем соседние помехи, которые и подавляются фильтрами преселектора. Следует отметить, что УВЧ преселектора имеет намного меньший коэффициент усиления, по сравнению с УВЧ приемника прямого усиления.

**5. Супергетеродин с двукратным преобразованием частоты**

Важным вопросом при проектировании супергетеродинного приемника является то, как правильно выбрать промежуточную частоту, поскольку от этого решения зависит степень подавления помех по побочным и соседним каналам приема. Степень подавления помехи ПФ определяется относительной растройкой помехи:

,

где -абсолютная расстройка помехи, , -частота настройки ПФ. Чем больше , тем больше подавление помехи. Рассмотрим зависимость уровня подавления помех от выбора значений промежуточных частот. Для зеркальной помехи:

,

где - частота полезного сигнала, на которую настроены ПФ преселектора. Чем больше *fпч*, тем больше уровень подавления зеркальной помехи. Для соседней помехи:

,

где - расстояние на частотной оси между соседними каналами приема, это расстояние задается правилами использования радиодиапазона. Например, для радиовещания в диапазоне от ДВ до КВ =10 кГц, для средств связи в авиации =25 кГц, в УКВ диапазоне 300 кГц. Чем больше *fпч*, тем меньше уровень подавления соседней помехи. При проектировании приемника значение  выбирается из условий компромисса между противоречивыми требованиями высокой степени подавления зеркальной и соседней помех. Если требуется одновременно обеспечить высокую степень подавления соседних и зеркальных помех, то осуществляется переход от структуры супергетеродина с однократным ПЧ к структуре с двукратным ПЧ.

Структура супергетеродина с двукратным преобразованием частоты представлена на рис.13.

[fC] [fПЧ1] [fПЧ2]

УПЧ2

См2

УПЧ1

См 1

Преселектор

Гет2

Гет2

Рис.13. Супергетеродин с двукратным преобразованием частоты

.

По сути, данная структура – последовательное соединение двух линейных трактов с однократным преобразованием частоты. Наличие двух ПЧ обуславливает появление не одного, а двух зеркальных каналов приема. Первый приемник, включающий в себя преселектор, смеситель (СМ1) и УПЧ1, осуществляет перенос сигнала на фиксированную промежуточную частоту , в преселекторе обеспечивается подавление первой зеркальной помехи. Второй приемник работает на фиксированной частоте входного сигнала, и в его состав входит УПЧ1, выполняющий функции преселектора для второй структуры супергетеродина, смеситель СМ2 и усилитель УПЧ2. УПЧ1 обеспечивает подавление второй зеркальной помехи, а УПЧ2-подавление соседней помехи. Второй гетеродин – не перестраиваемый, так как частота входного сигнала не изменяется.

Рассмотрим относительные расстройки помех для данной структуры

- для первой зеркальной помехи,

- для второй зеркальной помехи.

- для соседней помехи.

Сравним уровни подавления помех в структурах с однократным и с двукратным преобразованиями частоты. Покажем, что при двукратном преобразовании степень подавления выше.

, 

 - для приемника с однократным преобразованием частоты,

 - для приемника с двукратным преобразованием частоты.

Так как , то . .

Доказано, что, если степень подавления зеркальной помехи в структуре с однократным преобразованием частоты равна степени подавления первой зеркальной помехи в структуре с двукратным преобразованием частоты, то степень подавления всех помех с двукратным преобразованием частоты больше, чем в однократном преобразовании частоты. Подбор и  может обеспечить большее подавление помех, по сравнению со структурой супергетеродина с однократным преобразованием частоты.

Если подбором промежуточных частот не удается обеспечить требуемые уровни подавления зеркальных и соседних помех, то переходят к структуре с трехкратным преобразованием частоты.

**6. Инфрадин, прямое преобразование частоты**

*Инфрадин*

Если необходима перестройка приемника в очень широком диапазоне частот, то используется много частотных поддиапазонов. Переключение с одного поддиапазона на другой осуществляется с помощью коммутаторов, входящих в состав преселектора. Если от преселектора требуется высокий уровень подавления помех, то в его состав входит множество ПФ. Коммутаторов становится много, коммутация фильтров происходит в условиях малых входных сигналов, поэтому требования, предъявляемые к коммутаторам, становятся выше, стоимость преселектора растет. С целью понижения стоимости преселектора необходимо выбрать промежуточную частоту намного большую частоты принимаемого сигнала, при этом все помехи по побочным каналам приема располагаются выше по частоте, чем полезный сигнал, и преселектор можно выполнить с использованием относительно простого неперестраиваемого фильтра низкой частоты (ФНЧ), в связи с чем стоимость преселектора снижается.



Рис.14. Зеркальный канал приема

Из приведенного рисунка следует, что помеха прямого прохождения и, тем более, зеркальная помеха находятся далеко за пределами частотного диапазона приемника, следовательно, они глубоко подавляются с использованием ФНЧ (неперестраиваиваемого), полоса пропускания которого приблизительно равна всему частотному диапазону. Часто ФНЧ дополняют неперестраиваемыми ФВЧ, чтобы уменьшить полосу пропускания итогового ПФ. Если сравнить инфрадин с работой обычного супергетеродина, промежуточная частота которого намного меньше , то окажется, что зеркальная помеха для настройки приемника находится внутри частотного диапазона приемника. Вот почему в супергетеродине используется перестраиваемый ПФ.

Недостатки инфрадина:

1. Так как промежуточная частота очень высокая, то усложняется фильтрация сигнала от соседних помех, а также построение усилителя. Поэтому инфрадин строится, как правило, по структуре с двукратным преобразованием частоты. Вторая промежуточная частота выбирается достаточно малой, что обеспечивает хорошую фильтрацию от соседних помех и невысокую стоимость усилителя.

2. Так как полоса пропускания преселектора очень широкая, то и мощность помех, поступающих в первые каскады преселектора велика. Чтобы электронные приборы в первых каскадах приемника не вошли в нелинейный режим, необходимо использовать электронные приборы с широким динамическим диапазоном (чаще всего используются мощные полевые транзисторы). Приборы с широким динамическим диапазоном имеют повышенную стоимость.

3. Высокое значение частоты гетеродина приводит к большой абсолютной нестабильности его частоты, при этом промежуточная частота также изменяется. Спектр сигнала переносится на промежуточную частоту и, перемещаясь по оси частот, захватывает большую полосу частот, в результате чего приходится расширять полосу пропускания УПЧ. С расширением полосы растет мощность внутриполосных помех, следовательно, уменьшается чувствительность приемника. Кроме того, в меньшей степени подавляются соседние помехи, полосы которых примыкают к полосе частот сигнала, поэтому в составе инфрадина используют синтезатор частоты (СЧ), который выполняет функции первого гетеродина. Используемый СЧ по сравнению с автогенератором имеет намного большую стоимость.

АЧХ УПЧ2

расширенная АЧХ

спектр сигнала

смещенный по частоте 

спектр сигнала

Рис.15. Влияние нестабильности частоты гетеродина на полосу пропускания линейного тракта

Инфрадин используется в профессиональной коротковолновой связи.

*Прямое преобразование частоты*

Рассмотрим случай, когда  и =0.

На рис.16 представлен амплитудный спектр сигнала на входе и выходе преобразователя частоты.



Рис.16. Прямое преобразование частоты

При преобразовании частоты в данном случае спектр сигнала сразу же переносится на звуковую частоту - практически осуществляется демодуляция сигнала. Так как промежуточная частота равна нулю, то отсутствуют побочные каналы приема. Кроме того, перенос сигнала на низкую частоту позволяет очень просто подавить соседние помехи (при помощи ФНЧ). Но необходимо перемножение сигнала с преобразователем частоты делать с точностью до фазы (фаза гетеродина равна фазе сигнала). Поэтому использование прямого преобразования частоты требует синхронизации частоты гетеродина с частотой несущей сигнала, что обеспечивает система ФАПЧ. Ее использование повышает сложность приемника.

При усилении сигнала используют УПТ, что ставит проблему уменьшения дрейфа нуля на выходе УПТ с большим коэффициентом усиления.

**7. Внутренний электрический шум линейного тракта**

Наличие электрического шума элементов тракта приводит к возникновению внутриполосных помех. Энергетический шум в линейном тракте создается практически любым радиоэлементом. Существует шум, создаваемый электронными приборами, и существует шум пассивных радиоэлементов. Рассмотрим сначала второй вид шума. Здесь главными источниками шума являются резисторы. За счет теплового хаотического движения носителей заряда в проводнике на концах проводников создается разность потенциалов, которая меняется постоянно и увеличивается с повышением температуры. Так как уровень электрического шума определяется температурой проводников, то данный вид шума получил название теплового.

Идеальная емкость и индуктивность шума не создают, но наличие потерь в этих элементах обуславливает появление на эквивалентных схемах этих элементов сопротивления, сопротивление обуславливает шум реальных катушек индуктивности и конденсаторов.

С точки зрения анализа спектра тепловой шум в радиодиапазоне является белым и, следовательно, его спектральная плотность мощности постоянна в радиодиапазоне (гауссовский шум).

Эквивалентная схема шумящего резистора (рис.17) может быть представлена в двух вариантах:

R

R



Рис.17. Эквивалентная схема шумящего резистора

Спектральная плотность мощности:

, ,

- постоянная Больцмана, - абсолютная температура проводников. Чтобы определить дисперсию (мощность) шумовых ЭДС и источника тока, необходимо воспользоваться формулами Найквиста:



*Шум колебательного контура*

Колебательный контур имеет потери, следовательно, он создает электрический (тепловой) шум. Так как колебательный контур является ПФ, то спектральная плотность мощности шума не является равномерной (рис.18).



Рис.18. Спектр шума

Для упрощения расчетов мощности шума колебательного контура его заменяют эквивалентной схемой. Считая, что он ведет себя как шумящий резистор, сопротивление которого равно  контура, и полоса анализа выбирается так, чтобы мощность шума от этого резистора равнялась мощности шума, создаваемого реальным контуром. Если вместо контура используется многоконтурный ПФ, то его АЧХ более прямоугольная, поэтому шумовая полоса равна полосе пропускания ПФ, но от двухконтурного до четырехконтурного ПФ можно считать , а для одноконтурного . При дальнейших расчетах всегда будет использоваться понятие шумовой полосы.

*Шум электронных приборов*

Основным здесь является «дробовой» шум, который имеет место в *p-n* переходах, а также на участке анод – катод электрических ламп. Дробовой шум также, как и тепловой шум, является белым и гауссовым. Спектральная плотность мощности описывается формулой Шоттки:

,

 - средний ток через *p-n* переход, .

Кроме дробового шума, существует шум рекомбинации. Он обусловлен процессом рекомбинации носителей заряда, инжектированных из эмиттера в базу со свободными носителями заряда в базе. Этот процесс вызывает флуктуации коэффициента передачи по току транзистора. Уровень шума также описывается формулой Шоттки (гауссов белый шум):



где - среднее значение коэффициента передачи по току в схеме с ОБ (из эмиттера в коллектор).

В полевом транзисторе основную роль играют шумы канала и объемных сопротивлений стока, истока. Шум является тепловым и описывается формулой Найквиста:

- спектральная мощность мощности,

где А - крутизна транзистора, а величина, стоящая в скобках, зависит от типа транзистора.

В области достаточно низких частот в электронных приборах основную роль начинает играть шумы с неравномерной спектральной плотностью мощности - это фликкер шум и импульсные шумы (рис.19).



Рис.19. Спектральная плотность фликкер - шума

**8. Коэффициент шума, шумовая температура, шумовая температура антенны, чувствительность приемного устройства**

Для анализа шумовых свойств функциональных узлов вводится понятие шумящего четырехполюсника. Под ним понимают, любой фрагмент электрической схемы, содержащий источники шума (рис.20).

1 2

1’ 2’

Рис.20. Шумящий четырехполюсник

Для количественной характеристики шумовых свойств четырехполюсника вводится понятие коэффициента шума. Коэффициент шума показывает, во сколько раз уменьшается отношение сигнал-шум при прохождении сигнала через шумящий четырехполюсник.

.

Так как в любой четырехполюсник добавляется шум, то отношение сигнал-шум на выходе меньше отношения сигнал шум на входе.

,

где -составляющая шума на выходе четырехполюсника, которая обусловлена шумом источника сигнала,  - собственный шум четырехполюсника на выходе.

,

Из приведенных выше рассуждений следует еще одно определение коэффициента шума: коэффициент шума показывает, во сколько раз суммарный шум на выходе четырехполюсника больше его составляющей, которая обусловлена шумом источника сигнала.

Понятие коэффициента шума широко используется при оценке качества сигнала, проходящего через шумящие четырехполюсники, однако коэффициент шума не позволяет непосредственно сравнивать четырехполюсники по уровню собственного шума. Чтобы решить эту задачу, вводится понятие собственной шумовой температуры четырехполюсника.

Рассмотрим согласованное подключение шумящего четырехполюсника к источнику сигнала и нагрузки (рис.21).

Rс

Ec Rвх Rвых Rн Rc=Rвх, Rвых=Rн

Рис.21. Согласованное подключение шумящего четырехполюсника

Предположим, что четырехполюсник является идеальным и шума не создает. Подогреем сопротивление источника сигнала  на столько градусов, что шум на сопротивлении нагрузки  станет равным шуму реального четырехполюсника. Полученная добавка температуры  и называется собственной шумовой температурой четырехполюсника.

Рассмотрим связь между коэффициентом шума и собственной шумовой температурой.

,

где  - шум от источника сигнала, выделяемый на входе четырехполюсника, - мощность собственного шума четырехполюсника, приведенного к его входу.

Определим составляющую шума, которая обусловлена источником сигнала (). Рассмотрим эквивалентную схему подключения шумящего сопротивления ко входу четырехполюсника (рис.22).

Rc 

 Rвх Rc= Rвх.

Рис.22. Эквивалентная схема подключения шумящего

сопротивления ко входу четырехполюсника

,

где ТС – температура сопротивления источника сигнала, ПШ – шумовая полоса.

Так как мы считаем, что  обусловлена дополнительным подогревом , то .

Подставляя в формулу коэффициента шума выражения для  и , получим:



Так как коэффициент шума Кш напрямую зависит от температуры , то при заполнении паспорта на покупной функциональный узел указывают не только значение коэффициента шума, но и температуру, при которой этот коэффициент определен. Обычно по ГОСТу стандартная температура равна 200С (293К):

,

где Т0-температура, указанная в паспорте.



*Шумовая температура антенны*

Шумовой температурой антенны  называют такую абсолютную температуру, до которой требуется нагреть полное сопротивление антенны , чтобы мощность шума источника сигнала с таким внутренним сопротивлением была равна шуму реальной антенны. Шум реальной антенны определяется, во-первых, приемом шумового излучения из космоса и атмосферы; во-вторых, наличием потерь в антенне. Определим связь между шумовой температурой ТА  и параметрами антенны, а также параметрами шумового излучения (рис.23).



Рис.23. Эквивалентная схема антенны

В общем случае  на выходе антенны определяется не только мощностью принимаемого шумового излучения, но и мощностью потерь в антенне. Потери в антенне характеризуются сопротивлением потерь .

 ,

- полная дисперсия шума антенны,  - дисперсии шума, определяемые сопротивлением потерь и внешним излучением соответственно,

- полное сопротивление антенны.

,

откуда получаем:

,

отсюда шумовая температура антенны:

,

где .

ТКОСМ. и ТАТМ.  определяются углом наклона антенны к горизонту и диапазоном частот, в котором антенна работает (справочные данные).

*Коэффициент шума пассивного устройства*

Пассивные устройства - устройства, которые не содержат источника энергии (фильтры, аттенюаторы).

Определим коэффициент шума пассивного устройства в режиме согласования (рис.24), пусть температура источника сигнала и температура устройства одинаковы:

.



Рис.24. Согласованное подключение пассивного устройства

Эквивалентная схема выхода пассивного устройства (рис.25):



Рис.25. Эквивалентная схема выхода пассивного устройства

Так как эквивалентная схема для расчета  на выходе такая же, как и эквивалентная схема для расчета  на входе, то и мощность шума на выходе:

,

отсюда коэффициент шума пассивного устройства:

,

где  - коэффициент передачи по мощности.

При данных условиях коэффициент шума пассивного шума пассивного устройства обратно пропорционален его коэффициенту передачи по мощности.

Определим коэффициент шума пассивного устройства, когда температура источника сигнала и температура пассивного устройство не равны:



*Коэффициент шума последовательности шумящих четырехполюсников*

Рассмотрим случай последовательно соединения ряда шумящих четырехполюсников (рис.26).



Рис.26. Последовательности шумящих четырехполюсников

Каждый четырехполюсник характеризуется коэффициентами Кр и Кш. Возникает задача определения характеристик этих совокупностей четырехполюсников, а именно Кр и Кш этой последовательности.

;?



 - шум на выходе первого четырехполюсника, обусловленный источником сигнала. Так как , то:



Определим коэффициент шума линейного тракта супергетеродинного приемника. Структура линейного тракта супергетеродинного приемника (рис.27):



Рис.27. Структура линейного тракта супергетеродинного приемника

Учитывая, что , имеем:



Из приведенного выражения следует, что для обеспечения малого Кш линейного тракта, надо обеспечить малое затухание сигнала в фидере и во входной цепи, обеспечить относительно небольшой Кш УВЧ, а коэффициент усиления УВЧ установить таким, чтобы вклад шума от ПЧ и последующих за ним устройств в итоговый шум линейного тракта был намного меньше шума, создаваемого УВЧ. При таких условиях  практически полностью определяется затуханием в пассивном устройстве (ПУ) и шумом УВЧ. Все устройства за УВЧ практически никакого влияния на суммарный шум линейного тракта не оказывают.

Если длина фидера велика, то затухание сигнала в фидере растет. Чтобы обеспечить малый шум линейного тракта в этом случае, целесообразно непосредственно на антенной мачте установить малошумящий антенный усилитель, тогда все устройства, стоящие за ним, практически не оказывают влияния на шум линейного тракта, и он практически полностью определяется шумом усилителя (УВЧ).

*Чувствительность приемного устройства*

Чувствительность характеризует способность приемного устройства принимать слабые сигналы на фоне внутриполосных помех. Часто чувствительность приемника задают минимальным уровнем ЭДС сигнала в приемной антенне, при котором качество сигнала на выходе приемника удовлетворяет минимальным заданным требованиям.

Определим связь между значениями чувствительности приемника с параметрами линейного тракта и антенны, считая заданным отношение сигнал шум на выходе линейного тракта (рис.28).



Рис.28. Подключение шумящей антенны к линейному тракту

.

Зададим отношение сигнал-шум на выходе линейного тракта:

, тогда .

Считаем, что антенна согласована с приемником, и все шумы на выходе антенны характеризуются шумовой температурой ТА.

, ,



Считаем, что ЕА соответствует чувствительности приемника. Выразим ЕА через параметры линейного тракта, пользуясь полученной формулой.

. Учитывая, что , где *Tл.т.*- шумовая температура линейного тракта, получаем



Из полученного выражения следует, что чувствительность приемника снижается, если увеличиваются полоса пропускания линейного тракта, требуемое отношение сигнал шум и сумма шумовых температур антенны и линейного тракта. Если речь идет о приеме сигналов с достаточно высокими частотами, то здесь чувствительность удобнее задавать в виде минимально допустимой мощности сигнала на входе приемника при заданном отношении сигнал-шум на выходе.



Если приемники имеют переменную полосу пропускания, то чувствительность удобно характеризовать минимально допустимой удельной мощностью сигнала на входе приемника:

,

где *Т0* =293◦К – паспортное значение шумовой температуры,

 - относительная шумовая температура линейного тракта, *кТ0*=4\*10-21 Вт/Гц.

Чувствительность часто задается в единицах *кТ0* (например, чувствительность равна 4кТ0=16\*10-21В/Гц).

**9. Нелинейные эффекты в линейном тракте**

Мощные внеполосные помехи создают ряд нелинейных эффектов. Основные из них: блокирование сигнала, перекрёстная модуляция и интермодуляция.

*Блокирование сигнала.*

Блокирование сигнала проявляется в виде снижения коэффициента передачи в тракте для сигнала при воздействии мощных внеполосных помех.

Механизмов, вызывающих эффект блокирования несколько, рассмотрим наиболее наглядный.

Пусть мощная помеха совместно со слабым сигналом поступает на УВЧ, в выходном каскаде которого имеется транзистор, включенный по схеме с ОЭ (рис.29).



Рис.29a. Схема усилителя



Рис.29b. Смещение рабочей точки усилителя

При воздействии мощной помехи  форма коллекторного тока искажается: положительные полуволны синусоиды больше, чем отрицательные. При разложении искаженного сигнала коллекторного тока в ряд Фурье появляется дополнительная постоянная составляющая, которая создает дополнительное падение напряжения на сопротивлении обратной связи . Дополнительное потенциал на  подзапирает транзистор, рабочая точка из точки А смещается в точку А′ (в область меньших токов и меньшей крутизны). Уменьшение крутизны переходной характеристики транзистора приводит к уменьшению коэффициента усиления УВЧ. Уровень полезного сигнала на выходе УВЧ уменьшается. При очень мощной помехе может произойти полное подавление полезного сигнала в усилителе.

*Перекрестная модуляция.*

При перекрестной модуляции происходит перенос закона амплитудной модуляции помехи на сигнал – сигнал приобретает модуляцию помехи. Если помеха амплитудно-модулирована, то рабочая точка скользит по переходной характеристике транзистора в соответствии с законом модуляции помехи (от точки А к точке А’  (рис.29)). По такому же закону меняется крутизна транзистора, а следовательно, и коэффициент передачи УВЧ. Полезный сигнал, проходя через усилитель с переменным во времени коэффициентом передачи, приобретает амплитудную модуляцию помехи. Говорят, что модуляция с помехи переносится на сигнал – возникает перекрестная модуляция.

*Интермодуляция.*

Явление интермодуляции состоит в том, что сумма двух и более гармонических внеполосных помех за счет нелинейности амплитудной характеристики функционального узла, создает составляющие в полосе пропускания приемника.

Рассмотрим случай воздействия суммы двух гармонических колебаний на нелинейный элемент, амплитудная характеристика которого может быть представлена в виде суммы членов степенного ряда:

,

где .

Проанализируем квадратичный член степенного ряда:

.

Первые два слагаемых порождают вторые гармоники для колебаний  и , если эти колебания являются гармоническими, третье слагаемое обеспечивает перемножение колебаний и как следствием из теории преобразования частоты порождает гармоники с суммарными и разностными частотами. В общем случае на выходе нелинейного элемента возникает сумма комбинационных гармоник, частота любой из них определяется следующей формулой:

,

где m и n – целые числа.

Наиболее мощными являются комбинационные гармоники, для которых сумма n+m невелика. Рассмотрим случай, когда: m=1, n=2, .

1) Пусть имеет место воздействие двух гармонических помех, которые на частотной оси расположены по одну сторону от сигнала и находятся на равном расстоянии друг от друга и от сигнала (рис.30):





Рис.30. Значения частот помех при интермодуляции

.

Полученная комбинационная гармоника по частоте совпадает с частотой сигнала, она попадает в полосу пропускания приемника.

2) Пусть  тогда ,

где F- небольшое изменение частоты.

Если учитывать на выходе УПЧ наличие помимо сигнала ещё и составляющую спектра с частотой , то можно утверждать, что в данном случае возникает явление биений двух гармонических составляющих с близкими частотами. Изменение амплитуды суммарного сигнала с частотой  фиксирует демодулятор, на его выходе появляется паразитная спектральная составляющая с частотой .

Методы борьбы с нелинейными эффектами.

1. Использование усилительных приборов с широким динамическим диапазоном, а именно с линейной амплитудной характеристикой для больших уровней сигнала (полевые транзисторы на входе)
2. Повышение избирательности фильтров, стоящих до усилительных приборов.
3. Установка аттенюатора на входе приемника, который ослабляет полезный сигнал совместно с мощными помехами, при этом помехи не создают нелинейных эффектов в линейном тракте. Данный метод применим, если имеется запас по мощности сигнала (полезный сигнал по уровню превышает значение чувствительности приемника).

*Частотная избирательность приемного устройства*

Частотная избирательность характеризует способность приемника выделять полезный сигнал из окружения мощных внеполосных помех. Величина частотной избирательности  показывает, во сколько раз помеха может превышать оговоренный уровень сигнала на входе приемника, чтобы качество сигнала выходе приемника соответствовало минимальным заданным требованиям.

,

где  - напряжение помехи, отстроенной по частоте от сигнала на величину Δf,

 - напряжение полезного сигнала.

.

Так как внеполосные помехи могут быть мощными, возникает задача определения способности приемника принимать полезные сигналы при одновременном воздействии одной или нескольких внеполосных помех, которые вызывают нелинейные эффекты в линейном тракте.

С этой целью оценку избирательности приемника производят, имитируя помеховую обстановку в реальности. Так как источников помех может быть несколько, то при измерении избирательности желательно использовать такое же количество «помеховых» генераторов (рис.31).

С целью сокращения затрат на измерения используют два или три генератора. Если измеряется избирательность по зеркальному или соседнему каналам приема, то используются два генератора: один из них имитирует – сигнал, другой – помеху (двухсигнальный метод). Если исследуется явление интермодуляции, то используется два помеховых генератора (трехсигнальный метод).

Если уровень внеполосных помех таков, что нелинейные эффекты в линейном тракте незначительны, и ими можно пренебречь, то оценку избирательности приемника можно упростить, используя односигнальную методику измерения. В этом случае один генератор поочередно настраивается на частоту полезного сигнала и на частоты всех помех. В данном случае справедлив метод суперпозиции.



Рис.31. Измерение избирательности многосигнальным методом

10. Автоматическая подстройка частоты гетеродина

Назначение системы автоматической подстройки частоты гетеродина (АПЧГ) – повысить стабильность его частоты, что позволяет сузить полосу пропускания линейного тракта, а следовательно, повысить избирательность по соседним каналам приема и чувствительность приемника. Радикальным средством повышения стабильности частоты гетеродина является использование синтезатора частоты. Однако часто включение синтезатора в состав приемника настолько повышает его стоимость, что теряется целесообразность его использования. В ряде случаев удовлетворительные результаты дает использование системы АПЧГ. Следует учесть, что АПЧГ обеспечивает меньшую стабильность частоты, чем синтезатор и, кроме того, возникают определенные сложности при перестройке приемника на другую частоту.

Рассмотрим обобщенную структуру АПЧГ.



Рис.32. Обобщенная структура АПЧГ

Если под воздействие дестабилизирующих факторов меняется частота гетеродина, то на эту же величину меняется fПЧ. Это отклонение фиксируется частотным дискриминатором (ЧД), на выходе которого формируется напряжение, знак и величина которого соответствуют отклонению частоты от номинального значения. После фильтрации в ФНЧ напряжение воздействует на управляющий элемент (часто варикап), что компенсирует отклонение частоты гетеродина.

Если дискриминатор является частотным, то имеет место ЧАП, если отклонение частоты фиксируется с точностью до фазы и дискриминатор фазовый, то говорят о ФАПЧ, и в этом случае в состав системы входит опорный генератор (ОГ).

*Частотная автоподстройка.*

В зависимости от величины отклонения промежуточной частоты от номинала различают два режима работы ЧАП:

- линейный режим,

- нелинейный режим.

Если отклонения частоты гетеродина от требуемого значения невелики, то характеристики дискриминатора и управляющего элемента можно считать линейными. В нелинейном режиме появляются особенности функционирования ЧАП, которые обусловлены нелинейностью характеристик частотного дискриминатора и управляющего элемента. Основной нелинейностью обладает характеристика частотного дискриминатора (рис.33).



Рис.33. Характеристика частотного дискриминатора

*Линейный режим.*

Пусть под воздействием дестабилизирующих факторов частота гетеродина fг отклонилась на величину Δfг. С целью упрощения рассуждений считаем, что fПЧ=fГ- fС – т.е. имеет место верхняя настройка гетеродина. За счет действия системы АПЧ расстройка гетеродина уменьшается.

ΔfГост.=ΔfПЧост.,

где ΔfПЧост - отклонение ПЧ от требуемого значения при использовании системы ЧАП.

ΔfГост.= ΔfГ - ΔfГрег.,

где ΔfГост. - регулирующее воздействие с выхода управляющего элемента,

ΔfГ - отклонение частоты гетеродина под воздействием дестабилизирующих факторов,

ΔfГрег  ≈ SУЭUЧД,

где SУЭ – крутизна УЭ.

.UЧД≈ SЧД ΔfПЧост.= SЧД ΔfГост ,

где SЧД - крутизна дискриминатора.

, 

где - коэффициент частотной автоподстройки.

КЧАП показывает, во сколько раз уменьшается отклонение частоты гетеродина при использовании ЧАП. Увеличение КЧАП приводит к снижению устойчивости системы АПЧГ. Для её повышения увеличивают постоянную времени ФНЧ, в результате растёт инерционность системы - система не успевает отрабатывать быстрые изменения частоты гетеродина. Поэтому КЧАП так же, как и постоянную времени ФНЧ, выбирают, исходя из условий компромисса между противоречивыми требованиями увеличение точности и быстродействия системы.

Обычно КЧАП < 20-25. Если рассматривать воздействие дестабилизирующих факторов как некое возмущение, прикладываемое ко входу ГУН, то относительно этого возмущения система ведёт себя как ФВЧ. Т.е. НЧ возмущения подавляются, а ВЧ возмущения проходят на выход системы без изменений (рис.34).



Рис.34. Частотная характеристика АПЧГ

*Нелинейный режим*

Определим зависимость величины остаточной расстройки гетеродина от величины расстройки, которая определяется дестабилизирующими факторами. Необходимо найти зависимость ΔfГост  от ΔfГ.

С целью упрощения анализа нелинейного режима АПЧ его проводят с помощью графических построений (рис.35).

Если ЧАП не работает, то , и зависимость  графически отображается прямой с наклоном в 450.

Если система ЧАП работает, то .

Построим график искомой зависимости, задаваясь величиной  и определяя величину . По характеристикам дискриминатора и УЭ вычислим итоговое значение . Так как считаем, что характеристика УЭ линейна, то зависимость  полностью определяется формой характеристики дискриминатора (рис.36):



Рис.35. Анализ нелинейного режима АПЧ Г



Рис.36.Упрощенная форма характеристики дискриминатора

Проанализируем поведение АПЧГ при изменении возмущающего воздействия от малого до большого значения. Если  менять от нуля до величины полосы удержания ПУ, то система находится в линейном режиме. Когда , то работа системы характеризуется точкой А1 графика зависимости  от  (рис.35). Точка А1 соответствует точке а1 на графике зависимости  (рис.36). Видно, что крутизна данной характеристики поменяла свой знак. Система с отрицательной обратной связью превращается в систему с положительной обратной связью (ПОС). При достаточно большой величине полученной крутизны происходит самовозбуждение системы в точке а1. Увеличение  приводит к лавинообразному увеличению , система скачком переходит из состояния в точке А1 в состояние в точке В1, которое соответствует случаю выключения ЧАП. Дальнейшее увеличение  приводит к такому же увеличению .

Если от точки В1 двигаться до точки С1, то система ЧАП фактически остается в выключенном состоянии (система авторегулирования имеет ПОС, но с малым коэффициентом усиления). Точка С1 соответствует точке с1 на характеристике ЧД. Крутизна этой характеристики становится достаточно большой, чтобы система автоматического регулирования вновь перешла в режим самовозбуждения. При этом уменьшение ΔfГост относительно точки с1 приводит к увеличению Δfрег. ΔfГост быстро уменьшается, система АПЧ из выключенного состояния скачком переходит во включенное, которое характеризуется точкой D1.

Проекция точки а1 на ось ΔfГ называется полосой удержания, проекция точки С1 – полосой захвата.

***Полоса удержания*** *–* это максимально возможная расстройка частоты гетеродина под воздействием дестабилизирующих факторов, при которой система ЧАП работает, если в предыдущие моменты времени она также находилась в рабочем состоянии.

***Полоса захвата*** - это максимально возможная расстройка частоты гетеродина под воздействием дестабилизирующих факторов, когда система ЧАП работает, если в предыдущие моменты времени она находилась в нерабочем состоянии. Нерабочее состояние:

1) система АПЧ выключена,

2) очень большая расстройка частоты гетеродина.

*Особенности перестройки приемника с системой АПЧГ на новую рабочую частоту.*

Наличие нелинейного режима системы АПЧ обуславливает некоторые особенности эксплуатации радиоприёмного устройства. Рассмотрим процесс перестройки приемника с одной рабочей частоты на другую.

Пусть необходимо перестроить приемник с частоты  на частоту , которая незначительно отличается от частоты . Пусть частота гетеродина  соответствует частоте настройки, а частота гетеродина  - частоте (рис.37).



Рис.37. Скачкообразное изменение частоты гетеродина

При попытке изменения частоты гетеродина с помощью ручки настройки приемника, система АПЧ воспринимает это вращение как действие дестабилизирующих факторов, следовательно, она удерживает значение частоты гетеродина вблизи . Однако, как только возмущение станет больше полосы удержания ПУ, происходит скачкообразное изменение частоты гетеродина на большую величину. Частота гетеродина от значения  переходит скачком к значению . Если в данный момент времени на вход приемника поступает сигнал, и если образованная промежуточная частота близка к номинальному значению (отклонение промежуточной частоты меньше полосы захвата ), то система АПЧ вновь включается в работу и уменьшает  так, что приемник фактически настраивается на частоту нежелательной настройки .

# Рассмотрим поведение АПЧ при замираниях сигнала. Если сигнал на входе приёмника испытывает большое ослабление, то меняется и характеристика частотного дискриминатора (рис 38).

неослабленный сигнал

ослабленный сигнал

Рис.38. Изменение характеристики

дискриминатора при замираниях сигнала

Изменение характеристики дискриминатора приведёт к уменьшению полосы удержания системы, и если в это время отклонение частоты гетеродина превысит новое значение полосы удержания, то система АПЧ перейдёт в выключенное состояние, настройка приёмника скачком изменится.

При восстановлении нормального сигнала настройка приемника может и не восстановиться, если расстройка гетеродина превышает полосу захвата системы при нормальном состоянии. Чтобы восстановить настройку приёмника, применяют специальные генераторы поиска потерянной настройки, при этом частота гетеродина принудительно меняется в заданных пределах до тех пор, пока не будет восстановлена настройка приёмника.

**11. Система автоматической регулировки усиления**

Сигнал на входе приёмника может изменяться в очень больших пределах (несколько десятков децибел). Причины: замирания сигнала, взаимное перемещение передатчика и приёмника. В то же самое время на выходе линейного тракта (ЛТ) необходимо поддерживать уровень сигнала достаточно стабильным (он не должен изменяется более, чем на 10 дБ), чтобы обеспечить нормальную работу нелинейного устройства – демодулятора.

Одним из средств (методов) стабилизации уровня сигнала на выходе ЛТ является автоматическая регулировка коэффициента усиления (АРУ) ЛТ в зависимости от уровня сигнала. Чем больше уровень сигнала, тем меньше коэффициент усиления.

*Общий принцип построения систем АРУ.*

В какой-либо точке линейного тракта производится оценка уровня сигнала с помощью амплитудного детектора. На основе этой оценки формируется управляющее воздействие для функциональных узлов линейного тракта. Коэффициент передачи этих узлов меняется. Существует два принципа построения АРУ: - прямая и обратная АРУ. Рассмотрим структуру прямой АРУ (рис.39):



Рис.39.Структура прямой АРУ

Отличительные признаки прямой АРУ: точка линейного тракта, в которой оценивается уровень линейного сигнала, расположена ближе к входу приёмника, чем точка приложения управляющего воздействия. Недостатки прямой АРУ:

- если под воздействием дестабилизирующих факторов изменяется коэффициент усиления второй группы регулируемых каскадов, то это изменение не отслеживается АРУ;

- на выходе второй группы нерегулируемых каскадов усиленный сигнал изменяется в очень больших пределах. Трудно реализовать усилители с широким динамическим диапазоном.

Из-за указанных недостатков прямая АРУ применяется редко. Более распространена система обратной АРУ. Рассмотрим структуру обратной АРУ (рис.40):



Рис.40. Обобщенная схема обратной АРУ

Отличительный признак обратной АРУ: точка в которой оценивается уровень сигнала находится дальше от входа линейного тракта, чем точка приложения управляющего воздействия.

Независимо от причин, вызывающих изменение уровня выходного сигнала (это изменение оценивается), управляющее воздействие стабилизирует уровень выходного сигнала. Недостатком обратной АРУ является большая инерционность системы, что обусловлено требованиями обеспечения устойчивости системы с ОС.

*Структура обратной АРУ*

Структура обратной АРУ представлена на рис.41.



Рис.41. Структурная схема обратной АРУ

Если на входе приёмника присутствует слабый сигнал, то и напряжение на выходе линейного тракта невелико. Напряжение задержки срабатывания АРУ запирает амплитудный детектор, и на выходе детектора напряжение равно нулю. Система АРУ не работает, и коэффициент передачи линейного тракта максимален. Приёмник имеет высокую чувствительность.

При повышении уровня входного сигнала повышается уровень и выходного сигнала. Как только напряжение на выходе достигнет заданного уровня, при котором обеспечивается нормальная работа демодулятора, амплитудный детектор открывается, на его выходе формируется напряжение пропорциональное уровню сигнала. После фильтрации и усиления в УПТ управляющее воздействие через разветвитель поступает на управляющие входы каскадов линейного тракта, их коэффициент передачи уменьшается. Чем больше уровень входного сигнала, тем больше уровень выходного сигнала, больше управляющее воздействие, тем меньше коэффициент усиления линейного тракта. Необходимо отметить, что выходное напряжение линейного тракта все-таки меняется, однако в значительно меньшей степени, чем входное.

*Амплитудная характеристика линейного тракта с АРУ.*

Амплитудная характеристика линейного тракта с АРУ представлена на рис.42.



Рис.42. Амплитудная характеристика системы АРУ

С уменьшением коэффициента усиления усилителя постоянного тока (УПТ) степень стабилизации выходного напряжение уменьшается. Увеличение же коэффициента УПТ ограничивается по соображениям обеспечения устойчивости системы. Иногда с целью снижения стоимости приёмника исключают УПТ из петли обратной связи АРУ (неусиленная АРУ), при этом увеличивается динамический диапазон выходного напряжения.

С целью снижения стоимости приёмника иногда используют АРУ без задержки срабатывания системы, что соответствует напряжению задержки равному нулю. При этом снижается чувствительность приёмника.

Система АРУ характеризуется:

- динамическим диапазоном входного напряжения:;

- динамическим диапазоном выходного напряжения:.

Чем больше αВХ и меньше αВЫХ, тем в больших пределах должен меняться коэффициент усиления линейного тракта.

Введём понятие динамического диапазона системы АРУ по коэффициенту усиления:

, где КMAX – максимально возможный коэффициент усиления, КMIN – минимально достижимый коэффициент усиления.

Определим связь между эксплуатационными параметрами - , и расчетным параметром G:

.

Динамический диапазон по регулировке коэффициента передачи какого-либо функционального узла линейного тракта ограничен, поэтому, чтобы обеспечить требуемое значение G для всего линейного тракта, используют несколько регулируемых каскадов. При этом должно выполняется следующее условие:

, где Gi – динамический диапазон по коэффициенту передачи i – ого регулируемого каскада, Gтреб - требуемое значение динамического диапазона, N – число регулируемых каскадов.

Одним из возможных вариантов изменения коэффициента передачи является смещение рабочей точки усилителя в область меньших крутизн (рис.43).



Рис.43. Смещение рабочей точки усилителя

При смещении рабочей точки растут нелинейные искажения, что ограничивает динамический диапазон регулировки коэффициента усиления усилителя. Помимо роста нелинейных искажений изменяется частотная характеристика каскада, входное и выходное сопротивление каскада, т.е. меняются условия согласования каскада с соседними устройствами. Указанные величины заставляют ограничивать динамический диапазон каскада Gi.

С целью уменьшения нелинейных искажений регулируемые каскады целесообразно устанавливать ближе ко входу ЛТ, где сигнал имеет относительно невысокий уровень. При этом стараются не затрагивать регулировкой усиления смеситель, т.к. при этом может снизиться избирательность по побочным каналам приёма.

*Повышение быстродействия АРУ*

Для обеспечения высокого быстродействия линейный тракт разбивается на несколько групп каскадов, в каждой группе работает своя система АРУ, тем самым осуществляется переход от однокольцевой системы АРУ к многокольцевой (рис.44).



Рис.44. Многокольцевая система АРУ

Так как в каждой группе каскадов коэффициент усиления меньше по сравнению с усилением во всем линейном тракте, то устойчивость АРУ будет выше, чем в однопетлевой АРУ. В отдельных петлях АРУ можно использовать фильтры нижних частот с меньшими постоянными времени, в результате быстродействие АРУ в целом увеличивается.

**12. Входная цепь**

*Коэффициент передачи одноконтурной входной цепи*

Одноконтурная входная цепь (ВЦ) является простейшей. Рассмотрим наиболее простой для анализа вариант подключения колебательного контура к источнику сигнала и нагрузке – автотрансформаторное подключение (рис.45).



Рис.45. Автотрансформаторное подключение нагрузки и источника сигнала к контуру

Здесь m1 и m2 – коэффициенты включения в контур источника сигнала и нагрузки соответственно.

, , , .

Неполное включение внешних цепей в контур (m1,m2<1) обеспечивает, во-первых, согласование нагрузки и источника сигнала с полосовым фильтром – контуром, во-вторых, обеспечивает достаточно высокую эквивалентную добротность контура, а следовательно, и узкую полосу пропускания. Т. е. чем меньше m1 и m2, тем меньше потери, которые вносятся в контур со стороны внешних цепей. Для упрощения анализа данную схему преобразуют так, чтобы от неполного включения внешних цепей в колебательный контур перейти к полному включению (рис.46).



Рис.46. Эквивалентная схема ВЦ

, ; , ; ;

 - комплексная проводимость.

.

Реактивные составляющие в комплексных проводимостях  и  просуммируем с проводимостями катушки индуктивности и проводимостью контурной емкости , используя эквивалентные значения индуктивности и емкости (L,C) (рис.47).



Рис.47. Эквивалентная схема ВЦ после суммирования проводимостей

Найдём напряжение на контуре: ,

где YЭК – эквивалентная комплексная проводимость контура.

Преобразуем *YЭК* так, чтобы выявить её зависимость от обобщённой расстройки контура.

*YЭК* = *jω*C +  +GЭК = GЭК + jC(*ω*-1/(*ω*LC)).

Учтем, что

, где *ω*0 – резонансная частота контура. Получим:



Учтем, что

 -эквивалентная добротность контура, - обобщенная расстройка контура. Получим:

, ,

, .

Резонансное значение коэффициента передачи ():

, где z01 – значение сопротивления z1 на резонансной частоте контура.

Для обеспечения максимальной чувствительности приёмника необходимо обеспечить максимум коэффициента передачи входной цепи. Рассмотрим возможность получения максимума при изменении коэффициентов включения *m1* и *m2*. Так как КОВЦ зависит не только от числителя, но и от GЭК , то возникает задача поиска оптимальных значений *m1* и *m2*, при которых достигается максимум коэффициента передачи. При поиске оптимальных значений *m1* и *m2* дополнительно накладывают ограничения на снижение фильтрующей способности контура при подключении к нему внешних цепей. Это ограничение обычно задается коэффициентом:

, где П – полоса пропускания нагруженного контура, ПК – полоса пропускания ненагруженного контура.

Так как то ,  - характеристическое сопротивление контура.

Выразим значение коэффициента включения m1 через значение коэффициента включения m2, используя выражение для эквивалентной проводимости контура :



Учтем ограничение D, накладываемое на допустимое уменьшение фильтрующей способности контура:

, подставим выражение для m1 и получим:

.

Пусть .

Максимум КОВЦ обеспечивается при максимуме подкоренного выражения, равному *y*, поэтому найдем оптимальное значение m2, при котором *y* приобретает максимальное значение:

.

Считаем, что m2≠0, тогда:

,

. 

Подставим оптимальное значение для m02 в формулу для m01:

.

Определим максимальное значение коэффициента передачи при оптимальных значениях коэффициентов включения:

.

В частном случае, когда антенна подключена к входной цепи (ВЦ) с помощью фидера сопротивление . Подставим данное выражение в формулу для максимального коэффициента передачи :

.

Если собственные потери в контуре отсутствуют (идеальный контур), то его полоса пропускания стремится к нулю (Пк→0), следовательно, D→∞, и тогда максимальный коэффициент передачи :

.

Данное выражение является верхней границей для резонансного коэффициента передачи ВЦ. Выше данного значения получить коэффициент передачи нельзя.

Вывод: целесообразно проводимость  делать как можно меньше. Поэтому часто после ВЦ включают полевые транзисторы с большим входным сопротивлением.

,

.

Подставим оптимальное значение для m02  в формулу для m01:

.

Определим максимальное значение коэффициента передачи при оптимальных значениях коэффициента включения:

*=*.

Если коэффициенты m1 и m2 выбраны в соответствии с полученными выше формулами, то говорят, что ВЦ работает в режиме максимального коэффициента передачи с ограничением на полосу пропускания.

В частном случае, когда антенна подключена к входной цепи (ВЦ) с помощью фидера сопротивление . Подставим данное выражение в формулу для максимального коэффициента передачи :

*=*.

Если собственные потери в контуре отсутствуют (идеальный контур), то его полоса пропускания стремится к нулю (Пк→0), следовательно, D→∞, и тогда максимальный коэффициент передачи :

.

Данное выражение является верхней границей для резонансного коэффициента передачи ВЦ. Выше данного значения получить коэффициент передачи нельзя.

Вывод: целесообразно проводимость  делать как можно меньше. Поэтому часто после ВЦ включают полевые транзисторы с большим входным сопротивлением.

*Режим согласования для входной цепи*

При режиме максимального коэффициента передачи с ограничением на полосу пропускания не учитывается возможное рассогласование источника сигнала и ВЦ. Если антенна соединена с ВЦ достаточно длинным фидером, то возникает обратная волна в месте рассогласования, которая вторично отражается от места рассогласования фидера с антенной. В результате обратная волна поступает на ВЦ наряду с основным сигналом - имеет место сумма сигнала и задержанной во времени его копией (рис.48).



Рис.48. Влияние рассогласования ВЦ с фидером на искажения сигнала

Такое явление приводит к искажению сигнала, в частности, в телевидении это проявляется в виде двойного изображения на экране.

С целью устранения искажения сигнала используют еще один режим работы ВЦ - режим согласования с ограничением на полосу пропускания.

.

Проводимость, вносимая в контур со стороны источника сигнала, равна сумме собственной проводимости контура и проводимости, вносимой в контур со стороны нагрузки. Эквивалентная проводимость контура:

*GЭК = GK* + *G1 +* *GH =2**G1.*



Откуда

, .

Если D>>1, что часто реализуется на практике, то можно говорить о близости режима согласования и режима максимального коэффициента передачи, (значение *m1* и *m2* в обоих режимах фактически совпадают). Это означает, что, обеспечивая режим согласования,мы тем самым обеспечиваем режим максимальной передачи, и наоборот.

Рассмотрим иные виды связи колебательного контура с внешней цепью.

*Трансформаторная связь*

Трансформаторная связь колебательного контура с внешней цепью представлена на рис.49.



Рис.49. Трансформаторная связь контура с антенной

По сравнению с ранее рассмотренной схемой трансформаторная связь позволяет плавно регулировать величину взаимоиндукции М, а, следовательно, и коэффициент m (коэффициент включения).

Недостатки:

1. из-за паразитных емкостей в схеме катушка связи Lсв  в схеме образует вместе с паразитной емкостью дополнительный колебательный контур, резонансная частота этого контура может значительно отличаться от резонансной частоты основного колебательного контура, полученная двухконтурная ВЦ может иметь частотную характеристику, значительно отличающуюся от расчетной;
2. наличие реактивной составляющей zсв обуславливает сильную частотную зависимость коэффициента передачи ВЦ от частоты ее настройки. Данное обстоятельство приводит к нежелательной зависимости чувствительности приемника от частоты его настройки.

*Внутриемкостная связь контура с внешней цепью*

Внутриемкостная связь контура с ВЦ представлена на рис.50.



Рис.50. Использование емкостного делителя

Емкость связи ССВ находится внутри контура.

.

На практике обычно коэффициент включения m<<1, что означает, что , следовательно . Регулировка коэффициента включения m в данном случае осуществляется подбором емкостей Ск  и Ссв, что намного проще, чем изменение коэффициента включения в схеме с автотрансформаторной связью. Недостатком схемы является зависимость результирующего коэффициента передачи ВЦ от частоты настройки контура – чувствительность приемника меняется при его перестройке.

*Внешнеемкостная связь контура с антенной*

Внешнеемкостная связь контура с антенной представлена на рис.51.



Рис.51. Внешнеемкостная связь контура с антенной

Емкость связи находится вне катушки. Достоинством схемы является низкая стоимость (всего один конденсатор связи).

.

Недостатки:

1) так как коэффициент включения антенны в контур не меняется, то трудно обеспечить режимы согласования и максимального коэффициента передачи.

2) , поэтому появляется сильная зависимость коэффициента передачи ВЦ от резонансной частоты контура – зависимость чувствительности от перестройки частоты контура.

Основное назначение емкости связи состоит в уменьшении влияния реактивной составляющей сопротивления антенны на настройку колебательного контура. , поэтому емкость связи Ссв выбирается достаточно малой.

*Комбинированная связь*

В общем случае при перестройке колебательного контура меняется коэффициент передачи ВЦ и полоса пропускания контура. Чтобы эти изменения минимизировать, применяют более сложные схемы связи контура с внешней цепью, а именно комбинирование рассмотренных выше простых видов связи.

На рис. 52 представлена комбинация внешнеемкостной и трансформаторной связи.



Рис.52. Комбинированная связь контура с антенной

Недостаток комбинированной связи: большая трудоемкость при ее регулировке.

*Двухконтурная ВЦ*

Если требования к подавлению зеркальной помехи очень высокие, то вместо одноконтурной ВЦ используют двухконтурную ВЦ, которая обладает большей селективностью. Двухконтурная ВЦ с трансформаторной связью между контурами представлена на рис. 53. В общем случае АЧХ такой цепи имеет три экстремума (рис.54).



Рис.53. Двухконтурная ВЦ Рис.54. АЧХ

Рассмотрим простую ситуацию, когда оба контура имеют одинаковую добротность. Коэффициент передачи ВЦ:

,

где  - обобщенный коэффициент связи, .

 - предел 0,5÷0,6 ограничен по конструктивным соображениям. Величина коэффициента связи характеризует качество конструктивной реализации трансформаторной связи, чем больше коэффициент связи, тем лучше связь.

Форма АЧХ двухконтурной ВЦ определяется величиной . Для нормированной АЧХ имеет место следующая зависимость формы АЧХ от величины  (рис.55).



Рис.55. Зависимость формы АЧХ от обобщенного коэффициента связи

При расчете двухконтурной ВЦ стараются обеспечить величину  чуть больше единицы. При этом степень прямоугольности АЧХ достаточно высокая, а неравномерность коэффициента передачи в полосе пропускания невелика. С целью упрощения реализации связи между контурами, вместо трансформаторной связи иногда используют емкостную связь (рис.56).



Рис.56. Емкостная связь между контурами

**13. Эквивалентные схемы приемных антенн**

Из анализа одноконтурных ВЦ следует зависимость коэффициента передачи от сопротивления антенны. В общем случае частотная зависимость сопротивления антенны в сильной степени определяется зависимостью чувствительности приемника от частоты его настройки. В зависимости от соотношения размеров антенны и длины волны принимаемого сигнала различают настроенные (например, полуволновые симметричные вибраторы) и ненастроенные антенны. Ненастроенные антенны обычно используются в радиовещательных приемниках в диапазоне длинных и средних волн.

Эквивалентные схемы настроенной и ненастроенной антенн представлены на рис.57,58.

|  |  |
| --- | --- |
| Рис.57. Эквивалентная  схема настроенной антенны | Рис.58. Эквивалентная  схема ненастроенной антенны |

Сопротивление настроенной антенны является чисто активным.

Комплексное сопротивление zА ненастроенной антенны в значительной степени определяется конструкцией антенны. Антенна является системой с распределенными параметрами. Для анализа ее используют эквивалентную схему, которая строится из дискретных элементов. Рассмотрим в качестве примера эквивалентную схему антенны - штырь вертикальный, высотой 5 метров (рис.59).



Рис.59. Эквивалентная схема антенны

Данная эквивалентная схема ненастроенной антенны справедлива лишь для узкого диапазона частот (диапазон частоты данной схемы 0,15…12МГц). При изменении диапазона частот меняется и эквивалентная схема.

С целью упрощения расчетов целесообразно рассматривать работу ненастроенной антенны в достаточно узком диапазоне частот. В этом случае zА соответствует схеме последовательного колебательного контура (рис.60).

Для определения величины ЕА в эквивалентной схеме пользуются понятием действующей высоты антенны hд, которое связано с конструктивными параметрами антенны: ,

где  - напряженность электрического поля.

Если рассматривается вертикальный штырь, то при высоте штыря  (- длина волны): .



Рис.60. Упрощенная эквивалентная схема антенны

Для ферритовых антенн: ,

где S – площадь витка, w – количество витков,  - магнитная проницаемость ферритового сердечника. Если имеется настроенная антенна, то для симметричного горизонтального полуволнового вибратора: .

Наиболее предпочтительным является использование настроенной антенны. Она имеет чисто активное сопротивление, т. е. не возникает проблем по устранению влияния реактивной составляющей сопротивления антенны на настройку полосового фильтра ВЦ. Переход к ненастроенной антенне осуществляется в двух случаях:

- когда длина волны принимаемого сигнала больше возможных размеров антенны;

- когда приемник работает в широком диапазоне частот.

**14.Способы перестройки ВЦ**

При перестройке приемника на другую рабочую частоту возникает задача изменения резонансной частоты контура ВЦ. Это изменение можно обеспечить перестройкой емкости или индуктивности контура:

.

Однако при этом меняется и добротность контура, что приводит к нежелательной зависимости фильтрующих свойств и коэффициента передачи ВЦ от частоты настройки контура.

Рассмотрим изменение добротности контура при индуктивной перестройке контура (рис.61).



Рис.61. Перестройка контура изменением индуктивности

С=const, Q = ρ/r – собственная добротность контура, где  - характеристическое сопротивление, .

Считаем, что коэффициент потерь r растет прямо пропорционально резонансной частоте w0: , где r – сопротивление потерь, k - коэффициент пропорциональности. Тогда . Видно, что с ростом резонансной частоты добротность Q уменьшается, а полоса пропускания быстро расширяется: .

Рассмотрим изменение добротности контура при емкостной перестройке контура (рис.62).



Рис.62. Перестройка контура изменением емкости

L=const, . Так как при емкостной перестройке добротность контура при принятых допущениях не меняется, то именно такой способ перестройки используется на практике. В данном случае полоса пропускания тоже увеличивается с ростом резонансной частоты w0, но не так сильно, как в случае с индуктивной перестройкой.

*Особенности электронной перестройки контура*

Как правило, перестройка контура осуществляется путем изменения емкости контура. Изменение емкости осуществляется с помощью переменных емкостей или варикапов.

Использование варикапов позволяет обеспечить высокую скорость перестройки, упростить программную автоматизацию, упрощается конструкция, повышается надежность. Однако возникает нежелательная зависимость частоты настройки контура от уровня высокочастотных колебаний в контуре (рис.63).



Рис.63. Включение варикапа в контур

Здесь: Сп – подстроечная емкость, используется для того, чтобы скомпенсировать разброс параметров различных экземпляров данного типа варикапа; Сбл – блокировочная емкость – обеспечивает подключение катушки индуктивности к общей шине по переменному току.

При организации управления варикапом надо обеспечить путь протекания обратного тока запертого диода.

В точке А суммируются постоянное напряжение Uупр и переменное напряжение Uвч. Проанализируем изменение емкости варикапа при изменении уровня Uвч (рис.64).



Рис.64. Изменение емкости варикапа при изменении уровня Uвч

Из рис.64 видно, что с увеличением Uвч  средняя емкость варикапа  увеличивается, при этом уменьшается резонансная частота контура, а, следовательно, нарушается настройка приемника, уменьшается чувствительность.

Чтобы снизить нежелательную зависимость настройки контура от Uвч, используется встречно – последовательное включение варикапов (рис.65).



Рис.65. Встречно – последовательное включение варикапов

Сопротивление R достаточно большое, чтобы исключить соединение точки В с общей шиной через внутреннее сопротивление источника управляющего ЭДС.

Если в точке А в какой-то момент времени возникло положительное относительно общей шины напряжение Uвч, то разность потенциалов для VD1 увеличивается, в то же время разность потенциалов для VD2 уменьшается. В результате уменьшается емкость варикапа VD1 и увеличивается емкость варикапа VD2. В итоге суммарная емкость цепочки варикапов изменяется незначительно. Следует учесть, что включение двух варикапов реализует в два раза меньшую емкость, по сравнению с С1.

И варикап, и конденсатор переменной емкости имеют ограниченные пределы изменения емкости, что определяется коэффициентом перекрытия по емкости:

.

Ограниченные значения Кс ведут к ограничению перестройки резонансной частоты контура, характеризующемуся коэффициентом перекрытия по частоте:

, , ,

отсюда .

Если величина Кf требуется настолько большая, что она не реализуется используемыми конденсаторами переменной емкости и варикапами, то происходит разбивка частотного диапазона приемника на частотные поддиапазоны. Она осуществляется либо путем переключения индуктивностей контура, либо путем переключения полностью полосовых фильтров. На рис.66 представлена схема переключения диапазонов.

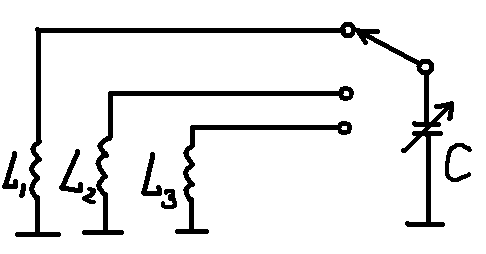


Рис.66. Схема переключения частотных поддиапазонов

*Зависимость коэффициента передачи ВЦ от частоты настройки*

При перестройке контура ВЦ изменяются параметры контура, кроме того, проявляется зависимость сопротивления антенны от частоты входного сигнала.

Рассмотрим случай ненастроенной антенны, которая подключена к контуру ВЦ с помощью трансформаторной связи (рис.67).



Рис.67. Подключение ненастроенной антенны к контуру

Считаем, что антенна является ненастроенной. В этом случае комплексное сопротивление источника сигнала для контура определяется следующей эквивалентной схемой (рис.68):



Рис.68. Эквивалентная схема подключения антенны к контуру

Здесь L1=LА +LCВ**.**

Проанализируем зависимость резонансного коэффициента передачи ВЦ от частоты настройки:

. Комплексное сопротивление источника сигнала:

.  - резонансная частота последовательного колебательного контура, который описывает реактивную составляющую сопротивления источника сигнала.



С целью дальнейшего упрощения анализа считаем, что сопротивление RА (сопротивление потерь в антенне и катушке связи) намного меньше реактивной составляющей сопротивления источника сигнала:

, тогда:



Учитывая, что , получаем: .

Зависимость резонансного коэффициента передачи ВЦ от резонансной частоты представлена на рис.69.



Рис.69. Зависимость резонансного коэффициента передачи ВЦ от частоты

Изменение коэффициента передачи входной цепи в частотном поддиапазоне характеризуется неравномерностью коэффициента передачи:

.

С помощью катушки Lсв мы можем менять индуктивность L1, а, следовательно, и величину ωА. Если имеется заданный частотный диапазон, то изменением ωА его можно разместить либо в I, либо в II, либо в III областях графика. Если частотный диапазон находится в I зоне, то неравномерность коэффициента передачи меньше чем в области III, но больше чем в области II. Поэтому, если ставится задача обеспечения минимальной неравномерности, то целесообразно частотный диапазон располагать во II области. Здесь минимальная частота поддиапазона меньше, чем ωА.

Если ассоциировать величину ωА с размерами антенны, то можно сказать, что при использовании частотного диапазона II-ой области размеры антенны больше, чем длина волны принимаемого сигнала. Говорят, что в этом случае антенна работает *в режиме «удлинения».* Далее мы покажем, что в некотором случае частотный диапазон может располагаться и в I-ой области, антенна при этом работает *в режиме «укорочения»*. В III-ей области частотный поддиапазон стараются не располагать, т.к. она характеризуется большой неравномерностью.

Для рассматриваемой схемы минимальная неравномерность обеспечивается при работе антенны в режиме «удлинения».

Рассмотрим ВЦ, где связь с наружной схемой трансформаторная, а с нагрузкой - внутриемкостная связь (рис.70).



Рис.70. ВЦ с использованием трансформаторной и внутриемкостной связей

. Ранее были получены следующие выражения:

, ,



Для внутриемкостной связи при m<<1:



.

Отсюда следует:

.

Зависимость резонансного коэффициента передачи ВЦ от резонансной частоты представлена на рис.71.



Рис.71. Зависимость резонансного коэффициента передачи ВЦ от частоты

Для уменьшения неравномерности коэффициента передачи следует диапазон частот приемника разместить в низкочастотной части графика.

Необходимо установить такое значение индуктивности Lсв, чтобы резонансная частота wА резонансной цепи была намного больше частоты w0max . Говорят, что антенна работает в режиме укорочения, т. е. ее эквивалентная длина намного меньше длины принимаемого сигнала.

*Зависимость эквивалентной добротности контура от частоты настройки контура*

Ранее предполагалось, что эквивалентная добротность контура не меняется при его перестройке. Однако это предположение не всегда справедливо.

Эквивалентное затухание контура: **.**

****,

где dК,GК – собственные затухание и проводимость контура,

G1- проводимость источника,

GН – проводимость нагрузки,

 - характеристическое сопротивление.

При емкостной перестройке контура:

**.**

Если схема автотрансформаторная, то затухание  растет с ростом резонансной частоты w0,а добротность  соответственно уменьшается.

Для случая внутриемкостной связи контура с нагрузкой:

,

в данном случае характер зависимости добротности Qекв определяется конкретными числовыми данными w0, Lк, Cсв, G1 и Gн.

*Коэффициент передачи ВЦ при использовании ферритовой антенны.*

Ферритовая антенна относится к классу магнитных антенн, которые реагируют на магнитную составляющую электромагнитного поля. За счет направленных свойств антенны удается в ряде случаев добиться значительного подавления помех, поступающих на вход приемника.

Рассмотрим случай, когда ВЦ имеет автотрансформаторную связь с нагрузкой (рис.72).



Рис.72. Схема ВЦ с ферритовой антенной

, m1=1, , , следовательно

.

Из полученного выражения следует, что коэффициент передачи определяется только добротностью, частотная зависимость относительно небольшая, и коэффициент К0 достаточно высокий.

*Особенности ВЦ для настроенных антенн*

При использовании настроенных антенн нет необходимости ослаблять влияние реактивной составляющей сопротивления антенны на настройку контура. Из-за малого диапазона перестройки не стоит проблема обеспечения стабильности коэффициента передачи при перестройке приемника по частоте.

Однако в случае настроенных антенн остро стоит проблема согласования источника сигнала с входной цепью. Исходя из выше изложенного, ВЦ с настроенной антенной использует лишь трансформаторную, автотрансформаторную и внутреннюю емкостную связи.

Автотрансформаторная связь широко используется в случае несимметричного фидера (коаксиала). Трансформаторная - используется и с симметричным, и с несимметричным фидером. Внутриемкостная связь используется в относительно высокочастотном диапазоне, т.к. позволяет снизить влияние паразитных емкостей контура на его настройку. На рис.73. представлены схемы трансформаторной и автотрансформаторной связей.



Рис.73. Подключение фидера к ВЦ

Недостатком симметричного неэкранированного фидера является наличие антенного эффекта, т.е. в неэкранированных проводах наводится ЭДС от внешнего электромагнитного поля. Так как ЭДС помех приблизительно одинаковы , то они взаимно компенсируются в катушке связи и не проникают в колебательный контур. Но между катушкой связи и контурной катушкой существует паразитная емкость (Сп). За счет нее осуществляется проникновение помехи в контур. Чтобы устранить паразитное проникновение помехи, между катушками связи и контура устанавливают электростатический экран.

При использовании трансформаторной связи может возникнуть ситуация, когда конструктивно не удается организовать сильную трансформаторную связь для реализации большого коэффициента включения. .

При расчете ВЦ так выбирают индуктивность Lсв, чтобы заданное значение коэффициента включения обеспечивалось при минимальном коэффициенте связи.

.

*Внутриемкостная связь настроенной антенны с контуром*

На достаточно высоких частотах емкость контура становится сравнимой с паразитными емкостями монтажа (Сп), а также емкостями входа электронных приборов. В этом случае целесообразно использовать внутриемкостную связь контура как с источником сигнала, так и с нагрузкой (рис.74).



Рис.74. Схема внутриемкостной связи настроенной антенны с контуром

Обозначим: , . Тогда эквивалентная емкость контура:

.

Емкости СЭКВ1 и СЭКВ2 больше, чем СК, за счет этого ослабляется влияние паразитных емкостей настройки контура (последовательное включение).

**15. Усилитель высокой частоты**

Требования, предъявляемые к усилителю высокой частоты(УВЧ): малый коэффициент шума, достаточно широкий динамический диапазон, подавление по побочным каналам приема.

Так как коэффициент усиления УВЧ относительно усилителя промежуточной частоты (УПЧ) невелик, то, как правило, УВЧ является однокаскадным или, в крайнем случае, двухкаскадным. Проанализируем работу простейшего одноконтурного однокаскадного УВЧ (рис.75).



Рис.75. Схема УВЧ

В схеме используется параллельный колебательный контур - верхний по схеме вывод Lк соединяется с общей шиной через Сф.

Rф  и Cф составляют ФНЧ, который устраняет паразитную обратную связь между выходом и входом схемы за счет внутреннего сопротивления источника питания.

Коллекторный ток транзистора, протекая по внутреннему сопротивлению сигнала Ri, создает напряжение с частотой принимаемого сигнала. Это напряжение через цепь питания поступает через делитель Rб1,Rб2 на базу транзистора. Образуется паразитная ОС между входом и выходом усилителя, УВЧ может перейти в режим самовозбуждения.

Внешние цепи в колебательном контуре включены автотрансформаторно.

; .

Определим коэффициент усиления: .

Рассмотрим эквивалентную схему УВЧ, считая транзистор линейным четырехполюсником (рис 76).



Рис.76. Эквивалентная схема УВЧ



где - входная проводимость; -обратная проводимость, которая характеризует паразитную внутреннюю обратную связь транзистора. - прямая проводимость (крутизна), характеризует усилительные свойства транзистора,  - выходная проводимость. Коэффициент усиления: KУВЧ=Uн/U1. Умножим числитель и знаменатель на Uк:

. Так как , то .

Найдем отношение . Выразим напряжение U2 через ток I2 и параметры контура: . Учтем, что ; ,

получим: . Найдем U2:

, ,

отсюда коэффициент усиления УВЧ: .

При резонансе (): .

Y210 – прямая проводимость транзистора на резонансной частоте контура (в общем случае проводимость зависит от частоты).

.

Определим оптимальные m1 и m2 значения, обеспечивающие максимум коэффициента усиления.

Работа контура в составе УВЧ отличается от работы контура в составе ВЦ лишь проводимостью источника сигнала. В случае ВЦ активная проводимость источника сигнала – это проводимость G1, а в данном случае - выходная проводимость G22, следовательно, можно использовать ранее полученные формулы для оптимальных значений m1 и m2, заменяя G1 на G22.

, .

D показывает, во сколько раз можно расширить полосу пропускания по сравнению с полосой пропускания автономного контура.

.

Вывод: если m1 и m2 выбраны в соответствии с формулами, то УВЧ работает в *режиме максимального усиления с ограничением на полосу пропускания*.



Если используется идеальный контур без собственных потерь, его полоса пропускания стремится к нулю (Пк→0 ), а коэффициент D - к бесконечности (D→∞). Исходя из этого, получим выражение для верхней границы резонансного коэффициента усиления:



Если УВЧ используется в качестве антенного усилителя, то возникает задача согласования усилителя с удаленной нагрузкой. Данная задача очень похожа на раннюю задачу согласования источника сигнала с входной цепью.

Условие согласования:

.

Отсюда следует:

.

Здесь , поэтому . Отсюда следует

, .

Если m1 и m2 определены по данным формулам, то говорят *о режиме согласования с ограничением на полосу пропускания.*

Если D>>1, то режим согласования и режим максимального усиления практически совпадают.

*Зависимость резонансного коэффициента усиления от частоты настройки приемника*

Если при перестройке приемника на другую рабочую частоту перестраивается контур УВЧ, в общем случае при этом изменяется коэффициент усиления УВЧ КУВЧ, что ведет к изменению чувствительности приемника. Поэтому при достаточно широком диапазоне перестройки необходимо принимать меры по стабилизации коэффициента усиления.



,

,

.

.

В общем случае зависимость коэффициента усиления от частоты сложная и определяется связями контура с внешними цепями.

*Устойчивость УВЧ*

Наличие обратной проводимости Y12 в уравнении, описывающем работу электронного прибора, говорит о присутствии внутренней паразитной обратной связи (ОС) в электронном приборе, что ставит вопрос об устойчивости УРЧ в целом.

Понятие устойчивости характеризует степень склонности УВЧ к самовозбуждению. Паразитная ОС определяется , во-первых, внутренней ОС в транзисторе (G12), во вторых, конструктивной реализацией УВЧ (возможна паразитная емкостная связь между входом и выходом).

Если конструктивные паразитные ОС устраняются, то внутренняя ОС существует всегда. В связи с этим рассмотрим устойчивость УВЧ относительно внутренней ОС.

Как в любой системе с ОС устойчивость УВЧ зависит от коэффициента усиления. Чем больше коэффициент усиления УВЧ, тем сложнее обеспечить его устойчивость. При проектировании УВЧ задаются заданной степенью устойчивости и определяют тот максимально допустимый коэффициент усиления, который обеспечивает заданную степень устойчивости. Любой расчет усилителя должен заканчиваться проверкой его на устойчивость. Если найденный коэффициент усиления больше того, который гарантирует заданную устойчивость, то расчет повторяют, пока не будет обеспечена заданная степень устойчивости.

Определим выражение для максимально допустимого коэффициента усиления УВЧ по соображениям устойчивости.



Рис.77. Эквивалентная схема УВЧ для анализа устойчивости

,

где G12 –обратная проводимость, характеризующая работу транзистора в линейном режиме.

Цепочка G12 и С12 описывает внутреннюю обратную проводимость в транзисторе, которая обычно имеет емкостной характер, и часто wC12>>G12. Поэтому схему часто упрощают, исключая из нее G12. Глубина паразитной ОС определяется делителем из комплексных проводимостей Y12 и суммой входной проводимости транзистора и проводимости контура источника сигнала в точке подключения усилителя.

Определим входную проводимость усилителя:

,

,

где .

Учтем, что  (получено ранее):

 .

Выделим активную составляющую из комплексной проводимости Yвх.ос:

,

где - функция, зависящая от обобщенной расстройки и ; - сумма двух аргументов комплексных чисел Y12 Y21.

Введем понятие коэффициента устойчивости:

,

где - эквивалентная проводимость первого контура, которая не зависит от внутренней ОС усилителя, тогда числитель полученного выражения есть полная активная проводимость первого контура:

.

Gвх.ос может быть как больше, так и меньше нуля. Если Gвх.ос<0, то имеет место положительная обратная связь (ПОС) в усилителе. Потери в первом контуре уменьшаются за счет ПОС, и, если внесенная в контур проводимость со стороны транзистора полностью компенсирует потери в первом контуре, то Gэк1=0, и любое возникшее в контуре колебание может существовать бесконечно долго - УВЧ находится в режиме самовозбуждения (Куст=0).

Если паразитная внутренняя ОС отсутствует, то Y12=0, а Куст=1 - усилитель абсолютно устойчив.

В случае если ОС – отрицательная (ООС), то подключение усилителя к первому контуру вносит дополнительное затухание в контур, и Куст>1.

Если имеет место ПОС, то коэффициент устойчивости находится в пределах от нуля до единицы 0<Куст<1.

При проектировании неважно, какой знак у внутренней ОС, плюс или минус, важно, насколько проектируемый усилитель отличается от абсолютно устойчивого усилителя, поэтому рассматривают :

.

При проектировании задаются коэффициентом устойчивости, и стараются выполнить условие:

.

Определим коэффициент включения транзистора в контур, при котором обеспечивается заданная степень устойчивости:



Исследования показали, что максимум модуля  равен 0,5. С целью упрощения инженерных расчетов для m1(2к) используется максимальное значение .

.

Коэффициент устойчивости обычно принимают равным Куст=0,8…0,9.

Если Куст=0,9, то:

 (1).

Учтем, что резонансный коэффициент:

,

откуда:

, и

,

считаем , тогда:

.

 – мера активности усилительного прибора. Именно величина А определяет усилительные свойства прибора в составе УВЧ.

*Повышение устойчивости УВЧ*

Если после расчета усилителя он не проходит проверку на устойчивость, то принимаются меры по повышению устойчивости.

Существует два подхода к повышению устойчивости УВЧ.

При пассивном подходе к повышению устойчивости уменьшают коэффициент усиления так, чтобы условие устойчивости выполнялось. В частности, одним из вариантов уменьшения коэффициента усиления является выбор коэффициента включения транзистора для контура в соответствии с (1). Если коэффициент m1(2к) выбран по этому условию, то пересчитывается также и значение коэффициента включения нагрузки в контур так, чтобы эквивалентная проводимость не изменялась, а сохранялась на заданном уровне, а, следовательно, сохранялась и фильтрующая способность этого контура.

,

.

Если m1(2к) и m2(2к) выбраны в соответствии с данными формулами, то говорят, что усилитель работает в режиме ограниченного усиления с ограничением на полосу пропускания.

При активном подходе к повышению устойчивости изменяют схемотехнику так, чтобы уменьшить влияние внутренней ОС. В частности, применяется каскадное включение усилительных приборов. При этом образуется эквивалентный усилительный прибор, обладающий большей мерой активности (рис.78).



Рис.78. Эквивалентный усилительный прибор

Усилительные приборы могут включаться по одному из вариантов: с общим эмиттером (ОЭ), с общей базой (ОБ), с общим коллектором (ОК). На практике наибольшее распространение получило включение первого усилительного прибора по схеме с ОЭ, второго – с ОБ, такое включение обеспечивает большой коэффициент передачи по мощности, широкий частотный диапазон работы и малый коэффициент шума – схема получила название «каскодный УВЧ» (рис.79).



Рис.79. Каскодный усилитель

Мера активности каскодного усилителя больше меры активности отдельного усилительного прибора:

.

**16. Усилитель промежуточной частоты**

Так же, как и УВЧ, усилители промежуточной частоты (УПЧ) являются резонансными, поэтому во многом методика расчета УВЧ сохраняется и при расчете УПЧ.

Отличия УВЧ:

1) коэффициент усиления УПЧ больше, чем у УВЧ, поэтому УПЧ является многокаскадным усилителем;

2) степень селективности полосового фильтра (ПФ) в составе УПЧ намного выше селективности ПФ в составе УВЧ (подавляются близко расположенные к сигналу по частоте соседние помехи);

3) так как УПЧ работает с достаточно сильным сигналом, то требования к уровню собственного шума здесь не такие жесткие, как для УВЧ.

Очень часто для характеристики селективности УПЧ используют параметр – коэффициент прямоугольности его АЧХ (рис.80).:





Рис.80. АЧХ усилителя

Существуют два варианта построения схемы УПЧ. Исторически раньше возник вариант, при котором обеспечивается покаскадное увеличение коэффициента усиления и избирательности УПЧ (рис.79).



Рис.81. Каскадное построение УПЧ

Здесь УП – усилительный прибор; ПФ – полосовой фильтр.

,

где Кi(jw) –комплексный коэффициент передачи i-го каскада УПЧ.

Чем больше каскадов, тем больше коэффициент усиления и выше избирательность. Такие усилители называются УПЧ с покаскадным наращиванием избирательности и усиления.

Недостатки схемы: так как ПФ достаточно узкополосны, то на них значительное влияние оказывают реактивные параметры усилительного прибора, в частности, выходная емкость текущего каскада и входная емкость последующего каскада. При воздействии дестабилизирующих факторов на усилительный прибор емкости их изменяются, и ПФ различных каскадов расстраиваются друг относительно друга - нарушается согласованная работа звеньев фильтра, теряется селективность. В настоящее время этот метод построения применяется редко, когда не требуется высокая селективность.

В настоящее время обычно применяется построение УПЧ с использованием фильтра с сосредоточенной избирательностью ФСИ (рис.82).



Рис.82. Построение УПЧ с использованием ФСИ

ФСИ обеспечивает необходимую селективность УПЧ, а ШПУ (щирокополосный усилитель) - необходимый коэффициент усиления. АЧХ УПЧ практически полностью определяется АЧХ ФСИ (рис.83).



Рис.83. Формирование АЧХ усилителя

При воздействии дестабилизирующих факторов коэффициент Кшпу меняется, а коэффициент Кфси не меняется, следовательно, их результирующая АЧХ остается такой же.

Так как ФСИ является многозвенным, то в нем наблюдается достаточно сильное затухание сигнала, поэтому коэффициент шума ФСИ большой. Коэффициент шума УПЧ с ФСИ в целом больше, чем у УПЧ, построенного по первому варианту. Чтобы уменьшить коэффициент шума, иногда перед ФСИ устанавливают один или два каскада усиления. Обычно УПЧ по второму варианту реализуется в виде последовательного соединения ФСИ и микросхемного усилителя. Все варианты УПЧ с ФСИ отличаются лишь типом используемого ФСИ. ФСИ бывают следующих типов:

*LC-фильтры.*

Звенья образуются из катушек индуктивности и емкостей. Достоинства: гибкость в настройке; можно получить АЧХ достаточно сложной формы. Недостатки: большие габариты; трудоемкость настройки фильтра.

*Активные RC-фильтры – АRC (на операционных усилителях).*

Достоинства: отсутствует индуктивность. Недостатки: селективность меньше по сравнению с LC-фильтрами; более узкий по сравнению с LC-фильтрами частотный диапазон.

*Пьезокерамические фильтры.*

В резонаторах используется пьезокерамика, которая имеет намного большую добротность и стабильность характеристик при воздействии дестабилизирующих факторов по сравнению с LC и ARC-фильтрами.

Недостатки: отсутствие возможности перестройки фильтра, поэтому ФСИ выпускаются крупными сериями и настраиваются лишь на стандартные значения частот.

*Кварцевые фильтры.*

По сравнению с пьезокерамикой кварц обладает, как минимум, на порядок большей стабильностью и добротностью, поэтому крутизна ската АЧХ на порядок больше, чем у пьезокерамических фильтров.

Основной недостаток – относительно узкая полоса пропускания. Кроме того, кварцевые фильтры гораздо дороже.

*Электромеханические фильтры.*

В качестве резонаторов используются механические элементы (пластины). Особенность электромеханических фильтров: работают на более низких частотах по сравнению с пьезокерамическими и кварцевыми фильтрами. Имеют высокую стоимость.

*Фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ)*

Достоинства: имеют по сравнению с пьезокерамикой и кварцем большую добротность и крутизну ската АЧХ; за счет изменения конструкции фильтра можно менять форму АЧХ. Недостатки: рассчитаны на достаточно высокие частоты.

*Цифровые фильтры*

Перспективными являются цифровые фильтры, которые обеспечивают высокую стабильность и крутизну ската АЧХ. Достоинства: могут перестраиваться; можно менять форму АЧХ. Недостатки: ограниченный частотный диапазон сверху; высокая стоимость.

**17. Преобразователь частоты**

Основные характеристики преобразователя частоты (ПЧ) определяет смеситель. Идеальной реализацией смесителя является идеальный перемножитель сигналов, но очень часто операцию перемножения реализуют на нелинейных элементах.

,

Считаем что Uвх=Uг+Uс. Рассмотрим квадратичный член степенного ряда.



видно, что квадратный член степенного ряда реализует операцию перемножения - . Поэтому при построении смесителей целесообразно использовать элементы с квадратичной характеристикой (полевые транзисторы).

Наличие всех прочих членов степенного ряда является «вредным» и обуславливает образование комбинационных гармоник на выходе нелинейного элемента.

fК=|m⋅fг±n⋅fc|, m и n-целые.

Наличие комбинационных гармоник приводит к специфическим искажениям сигнала в смесителе. Если искаженный в смесителе сигнал продетектировать и прослушать, то может прослушиваться помеха как свист с переменной тональностью (интерференционный свист)*.* Проанализируем данное явление.

Предположим, что возникла комбинационная гармоника fк=m⋅fс-n⋅fг, и пусть она совпадает с промежуточной частотой fпч.

*fпч=fc-fг*,

.

В данном случае появляются две спектральные составляющие на выходе смесителя, которые попадают в полосу пропускания УПЧ. Предположим, что из-за нестабильности частота гетеродина изменилась и приняла значение fг’= fг+ΔfГ.

Тогда частота сигнала, перенесенного на промежуточную частоту, и частота комбинационной гармоники принимают следующие значения.



На выходе смесителя имеется сумма двух высокочастотных колебаний с близкими частотами - возникают биения на выходе смесителя с частотой . Если на выходе линейного тракта стоит амплитудный демодулятор, то наличие биений проявится в появлении на выходе демодулятора тона с частотой (n-1). С течением времени  меняется, а, следовательно, меняется и частота помехового тона (при прослушивании он проявляется как свист с переменной тональностью).

Борьба с искажениями сигнала такого рода, в основном, заключается в лучшем проектировании смесителя с целью уменьшения уровня комбинационных гармоник. Общие требования, предъявляемые к смесителю: малый уровень комбинационных гармоник и высокая степень развязки между входами смесителя, а также между входами и выходом смесителя (Рис.84).



Рис. 84. Паразитные связи между выводами смесителя

*Влияние проникновения колебаний гетеродина на работу приемника*

Чтобы обеспечить малые нелинейные искажения на выходе смесителя, колебания гетеродина по уровню обычно намного повышают уровень колебаний сигнала. Если развязка между входами смесителя невелика, то мощные колебания гетеродина попадают в цепь сигнала, и далее, проходя через УВЧ и ВЦ, попадают в приемную антенну. В результате приемник превращается в передатчик, который создает помехи окружающим радиосредствам (рис.85).



Рис.85. Проникновение колебаний гетеродина в приемную антенну

Если мощный сигнал попадает в цепь гетеродина, то при использовании автогенератора в качестве гетеродина происходит нежелательная синхронизация автогенератора колебаниями сигнала. Частота гетеродина изменяется, приближаясь к частоте сигнала (частота гетеродина «подтягивается» к частоте сигнала), в результате меняется настройка приемника.

Если колебания гетеродина проникают на выход смесителя (СМ), то шум автогенератора переносится на промежуточную частоту, снижая отношение сигнал-шум на выходе СМ. Кроме того, совокупное проникновение Uс и Uг на выход СМ обуславливает высокий уровень комбинационных гармоник.

*Однодиодный смеситель*

Простейшим нелинейным элементом является диод. Кроме того, к достоинствам диода относится его широкий частотный диапазон, низкая стоимость. Самым простым диодным смесителем является однодиодный смеситель (рис.86). Сумма колебаний сигнала и гетеродина попадает на нелинейный элемент- диод. Ток диода содержит множество комбинационных гармоник. Гармоника с разностной частотой  через катушку связи LСВ попадает в фильтр (колебательный контур), где она и выделяется. Недостатки однодиодного смесителя:

- развязка между входами очень низкая;

- развязка между входами и выходом обусловлена только фильтрующими свойствами контура.

Видно, что характеристики смесителя достаточно низкие, поэтому данная схема используется для решения только простых задач.



Рис.86. Однодиодный смеситель

.

Проанализируем влияние шума гетеродина на отношение сигнал-шум на выходе смесителя. Выделим в спектре колебания гетеродина три полосы частот с шириной равной полосе пропускания УПЧ и с расстояниями между ними равными промежуточной частоте (рис.87).



Рис.87. Шумовые полосы частот в спектре гетеродина

Можно рассматривать выделенные полосы частот как сумму трех узкополосных колебаний. Попадая на нелинейный элемент, эти три колебания порождают разностные частоты, которые совпадают с частотой настройки колебательного контура - шум в полосах этих колебаний переносится на промежуточную частоту, уменьшая отношение сигнал-шум на выходе смесителя.

*Балансный диодный смеситель*

По сравнению с однодиодным балансный смеситель обеспечивает намного большую развязку между входами, а также между входом гетеродина и выходом смесителя. Схема смесителя представлена на рис.88.



Рис.88. Балансный смеситель

Если верхние и нижние половины схемы идентичны, то токи iГ1 и iГ2 равны , а, следовательно, в катушках LК1 и LСВ2 протекают во встречном направлении два одинаковых тока и ЭДС, которая наводится в катушках LСВ1 и LСВ2, равна нулю. Следовательно, колебания с частотой гетеродина не проникают в цепь сигнала – обеспечивается высокая развязка между входами, а также между выходом смесителя и сигнальным входом.

При нарушении балансировки схемы токи  и  отличаются друг от друга, при этом их взаимная компенсация будет неполной, степень развязки падает. Стоимость балансного смесителя по сравнению с однодиодным смесителем больше, так как большие затраты потребуются на балансировку схемы.

*Двойной балансный (кольцевой) смеситель*

Для обеспечения развязки между сигнальным входом и выходом смесителя балансный смеситель усложняют, вводя дополнительно два диода (рис.89). Диоды включаются так, чтобы образовать кольцо с односторонней проводимостью. Данную схему можно рассматривать как совокупность двух балансных смесителей, которые по сигнальному входу включены параллельно, а по выходу включены встречно-параллельно. Встречно-параллельное включение компенсирует сигнальные колебания на выходе смесителя. По сравнению с балансной схемой схема двойного балансного смесителя гораздо дороже, что связанно с балансировкой.



Рис.89. Двойной балансный (кольцевой ) смеситель

*Транзисторные и интегральные смесители*

Основным недостатком диодных смесителей является низкий коэффициент передачи, чтобы его повысить используют транзисторный смеситель. В простых схемах однотранзисторного смесителя цепь сигнала чаще всего подключают в базу, а цепь гетеродина в эмиттер (рис.89), так как от источника сигнала требуется малая мощность и обеспечивается развязка между гетеродином и сигнальным входами.



Рис.90. Подключение источника сигнала и гетеродина к выводам транзистора

Иногда и сигнал, и гетеродин подключают в цепь базы, в результате уровень развязки становится минимальным. Как правило, включение транзистора в структуру смесителя происходит в интегральном исполнении, где широко используются структуры дифференциальных усилителей. Основой интегральных перемножителей сигналов является дифференциальный усилитель с управляемым источником тока (рис.91).

, , ,

КУС – коэффициент усиления, S- коэффициент пропорциональности.

Между входом U2 и Uвых  обеспечивается высокая степень развязки, так как транзисторы VT1 и VT2 по отношению к сигналу, поступающему на вход U2, работают синхронно, в результате разность потенциалов при полной симметрии схемы равна нулю.



Рис.91. Смеситель на основе дифференциального усилителя

Между входом U1 и Uвых развязка практически отсутствует, схема по отношению к входу U1 работает как обычный дифференциальный усилитель. Чтобы обеспечить развязку между входом U1 и выходом Uвых, используют еще одну такую же структуру. При этом напряжения на VT1 и VT2 подаются в противофазе по отношению к первой структуре. В результате на выходе происходит компенсация напряжения, которое обусловлено прохождением сигнала с входа U1.

Достоинства: схема обладает высоким уровнем подавления комбинационных гармоник, большей развязкой, большим коэффициентом усиления. Недостатком схемы является ограниченный частотный диапазон по сравнению с диодным смесителем.

*Гетеродины*

В качестве гетеродинов используются автогенераторы и синтезаторы частоты. При использовании синтезаторов частоты могут возникнуть дополнительные побочные каналы приема, из-за наличия в спектрах синтезаторов дополнительных спектральных компонентов.

Проанализируем влияние побочных компонентов в спектре гетеродина на избирательность приемника по побочным каналам приема (рис.92).



Рис.92. Формирование дополнительных побочных каналов приема

Если помеха отстоит от побочного компонента спектра гетеродина на fпч, то происходит перенос помехи в полосу пропускания УПЧ – возникает дополнительный канал приема. Если в первом приближении считать коэффициент передачи смесителя прямо пропорциональным уровню колебаний гетеродина, то для обеспечения избирательности приемника на А дБ необходимо обеспечить подавление побочных компонентов в спектре гетеродина на величину больше чем А дБ. Следует отметить, что синтезаторы частот, имеют намного большую стабильность частоты по сравнению с генераторами, однако проигрывают им в отношении чистоты спектра.

*Сопряжение настроек гетеродина и преселектора*

При верхней настройке гетеродина коэффициент перекрытия по частоте преселектора:

.

Коэффициент перекрытия по частоте гетеродина:

.

Видно, что коэффициент перекрытия по частоте преселектора не равен коэффициенту перекрытия по частоте гетеродина: Кfпрес≠Кfгет. Данный факт говорит о том, что, если для перестройки контуров гетеродина и преселектора используется один тип конденсатора переменной емкости (или варикапа), то нельзя обеспечить постоянную разность частот  во всем диапазоне приемника - имеет место погрешность сопряжения настроек гетеродина и преселектора. Это означает, что на некоторых частотах настройки приемника настройка преселектора не соответствует частоте принимаемого сигнала (рис.93).



Рис.93. Настройка преселектора не соответствует частоте сигнала

Из анализа рис. 93 (амплитудно-частотная характеристика преселектора) следует, что частота сигнала отличается от частоты настройки преселектора. При этом теряется чувствительность приемника и искажается спектр сигнала (в частности, при частотной модуляции входного сигнала появляется паразитная амплитудная модуляция). Чтобы избавиться от влияния ошибки сопряжения на работу приемника, иногда приходится расширять полосу пропускания преселектора так, чтобы выполнялось следующее условие:

(0,25…0,5)П>∆fmax.

**Рекомендательный библиографический список**

1. Колосовский Е.А. Устройства приема и обработки сигналов [Электронный ресурс] : Учебное пособие для вузов / Колосовский Е.А. - 2-е изд. - М. : 2012.- 453с. <http://www.studentlibrary.ru/book/ISBN9785991202657.html>

2. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А.Радиомониторинг: задачи, методы, средства [Электронный ресурс] / Под ред. А.М. Рембовского. - 3-е изд., перераб. и доп. - М. : Горячая линия - Телеком, 2012 - 640 с. <http://www.studentlibrary.ru/book/ISBN9785991202367.html>

3.Теория передачи сигналов на железнодорожном транспорте: учебник / Г.В. Горелов и др.; под ред. Г.В. Горелова. - М.: ФГБОУ "Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте", 2013. - 532 с.

<http://www.studentlibrary.ru/book/ISBN9785890356642.html>