

Федеральное агентство связи
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Сибирский государственный университет
телекоммуникаций и информатики»

А.И. Фалько

Расчет преселекторов радиоприемных устройств

Учебное пособие

Новосибирск
2009

Доктор технических наук, профессор А.И. Фалько. Расчет преселекторов радиоприемных устройств: Учебное пособие / СибГУТИ. – Новосибирск, 2009, 145 с.

Учебное пособие содержит рекомендации по расчету преселекторов радиоприемников диапазонов умеренно высоких частот и сверхвысоких частот, как перестраиваемых, так и неперестраиваемых, при работе с настроенными и ненастроенными антеннами. Предназначено для курсового и дипломного проектирования студентам очной и заочной форм обучения, в том числе дистанционно, по направлениям «Телекоммуникации» и «Радиотехника».

Кафедра Беспроводных информационных систем и сетей.
Илл. – 45, список лит. – 19 назв.

Рецензенты: А.В. Киселев, Ю.А. Пальчун

Для специальностей: «Радиосвязь, радиовещание и телевидение», «Средства связи с подвижными объектами», «Радиотехника», «Защищенные системы связи».

Утверждено редакционно–издательским советом СибГУТИ в качестве учебного пособия.

© ГОУ ВПО «Сибирский
государственный
университет телекоммуникаций и
информатики», 2009
А.И. Фалько

Оглавление

Список принятых сокращений	5
Введение	6
Часть I Неперестраиваемые преселекторы	
1. Краткие сведения о транзисторных усилителях СВЧ	10
2. Методика расчета усилителей СВЧ	14
2.1. Пример расчета усилителя радиочастоты дециметрового диапазона	16
2.2. Пример расчета усилителя радиочастоты сантиметрового диапазона	18
3. Краткие сведения о фильтрах на поверхностных акустических волнах	21
4. Расчет фильтров на поверхностных акустических волнах	24
4.1. Пример расчета фильтра на поверхностных акустических волнах дециметрового диапазона	26
5. Краткие сведения о фильтрах с параллельно связанными микрополосковыми резонаторами	29
6. Расчет фильтров с параллельно связанными микрополосковыми резонаторами	34
6.1. Пример расчета фильтра сантиметрового диапазона	37
6.2. Пример расчета микрополоскового фильтра дециметрового диапазона	39
7. Согласование в тракте СВЧ	41
7.1. Узкополосное согласование	41
7.2. Межкаскадное широкополосное согласование цепей с комплексными сопротивлениями	45
8. Методика расчета согласования	45
8.1. Пример расчета согласования выхода фильтра со входом УРЧ	49
8.2. Пример расчета согласования выхода УРЧ с характеристическим сопротивлением тракта СВЧ	50
Часть II Перестраиваемые преселекторы	
9. Расчет полосы пропускания преселектора	53
10. Расчет числа контуров преселектора и эквивалентной добротности	54
11. Расчет элементов колебательного контура преселектора диапазонов длинных, средних и коротких волн	58
11.1 Методика расчета элементов контура преселектора нерастянутого поддиапазона	59
11.2. Методика расчета элементов контура преселектора растянутого и полурастянутого поддиапазонов волн	62
12. Расчет элементов колебательного контура преселектора метрового диапазона	65
13. Выбор активных элементов для усилителей радиочастоты	69
14. Расчет одноконтурных входных цепей при работе с настроенными антеннами	73
14.1. Методика расчета входных цепей с настроенными антеннами в режиме согласования с антенным фидером	74

14.2. Методика расчета одноконтурной входной цепи при оптимальной связи с антенной	77
15. Расчет одноконтурных входных цепей при работе с ненастроенными антеннами	81
15.1. Методика расчета входных цепей с трансформаторной связью с ненастроенной антенной	82
15.2 Расчет входных цепей с внешнеёмкостной связью с ненастроенной антенной	89
16. Расчет входных цепей с двухконтурным фильтром	92
16.1 Методика расчета входной цепи с двухконтурным полосовым фильтром при трансформаторной связи с ненастроенной антенной	94
16.2. Методика расчета входной цепи с полосовым фильтром при работе с настроенными антеннами	105
17 Расчет входных цепей с магнитной антенной	107
17.1 Методика расчета одноконтурной входной цепи с магнитной антенной	107
17.2. Методика расчета двухконтурной входной цепи с магнитной антенной	109
18. Расчёт резонансных усилителей радиочастоты	
18.1 Методика расчета резонансных усилителей радиочастоты при частотно-независимой связи контура с нагрузкой	113
18.2 Методика расчёта резонансного усилителя радиочастоты при частотно-зависимой связи контура с нагрузкой	116
18.3 Методика расчета усилителей радиочастоты с двухконтурным фильтром	124
18.4 Методика расчета цепей питания резонансных усилителей на биполярных транзисторах	127
18.5 Методика расчета цепи питания резонансных усилителей на полевых транзисторах	129
Приложение А	132
Приложение Б	136
Приложение В	139
Список литературы	145

Список принятых сокращений

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
АЭ – активный элемент
БТ – биполярный транзистор
В – волновод
ВПП – волноводно-полосковый переход
ВЦ – входная цепь
ВЧ – высокие частоты
ВШП – встречно-штыревой преобразователь
Г – гетеродин
Д – детектор
ДВ – длинные волны
ДСКВ – длинные, средние, короткие волны
ИМС – интегральная микросхема
КВ – короткие волны
КВЧ – крайне высокие частоты
МК – микроконтроллер
МПЛ – микрополосковая линия
МШУ – малошумящий усилитель
НЧ – низкие частоты
ОБУ – область безусловной устойчивости
ОПУ – область потенциальной устойчивости
П – поляризатор
ПАВ – поверхностные акустические волны
ПТ – полевой транзистор
ПТШ – полевой транзистор с затвором Шотки
ПФ – полосовой фильтр
СВ – средние волны
СВЧ – сверхвысокие частоты
СМ – смеситель
СЦ – согласующая цепь
ТВПЭ – транзистор с высокой подвижностью электронов
УВЧ – ультравысокие частоты
УКВ – ультракороткие волны
УПЧ – усилитель промежуточной частоты
УРЧ – усилитель радиочастоты
УЧМ – усилитель частоты модуляции
ФОС – фильтр основной селекции

Введение

Структурная схема супергетеродинного приемника приведена на рисунке В1. Она содержит входную цепь (ВЦ), усилитель радиочастоты (УРЧ), преобразователь частоты, в который входит смеситель (СМ), гетеродин (Г) и фильтр основной селекции (ФОС); после преобразователя стоит усилитель промежуточной частоты (УПЧ), детектор (Д) и усилитель частоты модуляции (УЧМ). Далее осуществляется необходимая последетекторная обработка, например, демультиплексирование, декодирование канальное и речевое и так далее.

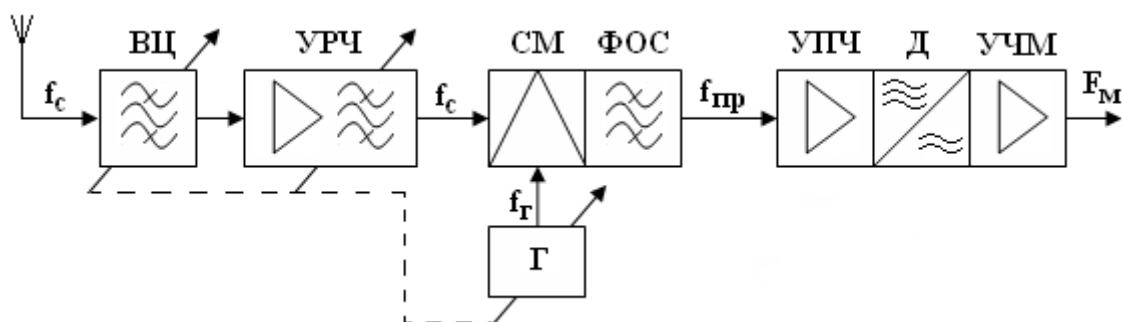


Рисунок В1- Структурная схема супергетеродинного приемника

Преселектор – предварительный селектор состоит из входной цепи и усилителя радиочастоты. Входная цепь связывает антенну (антенный фидер) с первым усилительным или преобразовательным прибором (если нет УРЧ), которым чаще всего является транзистор. В настоящее время транзисторные усилители радиочастоты (в дискретном или интегральном исполнении) практически вытеснили другие виды усилителей: параметрические, на туннельных диодах и прочие. Применение УРЧ позволяет улучшить реальную чувствительность приемника, так как мощность собственных шумов активного элемента (транзистора) в режиме усиления почти в два раза меньше, чем в режиме преобразования.

До частот порядка 6...7 ГГц в УРЧ возможно применение как полевых, так и биполярных транзисторов, хотя предпочтение отдается полевым транзисторам, вследствие их известных достоинств: большее входное сопротивление, меньшие шумы, лучшая линейность усиления. На частотах выше 7 ГГц УРЧ выполняются на полевых транзисторах Шотки (ПТШ), или транзисторах с высокой подвижностью электронов (ТВПЭ).

Преселектор обеспечивает выделение заданного диапазона частот сигнала и избирательность по зеркальному каналу. Для этого он содержит фильтрующие (избирательные) цепи, которые могут быть как перестраиваемые по частоте, так и неперестраиваемые.

В перестраиваемых преселекторах в качестве избирательных резонансных цепей обычно применяют одиночные LC-колебательные контуры или двухконтурные полосовые фильтры. Количество резонансных контуров (фильтров) определяется избирательностью по зеркальному каналу. Перестройка по диапазону осуществляется чаще всего переменной емкостью: конденсатором или варикапом (варикапной матрицей) сопряженно с контуром гетеродина. На рисунке В1 штриховыми линиями показана сопряженная перестройка

резонансных контуров (фильтров) входных цепей, усилителя радиочастоты и гетеродина так, чтобы промежуточная частота была неизменной. Такие преселекторы характерны для радиовещательных приемников умеренно высоких частот, за которыми закрепилось название диапазонов волн: длинные (ДВ; НЧ), средние (СВ; СЧ), короткие (КВ; ВЧ) и ультракороткие (УКВ; УВЧ).

В неперестраиваемых преселекторах выделение всего диапазона частот принимаемого сигнала происходит полосовым фильтром или гребенкой коммутируемых полосовых фильтров с примыкающими амплитудно-частотными характеристиками. Такое построение преселекторов обычно используется в профессиональных приемниках декаметрового и метрового диапазонов. Выделение всего диапазона частот принимаемого сигнала одним неперестраиваемым фильтром преселектора используется также практически во всех приемниках сверхвысоких частот (СВЧ). Заметим, что здесь под термином СВЧ объединены три диапазона: дециметровый (УВЧ), сантиметровый (СВЧ) и миллиметровый (КВЧ). Иногда их объединяют термином "микроволновый" диапазон.

Построение преселекторов с неперестраиваемыми фильтрами более технологично и менее громоздко. Поэтому в последние годы разработчики идут именно по такому пути построения приемников, хотя при этом требования к линейности радиочастотного тракта и стабильности частоты гетеродинов более высокие.

Преселекторы различных диапазонов частот отличаются особенностями построения, поэтому в этом учебном пособии отдельно будут рассмотрены преселекторы приемников умеренно высоких частот, ультравысоких частот (дециметровых волн) и сверхвысоких частот (сантиметровых волн).

Особенности построения преселекторов приемников дециметрового диапазона рассмотрены на примере мобильных абонентских аппаратов сотовых и транкинговых сетей. В таких приемниках преселекторы как правило неперестраиваемые. Они содержат фильтр приема и малошумящий усилитель радиочастоты (рисунок В2).

Фильтр приема и фильтр передачи образуют дуплексер, который разделяет спектры частот принимаемых и передаваемых сигналов, разнесенных на величину дуплексного разнеса. В транкинговых приемниках кроме фильтров еще используют СВЧ-ключи для разделения сигналов приема и передачи.

Фильтр приема выделяет весь диапазон принимаемых частот сигнала (всех абонентов) и обеспечивает требуемую избирательность по зеркальному каналу. Далее сигнал усиливается малошумящим усилителем радиочастоты (УРЧ) и поступает на смеситель (СМ1), на второй вход которого подается частота с синтезатора частоты ($f_{Г1}$). Настройка приемников сводится к изменению частоты синтезатора (по командам микроконтроллера) для переноса принимаемого сигнала в фильтр основной селекции (ФОС) на выходе смесителя, где выделяются частоты соответствующих абонентов.

Усиление сигнала в преселекторах мобильных приемников должно быть сравнительно небольшое ($\approx 10...15$ дБ), чтобы не было нелинейных явлений типа

перекрестной модуляции сигнала помехами и взаимной модуляции между помехами. Поэтому одного каскада УРЧ обычно достаточно.

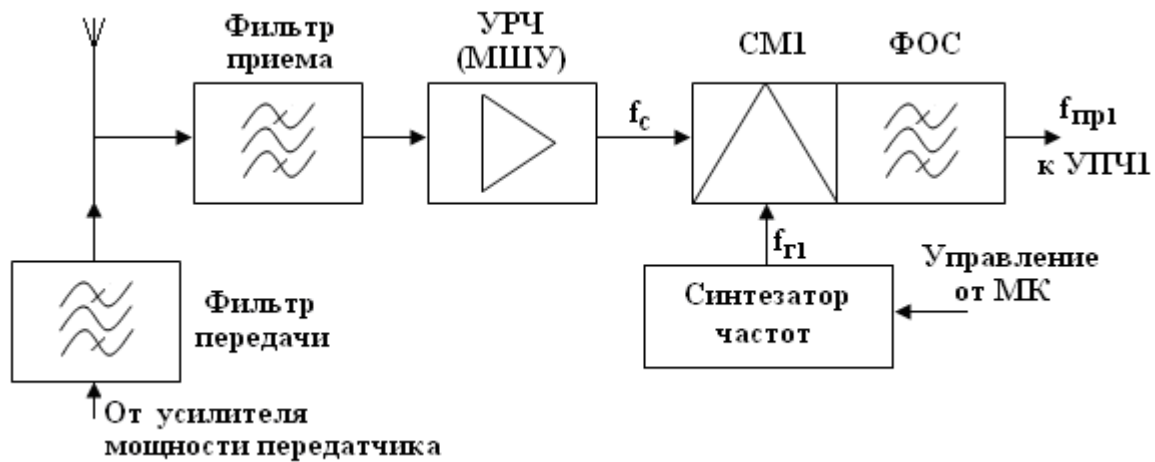
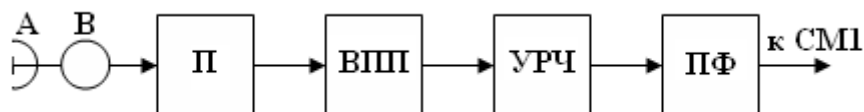


Рисунок В2 – Преселектор приемника абонентского аппарата с преобразователем частоты

В дециметровом диапазоне применяют фильтры: волноводно-диэлектрические (керамические) [1...3] и на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [4...8]. Более компактны в этом диапазоне фильтры на ПАВ. Однако следует иметь в виду, что фильтры на ПАВ, построенные по методике [4...8] и рассмотренные в этом учебном пособии, имеют большое затухание в полосе пропускания (~15...20 дБ), поэтому в преселекторах они могут использоваться при невысоких требованиях к реальной чувствительности приемника. Их предпочтительнее применять в тракте промежуточной частоты. Есть сведения о фильтрах на ПАВ с затуханием в полосе пропускания порядка 2 дБ. Они входят в состав диплексеров и рекомендуются для использования в преселекторах при высоких требованиях к реальной чувствительности приемников. Подробные сведения о них необходимо найти авторам проектов самостоятельно, например, в сети Интернет.

Особенности построения преселекторов сантиметровых волн рассмотрены на примере приемников спутникового телевизионного вещания (рисунок В3).



А – антенна; В – волновод; П – поляризатор;
ВПП – волноводно-полосковый переход;
УРЧ – малошумящий усилитель радиочастоты;
ПФ – полосовой фильтр.

Рисунок В3 – Преселектор приемника спутникового телевизионного вещания

В таких радиоприемных устройствах непосредственно у раскрыва антенны располагается конвертор. После преобразования принятого сигнала конвертором на более низкую первую промежуточную частоту сигнал с помощью соединительного кабеля подается на внутренний приемник (ресивер). В конверторе важно правильно выбрать усиление. Недостаточное усиление равнозначно применению антенны меньшего диаметра, чрезмерное усиление

приводит к перегрузке входных каскадов внутреннего приемника. В целом усиление конвертора должно быть согласованно с длиной соединительного кабеля (с затуханием сигнала в нем) и чувствительностью ресивера. Практически рекомендуемое усиление должно составлять минимум 50 дБ, максимум 60 дБ. Преселектор конвертора обычно состоит из трех или четырех каскадов усиления и полосового фильтра сигнала.

Первые один или два каскада усиления выполняют на транзисторах с высокой подвижностью электронов (ТВПЭ). У них меньший коэффициент шума, но и меньший коэффициент усиления по сравнению с полевым транзистором с затвором Шотки (ПТШ). Третий и четвертый каскады строятся на ПТШ.

В отличие от преселекторов других диапазонов волн, где велик уровень внешних помех и фильтры сигнала обычно ставятся перед усилителями радиочастоты, в конверторах фильтры сигнала стоят после каскадов усиления. Они выделяют сигнал в заданном диапазоне частот и обеспечивают подавление помех первого зеркального канала.

В сантиметровом диапазоне находят применение фильтры с плоскостными и объемными резонаторами. Наибольшее распространение получили фильтры плоскостные на отрезках микрополосковых линий [9...12] и волноводно-диэлектрические (керамические) [1...3, 9, 10].

Проектирование преселекторов предполагает расчет избирательных (фильтрующих) цепей, расчет усилителей радиочастоты и цепей согласования. Исходными данными к расчету являются: диапазон рабочих частот сигнала, параметры антенны, затухание в полосе пропускания и в полосе заграждения (коэффициент прямоугольности), требуемая избирательность по зеркальному каналу, неравномерность по диапазону.

Исходные данные на проектирование задаются техническим заданием или определяются разработчиком на этапе предварительного расчета и составления структурной схемы приемника.

Часть I. НЕПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ ПРЕСЕЛЕКТОРЫ

1. Краткие сведения о транзисторных усилителях СВЧ

Структурная схема однокаскадного усилителя СВЧ приведена на рисунке 1.1. Усилитель состоит из активного элемента АЭ (СВЧ транзистора) и согласующих цепей на входе СЦ1 и выходе СЦ2.

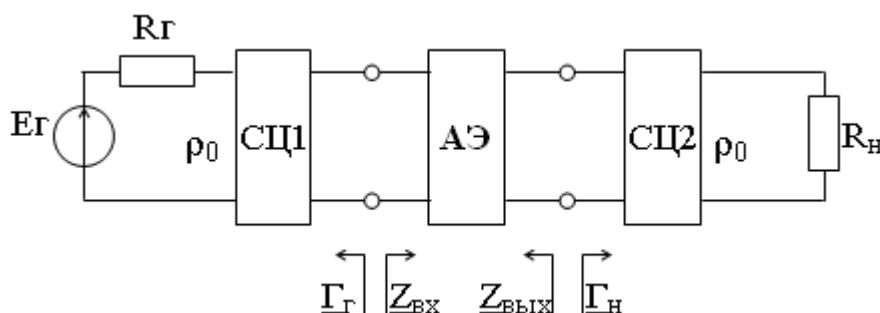


Рисунок 1.1 – Структурная схема усилителя СВЧ

Согласование в усилителях СВЧ возможно в двух вариантах [13]. В первом варианте входное и выходное сопротивления транзистора согласуют со стандартным волновым (характеристическим) сопротивлением СВЧ тракта ρ_0 . Обычно $\rho_0 = 50$ Ом. На рисунке 1.1 цепи СЦ1 и СЦ2 согласуют входное и выходное сопротивления транзистора с подводщими линиями, имеющими волновое сопротивление ρ_0 . Подводящие линии полагаются согласованными с источником сигнала ($R_{\Gamma} = \rho_0$) и нагрузкой ($R_{\text{Н}} = \rho_0$) усилителя. Преимущества такого подхода в том, что согласование комплексного сопротивления с нагрузкой, не содержащей реактивных составляющих, легче проконтролировать и, следовательно, реализовать. При построении многокаскадных усилителей в виде конструктивно законченных каскадов на отдельных подложках это преимущество становится особенно очевидным. Недостатком данного подхода является избыточность элементов, требующихся для отдельного согласования входа и выхода. Применяется он преимущественно в профессиональной аппаратуре.

Другой подход сводится к взаимному согласованию двух комплексных нагрузок – выходной предыдущей цепи и входной последующего каскада. Реализация этих цепей актуальна в многокаскадных усилителях, выполненных конструктивно как одно целое (на одной подложке). Контроль усиления каждого каскада в таких усилителях осуществлять технически трудно, поэтому одно из важных преимуществ первого способа отпадает. Главное достоинство таких согласующих цепей – вдвое меньшее число реактивных элементов.

Согласующие цепи в диапазоне 0,3...3 ГГц можно выполнить как на сосредоточенных, так и на распределенных элементах. На частотах выше 3 ГГц они выполняются, как правило, на элементах с распределенными параметрами.

На рисунках 1.2 и 1.3 для примера приведены принципиальные схемы однокаскадных малошумящих усилителей на биполярном и полевом транзисторах. На частотах выше 7 ГГц усилители выполняются на полевых транзисторах.

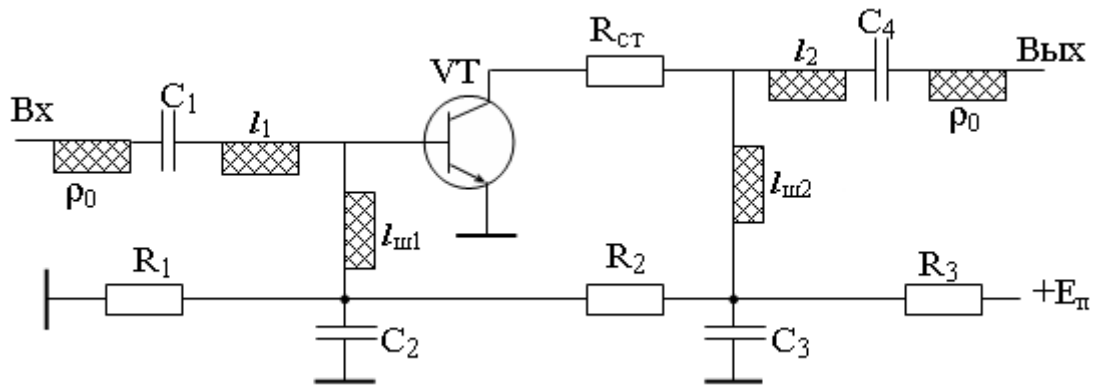


Рисунок 1.2 – Схема усилителя СВЧ на биполярном транзисторе

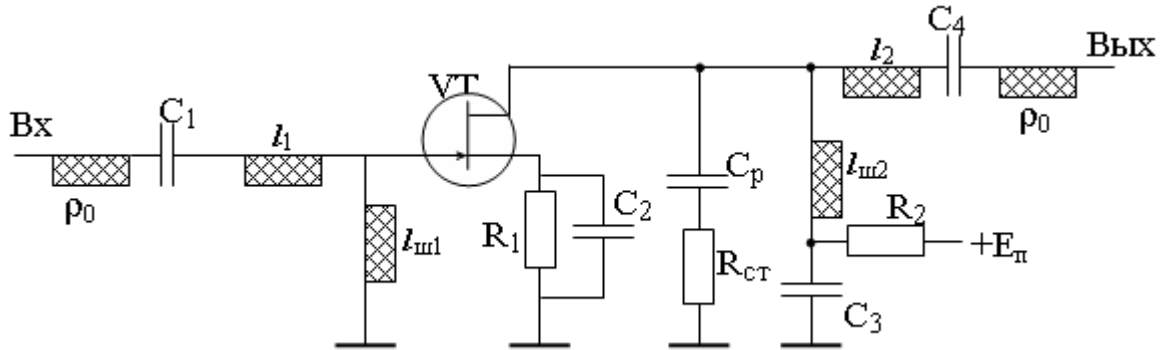


Рисунок 1.3 – Схема усилителя СВЧ на полевом транзисторе

В приведенных схемах согласующие цепи СЦ1 и СЦ2 выполнены на отрезках микрополосковых линий (МПЛ) длиной l_1 , $l_{ш1}$, l_2 , $l_{ш2}$. Четвертьволновый отрезок МПЛ l_1 является трансформатором сопротивлений. Он трансформирует активную составляющую входного сопротивления транзистора $R_{ВХ}$ в стандартное волновое сопротивление $\rho_0 = 50$ Ом. Шлейф $l_{ш1}$ компенсирует реактивную составляющую входного сопротивления транзистора. Для этого входное сопротивление шлейфа должно иметь реактивность противоположную реактивности входного сопротивления транзистора.

Аналогично шлейф $l_{ш2}$ компенсирует реактивную составляющую выходного сопротивления транзистора, а четвертьволновый отрезок МПЛ l_2 трансформирует активную составляющую выходного сопротивления транзистора в стандартное волновое сопротивление тракта СВЧ ρ_0 .

В диапазоне частот выше 0,3 ГГц анализ и расчет транзисторных усилителей ведется через параметры матрицы рассеяния (S-параметры) [8, 13].

Важным условием нормальной работы транзисторного усилителя СВЧ является его устойчивость в смысле отсутствия самовозбуждения. В зависимости от значений S-параметров транзистор находится либо в области безусловной устойчивости (ОБУ), либо в области потенциальной устойчивости (ОПУ). Транзистор находится в области безусловной устойчивости, если выполняются условия:

$$|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2; \quad |S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2;$$

$$k_y = \frac{1 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 + |\underline{\Delta S}|^2}{2|\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|} \geq 1; \quad (1.1)$$

$$\underline{\Delta S} = \underline{S}_{11}\underline{S}_{22} - \underline{S}_{12}\underline{S}_{21},$$

где k_y – инвариантный коэффициент устойчивости.

Первые два условия в (1.1) для большинства транзисторов СВЧ обычно всегда выполняются, поэтому об устойчивости транзистора можно судить по величине k_y . Если $k_y > 1$, то возможно двустороннее комплексное согласование транзистора на входе и выходе (режим экстремального усиления).

Если транзистор находится в ОПУ, то его следует перевести в ОБУ, включив стабилизирующий резистор R_{CT} . Резистор R_{CT} включается последовательно, если устойчивость теряется в режиме, близком к короткому замыканию (рисунок 1.2), а параллельно, если устойчивость нарушается в режиме, близком к холостому ходу (рисунок 1.3).

Реализуемый коэффициент усиления мощности

$$K_p = \frac{|\underline{S}_{21}|^2 (1 - |\underline{\Gamma}_G|^2)(1 - |\underline{\Gamma}_H|^2)}{|1 - \underline{\Gamma}_G \underline{S}_{11} - \underline{\Gamma}_H \underline{S}_{22} + \underline{\Delta S} \underline{\Gamma}_G \underline{\Gamma}_H|^2}, \quad (1.2)$$

$$\text{где } \underline{\Gamma}_G = \Gamma_1 = \frac{\underline{Z}_G - \rho_0}{\underline{Z}_G + \rho_0}, \quad \underline{\Gamma}_H = \Gamma_2 = \frac{\underline{Z}_H - \rho_0}{\underline{Z}_H + \rho_0} \quad (1.3)$$

– коэффициенты отражения от источника сигнала (генератора) и от нагрузки, включенных в тракт со стандартным волновым сопротивлением.

Выбором параметров согласующих цепей СЦ1 и СЦ2 можно обеспечить различные режимы работы усилителя. Наиболее часто используются режимы экстремального усиления и минимального шума. В многокаскадных усилителях первым включается усилитель в режиме минимального коэффициента шума, последующие – в режиме максимального усиления мощности.

Режим максимального усиления

В ОБУ максимальное усиление

$$K_{P_{\text{экстр}}} = \left| \frac{\underline{S}_{21}}{\underline{S}_{12}} \right| \left(k_y - \sqrt{k_y^2 - 1} \right) \quad (1.4)$$

будет при одновременном (двустороннем) комплексно-сопряженном согласовании транзистора по входу и выходу:

$$\underline{Z}_{\text{выхСЦ1}} = \underline{Z}_{\text{вхАЭ}}^*; \quad \underline{Z}_{\text{выхАЭ}} = \underline{Z}_{\text{вхСЦ2}}^*. \quad (1.5)$$

При этом входные и выходные сопротивления АЭ равны:

$$\underline{Z}_{\text{вх}AЭ} = \rho_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_{\text{Opt}}^*}{1 - \underline{\Gamma}_{\text{Opt}}^*}; \quad \underline{Z}_{\text{вых}AЭ} = \rho_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_{\text{Opt}}^*}{1 - \underline{\Gamma}_{\text{Opt}}^*}, \quad (1.6)$$

где

$$\underline{\Gamma}_{\text{Opt}} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|\underline{C}_1|^2}}{2\underline{C}_1}; \quad \underline{\Gamma}_{\text{Opt}} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|\underline{C}_2|^2}}{2\underline{C}_2} \quad (1.7)$$

– оптимальные коэффициенты отражения от источника сигнала (генератора) и от нагрузки в стандартном тракте СВЧ.

В выражениях (1.7)

$$\underline{C}_1 = \underline{S}_{11} - \underline{S}_{22}^* \underline{\Delta S}, \quad \underline{C}_2 = \underline{S}_{22} - \underline{S}_{11}^* \underline{\Delta S};$$

$$B_1 = 1 + |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 - |\underline{\Delta S}|^2; \quad B_2 = 1 + |\underline{S}_{22}|^2 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{\Delta S}|^2. \quad (1.8)$$

Знак "минус" в числителе (1.7) берется при $B_{1(2)} > 0$, а знак "плюс" при $B_{1(2)} < 0$.

Режим минимального коэффициента шума

Коэффициент шума усилителя СВЧ при произвольном коэффициенте отражения $\underline{\Gamma}_\Gamma$

$$\underline{Ш} = \underline{Ш}_{\min} + \frac{(\underline{Ш}_0 - \underline{Ш}_{\min}) |\underline{\Gamma}_\Gamma - \underline{\Gamma}_{\text{Шopt}}|^2}{|\underline{\Gamma}_{\text{Шopt}}|^2 (1 - |\underline{\Gamma}_\Gamma|^2)}, \quad (1.9)$$

где $\underline{Ш}_{\min}$ – минимальный коэффициент шума при $\underline{\Gamma}_\Gamma = \underline{\Gamma}_{\text{Шopt}}$. Это режим оптимального рассогласования, который достигается при выходном сопротивлении согласующей цепи, равном

$$\underline{Z}_{\text{вых}CЦ1} = \underline{Z}_1 = \rho_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_{\text{Шopt}}}{1 - \underline{\Gamma}_{\text{Шopt}}}. \quad (1.10)$$

Согласующая цепь СЦ1 должна трансформировать сопротивление предыдущей цепи, то есть характеристическое сопротивление ρ_0 , либо выходное сопротивление, например, фильтра на входе усилителя в сопротивление \underline{Z}_1 (1.10). Практически задача сводится к согласованию сопротивления предыдущей цепи с сопротивлением \underline{Z}_1 .

В режиме оптимального рассогласования по входу выходное сопротивление АЭ

$$\underline{Z}_{\text{вх}AЭ} = \rho_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_2}{1 - \underline{\Gamma}_2}, \quad (1.11)$$

где

$$\underline{\Gamma}_2 = \underline{S}_{22} - \frac{\underline{S}_{12} \underline{S}_{21} \underline{\Gamma}_{\text{Шopt}}}{1 + \underline{S}_{11} \underline{\Gamma}_{\text{Шopt}}} \quad (1.12)$$

– коэффициент отражения от АЭ по выходу.

Согласующая цепь СЦ2 согласует $Z_{\text{выхАЭ}}$ с характеристическим сопротивлением ρ_0 , либо с входным сопротивлением следующего каскада.

Коэффициент усиления мощности в этом режиме определяется выражением (1.2), в котором $\underline{\Gamma}_Г = \underline{\Gamma}_{\text{Шопт}}$ и $\underline{\Gamma}_Н = \underline{\Gamma}_2$, вычисленное по формуле (1.12).

2. Методика расчета усилителей СВЧ

Исходными данными для расчета являются диапазон принимаемых частот и параметры транзистора.

2.1. По \underline{S} -параметрам транзистора рассчитываемого диапазона вычисляется определитель матрицы рассеяния

$$\underline{\Delta S} = \underline{S}_{11}\underline{S}_{22} - \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}. \quad (2.1)$$

2.2. Рассчитывается инвариантный коэффициент устойчивости

$$k_y = \frac{1 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 + |\underline{\Delta S}|^2}{2|\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|}. \quad (2.2)$$

Если $k_y > 1$, то расчет продолжается начиная с пункта 6.

2.3. Если $k_y < 1$, то рассчитывается стабилизирующий резистор R_{CT} . Транзистор со стабилизирующим резистор R_{CT} можно рассматривать как составной АЭ.

Задается желаемый коэффициент устойчивости $k_{yАЭ} = 1.03 \dots 1.1$ и рассчитывается R_{CT} :

для последовательного включения (рисунок 1.2)

$$R_{CT} = \frac{2\rho_0(k_{yАЭ} - k_y)|\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|}{|1 - \underline{S}_{22}|^2 - |\underline{S}_{11} - \underline{\Delta S}|^2}; \quad (2.3)$$

для параллельного включения (рисунок 1.3)

$$R_{CT} = \frac{\rho_0 \left[|1 + \underline{S}_{22}|^2 - |\underline{S}_{11} + \underline{\Delta S}|^2 \right]}{2(k_{yАЭ} - k_y)|\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|}. \quad (2.4)$$

Здесь $k_y < 1$ — инвариантный коэффициент устойчивости транзистора (2.2), находящегося в ОПУ; \underline{S}_{ij} -параметры рассеяния транзистора.

2.4. Определяются \underline{S} -параметры четырехполюсника, состоящего из транзистора и стабилизирующего резистора:

для последовательного включения

$$S_{CT} = \begin{bmatrix} \frac{r}{2+r} & \frac{2}{2+r} \\ \frac{2}{2+r} & \frac{r}{2+r} \end{bmatrix}; \quad (2.5)$$

для параллельного включения

$$S_{CT} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{1+2r} & \frac{2r}{1+2r} \\ \frac{2r}{1+2r} & -\frac{1}{1+2r} \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

где $r = \frac{R_{CT}}{\rho_0}$.

2.5. Рассчитываются \underline{S} -параметры составного АЭ, состоящего из каскадно включенных транзистора и стабилизирующего резистора:

$$\begin{aligned} \underline{D} &= 1 - \underline{S}_{22} S_{11CT}; & \underline{S}_{11AЭ} &= \underline{S}_{11} + \underline{S}_{12} \underline{S}_{21} S_{11CT} / \underline{D}; \\ \underline{S}_{12AЭ} &= \underline{S}_{12} S_{12CT} / \underline{D}; & \underline{S}_{21AЭ} &= \underline{S}_{21} S_{21CT} / \underline{D}; \\ \underline{S}_{22AЭ} &= S_{22CT} + S_{12CT} S_{21CT} \underline{S}_{22} / \underline{D}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Здесь S_{ijCT} –параметры, рассчитываемые по формуле (2.5) или (2.6). Заметим, что $\frac{\underline{S}_{21AЭ}}{\underline{S}_{12AЭ}} = \frac{\underline{S}_{21}}{\underline{S}_{12}}$.

2.6. Вычисляется коэффициент усиления мощности. Для первого каскада в режиме минимального шума

$$K_P = \frac{|\underline{S}_{21AЭ}|^2 (1 - |\underline{\Gamma}_{Шopt}|^2)(1 - |\underline{\Gamma}_2|^2)}{|1 - \underline{\Gamma}_{Шopt} \underline{S}_{11AЭ} - \underline{\Gamma}_2 \underline{S}_{22AЭ} + \underline{\Delta S}_{AЭ} \underline{\Gamma}_{Шopt} \underline{\Gamma}_2|^2}, \quad (2.8)$$

где $\underline{\Gamma}_{Шopt}$ – коэффициент отражения на входе, при котором достигается минимальный коэффициент шума в режиме оптимального рассогласования ($\underline{\Gamma}_{Шopt}$ обычно дается в справочнике вместе с \underline{S} -параметрами транзистора);

$$\underline{\Gamma}_2 = \underline{S}_{22AЭ} - \frac{\underline{S}_{12AЭ} \underline{S}_{21AЭ} \underline{\Gamma}_{Шopt}}{1 + \underline{S}_{11AЭ} \underline{\Gamma}_{Шopt}} \quad (2.9)$$

– коэффициент отражения от АЭ по выходу.

2.7. Вычисляется выходное сопротивление согласующей цепи СЦ1, необходимое для режима оптимального рассогласования:

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_{выхСЦ1} = \rho_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_{Шopt}}{1 - \underline{\Gamma}_{Шopt}}. \quad (2.10)$$

2.8. Определяется выходное сопротивление АЭ в режиме оптимального рассогласования:

$$\underline{Z}_{выхAЭ} = \rho_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_2}{1 - \underline{\Gamma}_2}, \quad (2.11)$$

где $\underline{\Gamma}_2$ – определяется выражением (2.9).

2.9. Для второго и последующих каскадов многокаскадного усилителя рассчитывается коэффициент усиления мощности в режиме экстремального усиления:

$$K_{Рэкстр} = \left| \frac{\underline{S}_{21}}{\underline{S}_{12}} \right| \left(k_{yAЭ} - \sqrt{k_{yAЭ}^2 - 1} \right). \quad (2.12)$$

2.10. Определяются вспомогательные величины (1.8):

$$\begin{aligned} \underline{\Delta S}_{AЭ} &= \underline{S}_{11AЭ} \underline{S}_{22AЭ} - \underline{S}_{12AЭ} \underline{S}_{21AЭ}; \\ \underline{C}_1 &= \underline{S}_{11AЭ} - \underline{S}_{22AЭ}^* \underline{\Delta S}_{AЭ}; \quad \underline{C}_2 = \underline{S}_{22AЭ} - \underline{S}_{11AЭ}^* \underline{\Delta S}_{AЭ}; \\ B_1 &= 1 + |\underline{S}_{11AЭ}|^2 - |\underline{S}_{22AЭ}|^2 - |\underline{\Delta S}_{AЭ}|^2; \quad B_2 = 1 + |\underline{S}_{22AЭ}|^2 - |\underline{S}_{11AЭ}|^2 - |\underline{\Delta S}_{AЭ}|^2. \end{aligned} \quad (2.13)$$

2.11. Находятся оптимальные коэффициенты отражения:

$$\begin{aligned} \underline{\Gamma}_{Opt} &= \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|\underline{C}_1|^2}}{2\underline{C}_1}; \\ \underline{\Gamma}_{Hopt} &= \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|\underline{C}_2|^2}}{2\underline{C}_2}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Знак "минус" берется при $B_{1(2)} > 0$, а "плюс" при $B_{1(2)} < 0$.

2.12. Вычисляются входные и выходные сопротивления АЭ, необходимые для согласования транзистора с внешними цепями:

$$\underline{Z}_{вхAЭ} = \rho_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_{Opt}^*}{1 - \underline{\Gamma}_{Opt}^*}; \quad \underline{Z}_{выхAЭ} = \rho_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_{Hopt}}{1 - \underline{\Gamma}_{Hopt}}. \quad (2.15)$$

Для согласования транзистора усилителя с внешними цепями $\underline{Z}_{вхAЭ}$ и $\underline{Z}_{выхAЭ}$ представляют в виде последовательной или параллельной RC или RL-цепи.

2.1. Пример расчета усилителя радиочастоты дециметрового диапазона

Исходные данные

Диапазон частот приема $f=1805...1880$ МГц; $f_0=1842$ МГц.

Параметры транзистора UMC CGY59 на частоте $f=1.8$ МГц при $U_{п}=3В$:

Параметр	Модуль	Фаза°
\underline{S}_{11}	0.703	-54
\underline{S}_{12}	0.051	71
\underline{S}_{21}	3.14	100
\underline{S}_{22}	0.147	-21
$\underline{\Gamma}_{Hopt}$	0.68	39

Расчет

1. Вычисляется определитель матрицы рассеяния:

$$\underline{\Delta S} = \underline{S}_{11}\underline{S}_{22} - \underline{S}_{12}\underline{S}_{21} = 0.703e^{-j54} \cdot 0.147e^{-j21} - 3.14e^{j100} \cdot 0.051e^{j71} = 0.223e^{-j34}.$$

2. Рассчитывается инвариантный коэффициент устойчивости:

$$k_y = \frac{1 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 + |\underline{\Delta S}|^2}{2|\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|} = \frac{1 - 0.703^2 - 0.147^2 + 0.223^2}{2 \cdot 0.051 \cdot 3.14} = 1.67 > 1.$$

Так как $k_y > 1$, то транзистор находится в области абсолютной устойчивости.

3. Определяется коэффициент отражения от АЭ по выходу

$$\underline{\Gamma}_2 = \underline{S}_{22} - \frac{\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}\underline{\Gamma}_1}{1 + \underline{S}_{11}\underline{\Gamma}_1} = 0.147e^{-j21} - \frac{0.051e^{j71} \cdot 3.14e^{j100} \cdot 0.68e^{j39}}{1 + 0.703e^{-j54} \cdot 0.68e^{j39}} = 0.198 - j0.01.$$

Здесь $\Gamma_1 = \Gamma_{\text{шорт}} = 0.68e^{j39}$ – коэффициент отражения на входе, при котором достигается минимальный коэффициент шума в режиме оптимального рассогласования.

4. Рассчитывается коэффициент усиления мощности в режиме минимального шума:

$$K_P = \frac{|\underline{S}_{21}|^2 (1 - |\underline{\Gamma}_1|^2) (1 - |\underline{\Gamma}_2|^2)}{|1 - \underline{\Gamma}_1 \underline{S}_{11} - \underline{\Gamma}_2 \underline{S}_{22} + \underline{\Delta S} \underline{\Gamma}_1 \underline{\Gamma}_2|^2} = \frac{3.14^2 (1 - 0.68^2) (1 - 0.198^2)}{0.312} = 16.$$

$$K_{P\text{дБ}} = 10 \lg K_P = 12 \text{ дБ}.$$

5. Вычисляется выходное сопротивление согласующей цепи СЦ1, необходимое для режима оптимального рассогласования:

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_{\text{выхСЦ1}} = \rho_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_{\text{шорт}}}{1 - \underline{\Gamma}_{\text{шорт}}} = 50 \cdot \frac{1 + 0.68e^{j39}}{1 - 0.68e^{j39}} = 66.3 - j105.5 \text{ Ом}.$$

Полученное комплексное сопротивление интерпретируется в виде последовательной R_1C_1 -цепи (рисунок 2.1) из активного сопротивления $R_1 = 66.3$ Ом и емкости

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0 \text{Im}(\underline{Z}_1)} = \frac{10^{-6}}{2\pi \cdot 1842 \cdot 105.5} = 0.82 \text{ нФ}.$$

Согласующая цепь СЦ1 (рисунок 1.1) должна трансформировать сопротивление предыдущей цепи, например ρ_0 или выхода фильтра приема, в сопротивление \underline{Z}_1 . Фактически СЦ1 рассчитывается из условия согласования характеристического сопротивления или выходного сопротивления фильтра приема с сопротивлением \underline{Z}_1 .

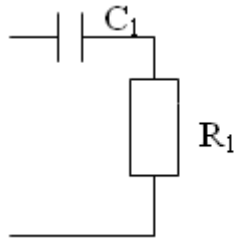


Рисунок 2.1 – Последовательная R1 C1- цепь

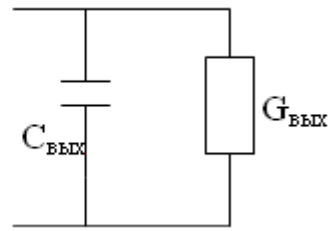


Рисунок 2.2 – Параллельная Cвых Gвых - цепь

6. Вычисляется выходное сопротивление АЭ в режиме оптимального рассогласования:

$$\underline{Z}_{\text{выхАЭ}} = \rho_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_2}{1 - \underline{\Gamma}_2} = 50 \cdot \frac{1 + 0.198e^{-j3}}{1 - 0.198e^{-j3}} = 75 - j1.6 \text{ Ом.}$$

Для согласования с последующей цепью $\underline{Z}_{\text{выхАЭ}}$ представляется в виде параллельно соединения $G_{\text{вых}}$ и $C_{\text{вых}}$ (рисунок 2.2).

$$\underline{Y}_{\text{вых}} = \frac{1}{\underline{Z}_{\text{выхАЭ}}} = 1.33 \cdot 10^{-2} + j2.84 \cdot 10^{-4} \text{ См.}$$

Отсюда

$$G_{\text{вых}} = 1.33 \cdot 10^{-2} \text{ См; } C_{\text{вых}} = \frac{B_{\text{вых}}}{\omega_0} = \frac{2.84 \cdot 10^{-4}}{2\pi \cdot 1842 \cdot 10^6} = 0.083 \text{ пФ.}$$

Далее рассчитываются цепи питания транзистора.

2.2. Пример расчета усилителя радиочастоты сантиметрового диапазона

Исходные данные

Диапазон рабочих частот $f=10.7 \dots 12.75$ ГГц.

Транзистор с высокой подвижностью электронов CFH–120, у которого коэффициент шума Ш=0.68 дБ.

Параметры транзистора CFH–120 на частоте $f=12$ ГГц:

Параметр	Амплитуда	Фаза
\underline{S}_{11}	0.6858	117.9
\underline{S}_{12}	0.0908	-45.9
\underline{S}_{21}	2.6307	-15.7
\underline{S}_{22}	0.3265	130.6
$\underline{\Gamma}_{\text{шonm}}$	0.443	135°

Расчет

1. Вычисляется определитель матрицы рассеяния:

$$\Delta \underline{S} = \underline{S}_{11} \underline{S}_{22} - \underline{S}_{12} \underline{S}_{21} = 0.6858e^{j117.9} \cdot 0.3265e^{j130.6} - 0.0908e^{-j45.9} \cdot 2.6307e^{-j15.7} = 0.1957e^{j179.5}.$$

2. Рассчитывается инвариантный коэффициент устойчивости:

$$k_y = \frac{1 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 + |\underline{\Delta S}|^2}{2|\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|} = \frac{1 - 0.6858^2 - 0.3265^2 + 0.1957^2}{2 \cdot 0.0908 \cdot 2.6307} = 0.966.$$

Так как $k_y < 1$, то рассчитывается стабилизирующий резистор R_{CT} .

3. Задается желаемый коэффициент устойчивости $k_{yAЭ} = 1.1$ и рассчитывается R_{CT} по формуле для параллельного включения (2.4):

$$R_{CT} = \frac{\rho_0 \left[|1 + \underline{S}_{22}|^2 - |\underline{S}_{11} + \underline{\Delta S}|^2 \right]}{2(k_{yAЭ} - k_y) |\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|} =$$

$$= \frac{50 \left[|1 + 0.3265e^{j130.6}|^2 - |0.6858e^{j117.9} + 0.1957e^{j179.5}|^2 \right]}{2(1.1 - 0.966)(0.0908 \cdot 2.6307)} = 35.35 \text{ Ом.}$$

4. Определяются S-параметры четырехполюсника, состоящего из транзистора и стабилизирующего резистора по формуле (2.6) для параллельного включения:

$$S_{CT} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{1+2r} & \frac{2r}{1+2r} \\ \frac{2r}{1+2r} & -\frac{1}{1+2r} \end{bmatrix},$$

где $r = \frac{R_{CT}}{\rho_0} = \frac{35.35}{50} = 0.707$.

5. Рассчитываются S-параметры составного АЭ, состоящего из каскадно включенных транзистора и стабилизирующего резистора:

$$\underline{D} = 1 - \underline{S}_{22}S_{11CT}; \quad \underline{S}_{11AЭ} = \underline{S}_{11} + \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}S_{11CT} / \underline{D};$$

$$\underline{S}_{12AЭ} = \underline{S}_{12}S_{12CT} / \underline{D}; \quad \underline{S}_{21AЭ} = \underline{S}_{21}S_{21CT} / \underline{D};$$

$$\underline{S}_{22AЭ} = S_{22CT} + S_{12CT}S_{21CT}\underline{S}_{22} / \underline{D};$$

$$\underline{\Delta S}_{AЭ} = \underline{S}_{11AЭ}\underline{S}_{22AЭ} - \underline{S}_{12AЭ}\underline{S}_{21AЭ}.$$

Рассчитанные параметры сведены в таблицу 2.1.

Таблица 2.1.

	\underline{S}_{11}	\underline{S}_{12}	\underline{S}_{21}	\underline{S}_{22}
S_{CT}	-0.414	0.586	0.586	-0.414
$\underline{S}_{AЭ}$	$0.793e^{j117.1}$	$0.058e^{-j52.3}$	$1.68e^{-j22.1}$	$0.493e^{j168.1}$

$$\underline{\Delta S}_{AЭ} = 0.294e^{-j74.8}.$$

6. Вычисляется коэффициент усиления мощности. Для первого каскада в режиме минимально шума:

$$K_p = \frac{|S_{21AЭ}|^2 (1 - |\Gamma_{Шонм}|^2) (1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_{Шонм} S_{11AЭ} - \Gamma_2 S_{22AЭ} + \Delta S_{AЭ} \Gamma_{Шонм} \Gamma_2|^2} =$$

$$= \frac{1.68^2 \cdot (1 - 0.433^2) \cdot (1 - 0.493^2)}{|1 - 0.433e^{j135} \cdot 0.793e^{j117.1} - 0.493e^{j173.3} \cdot 0.493e^{j168.1} + 0.294e^{-j74.8} \cdot 0.433e^{j135} \cdot 0.493e^{j173.3}|^2} = 2.1,$$

$$K_{p \text{ дБ}} = 10 \lg K_p = 3.2 \text{ дБ}.$$

Здесь коэффициент отражения от АЭ по выходу:

$$\Gamma_2 = \frac{S_{22AЭ} - \frac{S_{12AЭ} S_{21AЭ} \Gamma_{Шонм}}{1 + S_{11AЭ} \Gamma_{Шонм}}}{1 + \frac{0.058e^{-j52.3} \cdot 1.68e^{-j22.1} \cdot 0.443e^{j135}}{1 + 0.793e^{j117.1} \cdot 0.443e^{j135}}} = 0.493e^{j168.1} -$$

$$- \frac{0.058e^{-j52.3} \cdot 1.68e^{-j22.1} \cdot 0.443e^{j135}}{1 + 0.793e^{j117.1} \cdot 0.443e^{j135}} = 0.493e^{j173.3}.$$

7. Вычисляется выходное сопротивление согласующей цепи СЦ1, необходимое для режима оптимального рассогласования:

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_{\text{выхСЦ1}} = \rho_0 \frac{1 + \Gamma_{Шонм}}{1 - \Gamma_{Шонм}} = 50 \cdot \frac{1 + 0.443e^{j135}}{1 - 0.443e^{j135}} = 22.57 + j17 \text{ Ом}.$$

8. Определяется выходное сопротивление АЭ в режиме оптимального рассогласования:

$$\underline{Z}_{\text{выхАЭ}} = \rho_0 \frac{1 + \Gamma_2}{1 - \Gamma_2} = 50 \cdot \frac{1 + 0.493e^{j173.3}}{1 - 0.493e^{j173.3}} = 17 + j2.58 \text{ Ом}.$$

9. Для второго и последующих каскадов многокаскадного усилителя рассчитывается коэффициент усиления мощности в режиме экстремального усиления:

$$K_{P_{\text{экстр}}} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(k_{yAЭ} - \sqrt{k_{yAЭ}^2 - 1} \right) = \frac{2.6307}{0.0908} \cdot (1.1 - \sqrt{1.1^2 - 1}) = 18.6 \text{ (12.7 дБ)}.$$

10. Определяются вспомогательные величины:

$$\underline{C}_1 = \underline{S}_{11AЭ} - \underline{S}_{22AЭ}^* \Delta S_{AЭ} = 0.793e^{j117.1} - 0.493e^{-j168.1} \cdot 0.294e^{-j74.8} = 0.6259e^{j117.5};$$

$$\underline{C}_2 = \underline{S}_{22AЭ} - \underline{S}_{11AЭ}^* \Delta S_{AЭ} = 0.493e^{j168.1} - 0.793e^{-j117.1} \cdot 0.294e^{-j74.8} = 0.2605e^{j168.3};$$

$$B_1 = 1 + |\underline{S}_{11AЭ}|^2 - |\underline{S}_{22AЭ}|^2 - |\Delta S_{AЭ}|^2 = 1 + 0.793^2 - 0.493^2 - 0.294^2 = 1.3;$$

$$B_2 = 1 + |\underline{S}_{22AЭ}|^2 - |\underline{S}_{11AЭ}|^2 - |\Delta S_{AЭ}|^2 = 1 + 0.493^2 - 0.793^2 - 0.294^2 = 0.528.$$

11. Находятся оптимальные коэффициенты отражения:

$$\Gamma_{Гонм} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|\underline{C}_1|^2}}{2\underline{C}_1} = \frac{1.3 - \sqrt{1.3^2 - 4 \cdot 0.6259^2}}{2 \cdot 0.6259 \cdot e^{j117.5}} = 0.76e^{-j117.5};$$

$$\underline{\Gamma}_{Honm} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} = \frac{0.528 - \sqrt{0.528^2 - 4 \cdot 0.2605^2}}{2 \cdot 0.2605 e^{j168.3}} = 0.85 e^{-j168.3}.$$

12. Вычисляются входные и выходные сопротивления АЭ, необходимые для согласования транзистора с внешними цепями:

$$\underline{Z}_{exAЭ} = \rho_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_{Honm}^*}{1 - \underline{\Gamma}_{Honm}^*} = 50 \cdot \frac{1 + 0.76 e^{j117.5}}{1 - 0.76 e^{j117.5}} = 9.3 + j29.6 \text{ Ом};$$

$$\underline{Z}_{esxAЭ} = \rho_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_{Honm}}{1 - \underline{\Gamma}_{Honm}} = 50 \cdot \frac{1 + 0.85 e^{j168.3}}{1 - 0.85 e^{j168.3}} = 4.1 + j5.1 \text{ Ом}.$$

3. Краткие сведения о фильтрах на поверхностных акустических волнах

Фильтр на ПАВ конструктивно представляет собой два встречно-штыревых преобразователя (ВШП), размещенных на поверхности пьезоэлектрической подложки (рисунок 3.1).

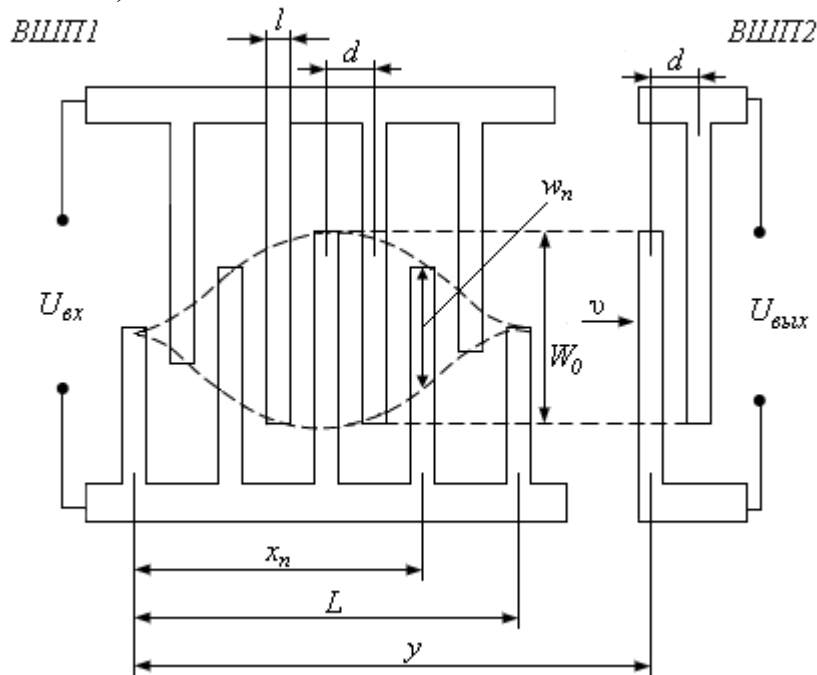


Рисунок 3.1 – Фильтр на ПАВ

Входной ВШП преобразует вследствие пьезоэлектрического эффекта приложенный электрический сигнал в поверхностные акустические волны, выходной ВШП осуществляет обратное преобразование.

Передающий ВШП состоит из $N+1$ штырей, расположенных с шагом $d = \lambda/2 = v/2f_0$, равным половине длины акустической волны на центральной частоте фильтра f_0 (здесь v – скорость акустической волны в подложке, смотри таблицу 3.1). Центр n -го штыря расположен в точке $x_n = nd$ ($n=0,1,\dots,N$). Ширина каждого штыря $l = d/2$. Общая длина передающего ВШП $L = Nd$.

Степень перекрытия соседних штырей определяется величиной w_n , максимальное перекрытие штырей равно W_0 (смотри рисунок 3.1).

Геометрия ВШП определяет амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) фильтра. Если передающий ВШП состоит из равных по длине штырей ($w_n = W_0$), расположенных на одинаковых расстояниях друг от друга, то амплитудно-частотная характеристика фильтра будет иметь вид $\sin x/x$. Для формирования требуемой АЧХ применяют ВШП с переменной величиной w_n , такие фильтры называют *аподизованными*. Закон аподизации и АЧХ связаны преобразованием Фурье, также как импульсная характеристика цепи и АЧХ. Например, если перекрытие штырей передающего ВШП выполнить по закону $\sin x/x$, то АЧХ фильтра будет близкой к прямоугольной форме.

Таблица 3.1.

Материал подложки	v (м/с)	K_s^2	C_0 (пФ/м)
Кварц ST	3157	0.0016	0.026
Ниобат лития	3488	0.0460	0.270

Фильтры на ПАВ относятся к классу трансверсальных, неминимально-фазовых, поэтому они могут иметь произвольную АЧХ при достаточно линейной фазочастотной характеристике $\varphi(\omega) = -\omega\tau_3$.

Для расчетов в качестве фильтра-прототипа берется идеальный полосовой фильтр с центральной частотой f_0 и заданной полосой пропускания Π (рисунок 3.2).

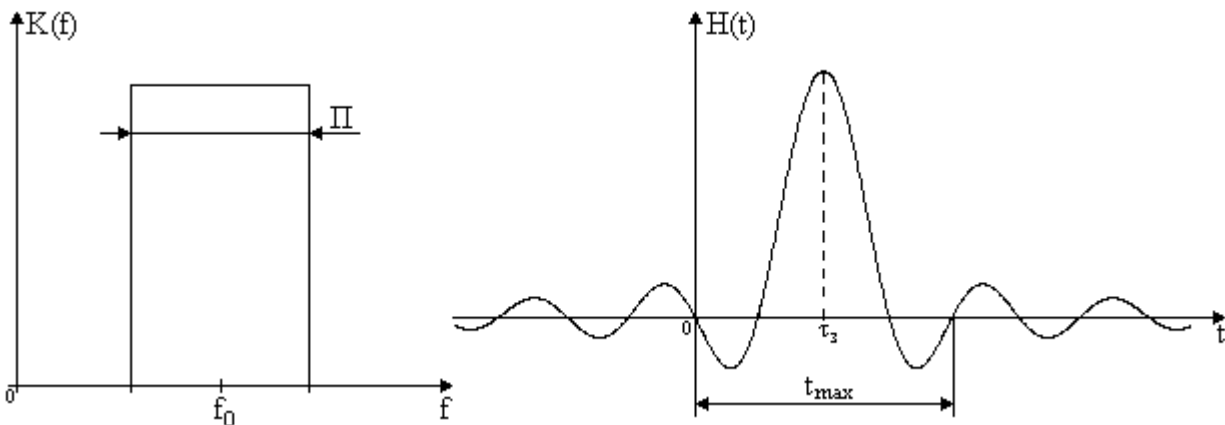


Рисунок 3.3 – Огибающая импульсной характеристики фильтра-прототипа

В соответствии с преобразованием Фурье огибающая импульсной характеристики такого фильтра (рисунок 3.3)

$$H(t) = 2\Pi \frac{\sin \pi I(t - \tau_3)}{\pi I(t - \tau_3)} \quad (3.1)$$

бесконечна во времени и требует бесконечного числа электродов N . Для реализации фильтра число штырей N ограничивают, что вызывает нежелательные пульсации АЧХ (явление Гиббса). Сглаживание пульсаций возможно с помощью весовой функции $g(x_n)$ (временное окно). Известно несколько весовых функций: Мааса, Чебышева, Гаусса, Кайзера, Хэмминга. Наиболее часто используют весовую функцию Хэмминга:

$$g(x_n) = k + (1 - k) \cos^m \left(\frac{2\pi(x_n - 0.5L)}{L} \right), \quad (3.2)$$

где k, m – параметры функции, чаще всего $k=0.54$; $m=1$. При этом степень перекрытия штырей определяется соотношением:

$$w_n = W_0 \frac{H(t_n)}{\max H(t_n)} g(x_n) = W_0 \frac{\sin \pi \Pi(n\Delta t - \tau_3)}{\pi \Pi(n\Delta t - \tau_3)} g(x_n), \quad (3.3)$$

где $\Delta t = d/v = 1/2f_0$; $W_0 = \max(w_n)$ – максимальное перекрытие штырей.

Перекрытие n -го штыря полагается пропорциональным значению огибающей $H(t_n)$ в моменты времени $t_n = n\Delta t$. Функцию $H(t)$ усекают на интервале $[0, t_{\max}]$, где $t_{\max} = 2\tau_3$. Условие $t_{\max} = 2\tau_3$ обеспечивает симметрию структуры ВШП относительно центрального электрода. Минимальное значение $\tau_3 = 2/\Pi$, поэтому минимальное значение $t_{\max} = 4/\Pi$. Увеличение t_{\max} сверх значения $4/\Pi$ приводит к увеличению количества штырей N передающего ВШП, так как $N = t_{\max}/\Delta t$. Увеличение количества штырей N улучшает прямоугольность формы АЧХ фильтра. Поэтому N уточняется при расчете АЧХ фильтра для получения требуемой характеристики.

АЧХ фильтра определяется выражением

$$K(f) = K_1(f) K_2(f), \quad (3.4)$$

где

$$K_1(f) = \sum_{n=0}^N (-1)^n V_n e^{-j2\pi f t_n} \quad (3.5)$$

– АЧХ передающего встречно-штыревого преобразователя (с аподизацией);

$$K_2(f) = \frac{\sin [N_H \pi (f - f_0) / f_0]}{N_H \pi (f - f_0) / f_0} \quad (3.6)$$

– АЧХ приемного ВШП (без аподизации); здесь N_H – число штырей неаподизированного ВШП. Полоса пропускания приемного ВШП обычно в 2...5 раз шире, чем у передающего.

В выражении (3.5)

$$V_n = \frac{w_n}{W_0} = \frac{\sin \pi \Pi(t_n - \tau_3)}{\pi \Pi(t_n - \tau_3)} g(x_n), \quad (3.7)$$

где $t_n = n\Delta t$; $\Delta t = d/v = 1/2f_0$; $\tau_3 = 0.5t_{\max}$;

$$g(x_n) = 0.54 + 0.46 \cos[2\pi(x_n - 0.5L)/L] \quad (3.8)$$

– сглаживающая функция Хэмминга; в этом выражении $x_n = nd$ ($n=0, 1 \dots N$) – центр n -го штыря; $d = v\Delta t$; $L = Nd$.

Для согласования фильтра с внешними цепями необходимо знать входную $Y_{\text{вх}} = G_{\text{вх}} + j\omega C_{\text{вх}}$ и выходную проводимости $Y_{\text{вых}} = G_{\text{вых}} + j\omega C_{\text{вых}}$.

Активная составляющая проводимости ВШП с аподизацией

$$G_{\text{ex}} = 4K_s^2 C_0 W_0 f_0 \left(\sum_{n=0}^N \sqrt{V_n} \right)^2. \quad (3.9)$$

Здесь K_s^2 и C_0 – значения коэффициента электромеханической связи и погонной емкости электродов (приведены в таблице 3.1).

Суммарная емкость электродов ВШП с аподизацией

$$C_{\text{ex}} = C_0 W_0 \sum_{n=0}^N V_n. \quad (3.10)$$

В (3.9) и (3.10) V_n определяется выражением (3.7) с учетом (3.8). Активная составляющая выходной проводимости и суммарная емкость электродов ВШП без аподизации определяется соотношениями

$$G_{\text{вых}} = 4K_s^2 C_0 W_0 f_0 N_H^2; \quad C_{\text{ex}} = C_0 W_0 N_H. \quad (3.11)$$

4. Расчет фильтров на поверхностных акустических волнах

Исходными данными для расчета являются

Диапазон частот или полоса пропускания.

Затухание или неравномерность в полосе пропускания.

Затухание в полосе заграждения или коэффициент прямоугольности по заданным уровням.

Полоса заграждения.

Уровень боковых лепестков.

Методика расчета фильтров на ПАВ

4.1. В качестве фильтра-прототипа берется идеальный полосовой фильтр с центральной частотой f_0 и полосой пропускания Π (рисунок 3.2).

4.2. Преобразованием Фурье определяется огибающая импульсной характеристики фильтра

$$H(t) = 2\Pi \frac{\sin \pi \Pi(t - \tau_3)}{\pi \Pi(t - \tau_3)} \quad (4.1)$$

и строится график (рисунок 3.3).

Определяется интервал усечения. Вначале берется минимальное значение t_{max} , в дальнейшем уточняется

$$t_{\text{max}} = 2\tau_3 = 4/\Pi. \quad (4.2)$$

4.3. Рассчитывается временной интервал

$$\Delta t = 1/2f_0 \quad (4.3)$$

и расстояние между штырями преобразователей

$$d = v\Delta t. \quad (4.4)$$

При этом значение скорости v берется из таблицы 3.1 для выбранного материала подложки.

4.4. Находится вначале минимальное число штырей передающего ВШП

$$N = t_{\text{max}} / \Delta t \quad (4.5)$$

и его длина $L = Nd$. В дальнейшем при расчете АЧХ фильтра число штырей N уточняется.

4.5. Рассчитывается АЧХ передающего ВШП с помощью программы, например, MathCAD, по формулам (3.5) и (3.7) с учетом (3.8):

$$K_1(f) = \sum_{n=0}^N (-1)^n V_n e^{-j2\pi f t_n}, \quad (4.6)$$

где $t_n = n\Delta t = n/2f_0$;

$$V_n = \frac{w_n}{W_0} = \frac{\sin \pi \Pi(n\Delta t - \tau_3)}{\pi \Pi(n\Delta t - \tau_3)} g(x_n). \quad (4.7)$$

Здесь

$$g(x_n) = 0.54 + 0.46 \cos[2\pi(x_n - 0.5L)/L] \quad (4.8)$$

– сглаживающая функция Хэмминга; в этих выражениях $\tau_3 = 0.5t_{\max}$; $x_n = nd$ ($n=0, 1 \dots N$) – центр n -го штыря; $L = Nd$.

Приводится таблица результатов расчета АЧХ $K_1(f)$ в дБ и строится график. При необходимости АЧХ передающего ВШП $K_1(f)$ корректируется изменением числа штырей перебором для получения требуемой прямоугольности. Следует иметь ввиду, что при уточнении числа штырей N изменится $\tau_3 = 0.5t_{\max}$, так как $t_{\max} = N\Delta t$ и общая длина $L = Nd$.

4.6. Для уточненного количества штырей N передающего ВШП определяется максимальное перекрытие W_0 , исходя из формулы для активной составляющей входной проводимости ВШП с аподизацией (3.9):

$$G_{ex} = 4K_s^2 C_0 W_0 f_0 \left(\sum_{n=0}^N \sqrt{V_n} \right)^2. \quad (4.9)$$

Здесь K_s^2 и C_0 берутся из таблицы 3.1; V_n – определяется выражением (4.7) с учетом (4.8). Тогда из (4.9)

$$W_0 = \frac{G_{ex}}{4K_s^2 C_0 f_0 \left(\sum_{n=0}^N \sqrt{V_n} \right)^2} = \frac{1}{4\rho_0 K_s^2 C_0 f_0 \left(\sum_{n=0}^N \sqrt{V_n} \right)^2}, \quad (4.10)$$

где G_{ex} целесообразно задать равной $1/\rho_0 = 0.02$ См; $\rho_0 = 50$ Ом – стандартное волновое сопротивление тракта СВЧ.

4.7. Рассчитывается суммарная емкость электродов передающего ВШП:

$$C_{ex} = C_0 W_0 \sum_{n=0}^N V_n. \quad (4.11)$$

Расчет по формулам (4.9)–(4.11) целесообразно выполнять при помощи программы MathCAD.

4.8. Определяется число штырей приемного неаподизованного ВШП:

$$N_H = \sqrt{\frac{G_{bix}}{4K_s^2 C_0 W_0 f_0}}. \quad (4.12)$$

Здесь G_{bix} целесообразно выбрать исходя из условия согласования выхода фильтра с последующей цепью, то есть или с характеристическим сопротивлением тракта СВЧ ($\rho_0 = 50$ Ом), или входным сопротивлением УРЧ ($R_{вх}$

или R_1 на рисунке 2.1). В данном учебном пособии принята методика согласования работы [13] (смотри раздел 7.2). Использование таблиц 6.1, 6.2 и П.4.1 работы [13] позволяет выполнить расчет согласующих цепей достаточно просто без громоздких расчетных соотношений. Согласно упомянутой методики требуемый коэффициент трансформации действительных составляющих сопротивлений генератора (предыдущей цепи) и нагрузки (последующей цепи, смотри рисунки 7.2...7.4) равен:

$$K_{\uparrow} = \frac{1}{K_{\downarrow}} = \frac{R_{\Gamma}}{R_H}, \quad (4.13)$$

где $K_{\uparrow} > 1$; $R_{\Gamma} = 1/G_{\text{вых}}$; $R_H = \rho_0$ или $R_H = R_{\text{вх}} = R_1$.

В соответствии с (4.13) выражение (4.12) примет вид:

$$N_H = \frac{1}{\sqrt{4K_{\uparrow}R_HK_s^2C_0W_0f_0}}. \quad (4.14)$$

Согласно (4.14), для получения минимального числа штырей неаподизованного ВШП, коэффициент трансформации K_{\uparrow} следует брать максимальным из таблиц 6.1 или 6.2 работы [13], то есть $K_{\uparrow} = 50$.

4.9. Вычисляется емкость электродов приемного ВШП

$$C_{\text{вых}} = C_0W_0N_H. \quad (4.15)$$

4.10. Рассчитывается АЧХ приемного ВШП

$$K_2(f) = \frac{\sin[N_H\pi(f - f_0)/f_0]}{N_H\pi(f - f_0)/f_0} \quad (4.16)$$

Приводится таблица результатов АЧХ $K_2(f)$ в дБ.

4.11. Строятся графики АЧХ входного ВШП $K_1(f)$, выходного ВШП $K_2(f)$ и фильтра в целом $K_{\text{дб}}(f) = K_1(f)_{\text{дб}} + K_2(f)_{\text{дб}}$ в одной системе координат и делаются выводы по полученным результатам.

4.1. Пример расчета фильтра на ПАВ дециметрового диапазона

Исходные данные для расчета:

Диапазон частот приема $f = 935 \dots 960$ МГц.

Полоса пропускания на уровне -3 дБ $\Pi = 30$ МГц.

Уровень боковых лепестков АЧХ не более -60 дБ.

Коэффициент прямоугольности по уровням -3 дБ и -60 дБ $K_{\Pi} = 2$.

Входное сопротивление УРЧ $R_{\text{вх}} = 126$ Ом (из расчета УРЧ).

Волновое сопротивление тракта СВЧ $\rho_0 = 50$ Ом.

Расчет

По таблице 3.1 выбирается материал подложки: ниобат лития, у которого максимальный коэффициент электромеханической связи $K_s^2 = 0.046$; скорость ПАВ $v = 3488$ м/с; погонная емкость $C_0 = 0.27$ пФ/м.

1. В качестве фильтра-прототипа берется идеальный полосовой фильтр с центральной частотой $f_0 = \sqrt{935 \cdot 960} = 947.4$ МГц и полосой $\Pi=30$ МГц (рисунок 3.2).

2. Строится график огибающей импульсной характеристики фильтра $H(t)$ (4.1) (рисунок 3.3) и определяется интервал усечения

$$t_{\max} = 2\tau_3 = 4/\Pi = \frac{4}{30 \cdot 10^6} = 0.13 \text{ мкс.}$$

3. Рассчитывается временной интервал

$$\Delta t = 1/2f_0 = \frac{1}{2 \cdot 947.4 \cdot 10^6} = 5.3 \cdot 10^{-4} \text{ мкс}$$

и расстояние между штырями преобразователей

$$d = v\Delta t = 3488 \cdot 5.3 \cdot 10^{-10} = 1.84 \cdot 10^{-3} \text{ мм.}$$

4. Определяется минимальное число штырей передающего ВПП

$$N = t_{\max} / \Delta t = \frac{0.13}{5.3 \cdot 10^{-4}} = 245 \text{ штырей}$$

и его длина $L = Nd = 245 \cdot 1.84 \cdot 10^{-3} = 450.8 \cdot 10^{-3} \text{ мм.}$

5. Рассчитывается АЧХ передающего ВПП (в программе MathCAD) по формулам:

$$K_1(f) = \sum_{n=0}^N (-1)^n V_n e^{-j2\pi f t_n};$$

$$V_n = \frac{w_n}{W_0} = \frac{\sin \pi \Pi (n\Delta t - \tau_3)}{\pi \Pi (n\Delta t - \tau_3)} g(x_n),$$

где $g(x_n) = 0.54 + 0.46 \cos[2\pi(x_n - 0.5L)/L]$;

$x_n = nd = n \cdot 1.84 \cdot 10^{-6} \text{ м; } t_n = n\Delta t = n \cdot 5.3 \cdot 10^{-10} \text{ с;}$

$N=245; \tau_3=0.5t_{\max}=6.5 \cdot 10^{-8} \text{ с; } L=Nd=245 \cdot 1.84 \cdot 10^{-6}=4.5 \cdot 10^{-4} \text{ м.}$

Уточняется число штырей для получения требуемой АЧХ. В результате уточнения число штырей передающего ВПП получилось $N=372$. При этом $t_{\max}=N\Delta t=0.197 \text{ мкс; } \tau_3=0.5t_{\max}=0.1 \text{ мкс; } L=Nd=0.68 \text{ мм.}$

Результаты расчета АЧХ передающего ВПП приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1

$f,$ МГц	947.5	950	953	957	960	965	972	974	977	980	983	986	988	991	993	996	998	1000
$K_1(f)$ дБ	0	-0.30	-0.32	-0.57	-2.03	-9.85	-57.1	-51.9	-62.5	-87.8	-62.3	-76.3	-62.6	-82.88	-63.7	-89.95	-64.8	-69.83

6. Определяется максимальное перекрытие штырей для уточненного значения $N=372$:

$$W_0 = \frac{G_{\text{ex}}}{4K_S^2 C_0 f_0 \left(\sum_{n=0}^N \sqrt{V_n} \right)^2} = \frac{0.02}{4 \cdot 0.046 \cdot 0.27 \cdot 10^{-12} \cdot 947.4 \cdot 10^6 \cdot \left(\sum_{n=0}^{372} \sqrt{V_n} \right)^2} = 3.44 \text{ мм.}$$

Здесь V_n определяется формулой (4.7) с учетом (4.8) для уточненного числа штырей N и уточненных t_{max} , τ_3 , и L .

7. Рассчитывается суммарная емкость электродов передающего ВШП

$$C_{\text{ex}} = C_0 W_0 \sum_{n=0}^N V_n = 0.27 \cdot 10^{-12} \cdot 3.44 \cdot 10^{-3} \cdot \sum_{n=0}^{372} V_n = 0.06 \text{ нФ.}$$

8. Вычисляется число штырей приемного ВШП (4.14) из условия согласования выхода фильтра со входом УРЧ

$$N_H = \frac{1}{\sqrt{4K_{\uparrow} R_H K_s^2 C_0 W_0 f_0}} = \frac{1}{\sqrt{4 \cdot 50 \cdot 126 \cdot 0.046 \cdot 0.27 \cdot 10^{-12} \cdot 3.44 \cdot 10^{-3} \cdot 947.4 \cdot 10^6}} = 32,$$

где $K_{\uparrow}=50$; $R_H=R_{\text{ВХ}}=126 \text{ Ом}$.

9. Определяется емкость электродов приемного ВШП

$$C_{\text{вх}} = C_0 W_0 N_H = 32 \cdot 0.27 \cdot 10^{-12} \cdot 3.44 \cdot 10^{-3} = 0.03 \text{ нФ.}$$

10. Рассчитывается АЧХ приемного ВШП

$$K_2(f) = \frac{\sin \left[N_H \pi (f - f_0) / f_0 \right]}{N_H \pi (f - f_0) / f_0} = \frac{\sin \left[32 \pi (f - 947.4 \cdot 10^6) / 947.4 \cdot 10^6 \right]}{32 \pi (f - 947.4 \cdot 10^6) / 947.4 \cdot 10^6}.$$

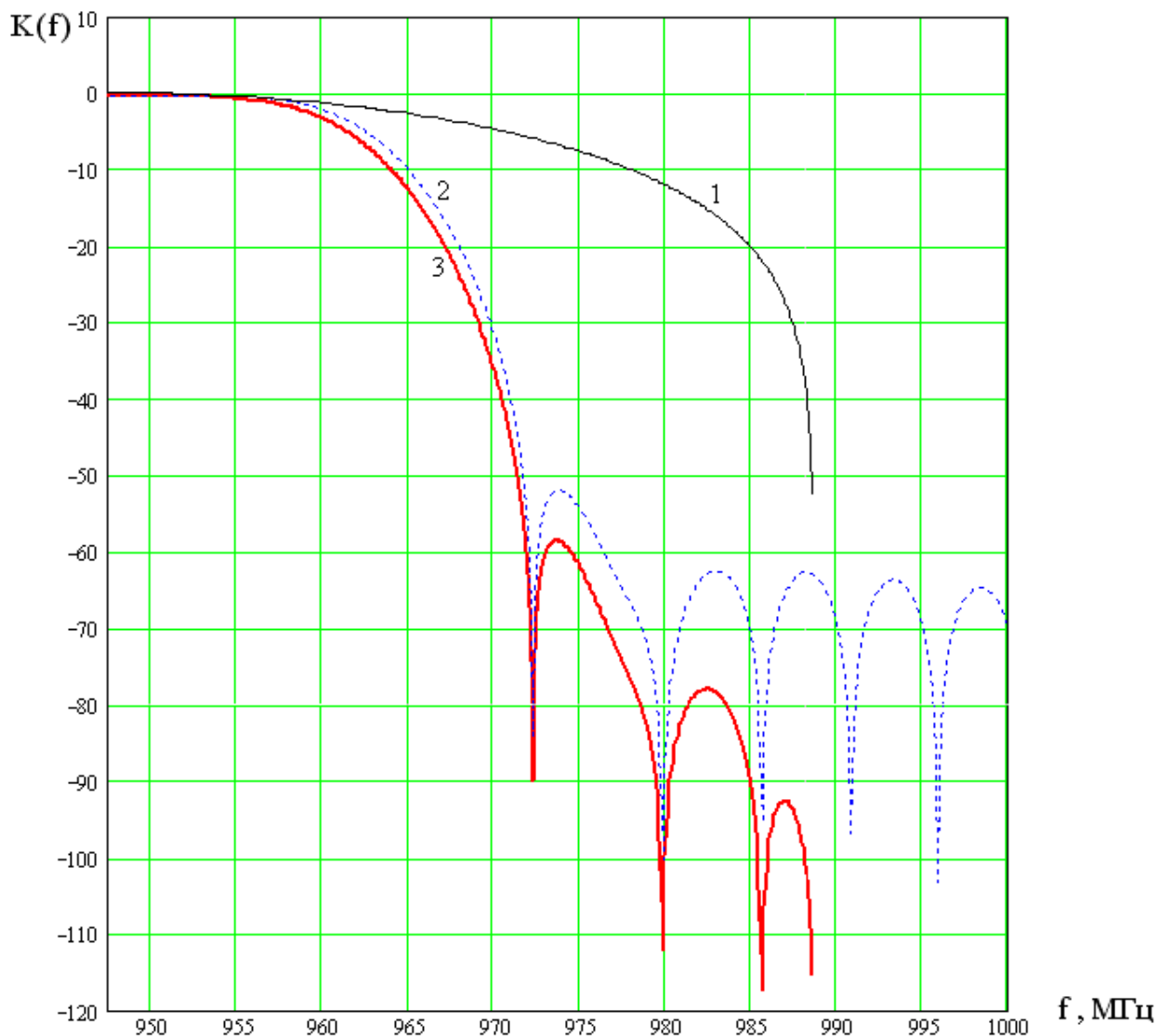


Рисунок 4.1 – АЧХ фильтра на ПАВ

Результаты расчета приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2

f МГц	947.5	950	953	957	960	965	970	975	980	985	988
$K_2(f)$ дБ	0	-0.17	-0.2	-0.57	-1.15	-2.55	-4.58	-7.49	-11.9	-20	-35.1

11. Графики АЧХ $K_1(f)_{\text{дБ}}$, $K_2(f)_{\text{дБ}}$ и $K_{\text{дБ}}(f) = K_1(f)_{\text{дБ}} + K_2(f)_{\text{дБ}}$ приведены на рисунке 4.1. Кривая 1 – АЧХ приемного ВШП, кривая 2 – АЧХ передающего ВШП, кривая 3 – АЧХ фильтра в целом. Из рисунков 4.1 видно, что результирующая АЧХ фильтра удовлетворяет требованиям исходных данных.

5. Краткие сведения о фильтрах с параллельно связанными микрополосковыми резонаторами

Полосно-пропускающие фильтры с параллельно связанными микрополосковыми резонаторами [9...12] состоят из полуволновых отрезков микрополосковых линий (резонаторов), разомкнутых на обоих концах и

расположенных параллельно друг другу со сдвигом в четверть длины волны $\Lambda_0/4$ (рисунок 5.1).

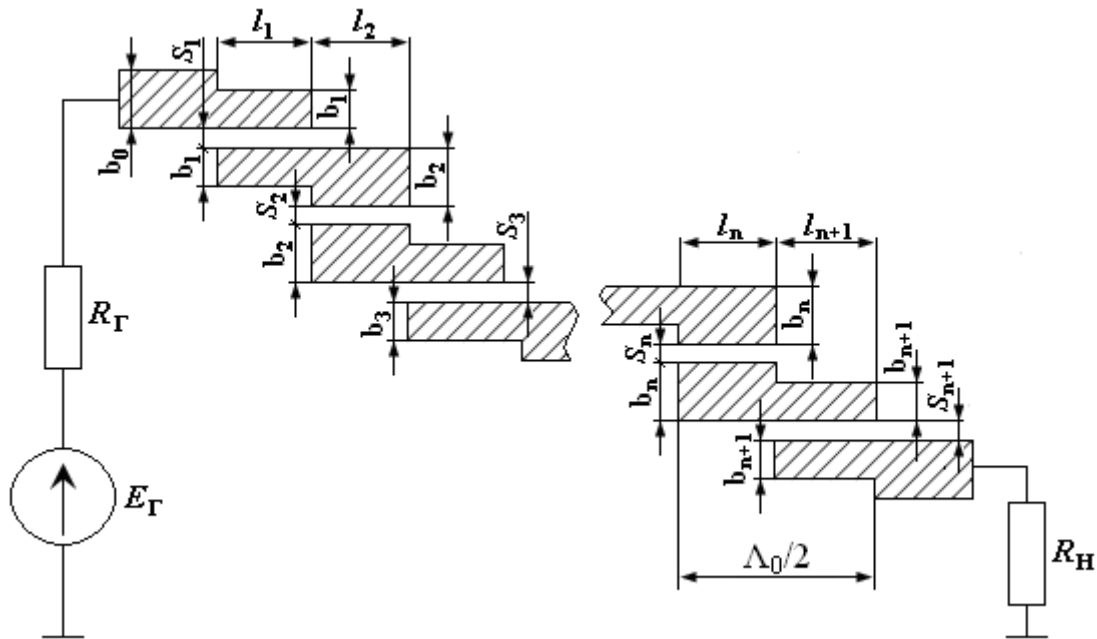


Рисунок 5.1 – Фильтр с параллельно связанными резонаторами

Входной и выходной четвертьволновые резонаторы разомкнуты. Разомкнутые резонаторы технологически удобны в печатном исполнении и могут быть элементами микрополосковых интегральных схем. Габариты таких фильтров наименьшие в классе планарных полосковых фильтров. Их применение по технологическим соображениям наиболее целесообразно в диапазоне сантиметровых волн.

К недостаткам таких фильтров относится сравнительно близкое расположение первой паразитной полосы пропускания в области частот в два раза большей центральной частоты основной полосы пропускания и быстрое возрастание потерь при узких полосах пропускания. Поэтому их применяют при относительных полосах пропускания более 2,5%.

Основные расчетные параметры таких фильтров, размещенных на поликоновой подложке, табулированы в работе [11] для значений диэлектрической проницаемости подложки $\epsilon_r=9.6$. Таблицы составлены на основе моделирования на ЭВМ с учетом потерь и влияния разности фазовых скоростей волн для фильтров с чебышевскими и максимально-плоскими АЧХ. В данном разделе рассматривается методика расчета фильтров только с чебышевской АЧХ по таблицам 8.9 и 8.11 работы [11]. Здесь они представлены таблицами 5.1 и 5.2. На рисунке 5.2 приведена чебышевская АЧХ для идеального 1 и реального фильтра с потерями 2. Известно, что чебышевские фильтры имеют более крутые скаты, чем фильтры с максимально-плоскими АЧХ.

Форма АЧХ определена следующими параметрами: f_0 – средняя частота полосы пропускания; $f_{\text{п}}, f_{\text{п}} и f_{\text{з}}, f_{\text{з}}$ – граничные частоты теоретической полосы пропускания $\Pi_{\text{теор}}$ и полосы заграждения $\Pi_{\text{з}}$; L_0 – затухание в полосе

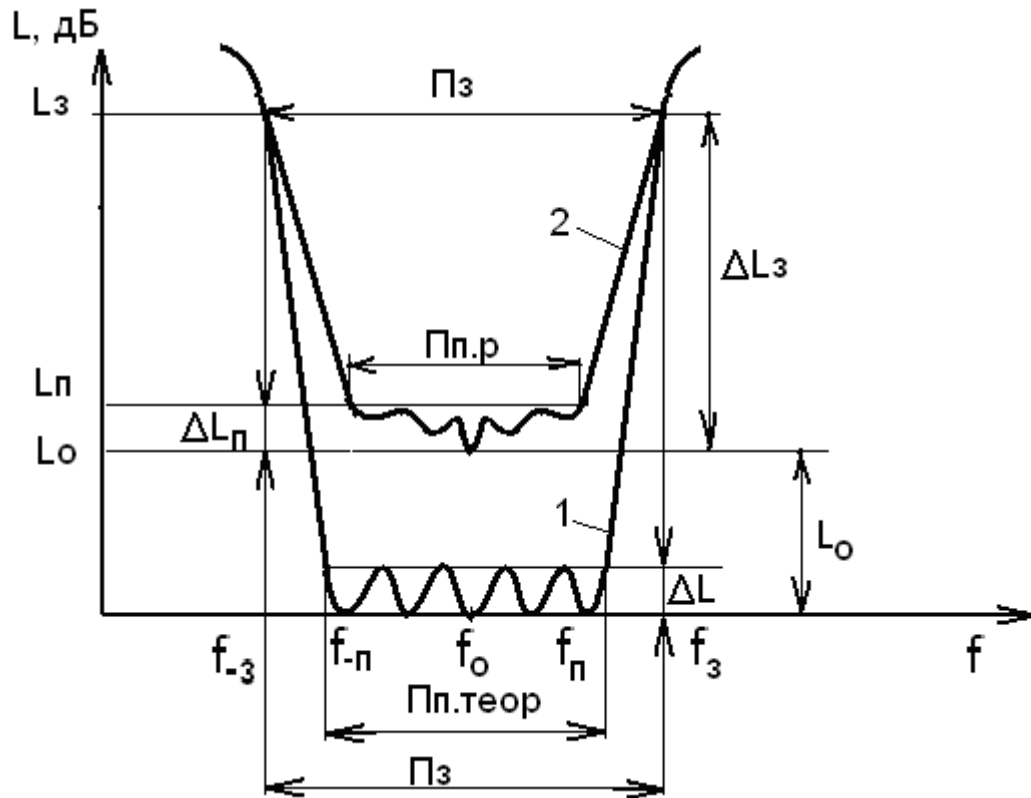


Рисунок 5.2 – АЧХ фильтра с параллельно связанными резонаторами

пропускания из-за диссипативных (тепловых) потерь; $L_0 = 10 \lg(1/K_p)$, где $K_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}$ — коэффициент передачи фильтра по мощности; $L_{\text{п}}$ и L_3 — затухание в полосе пропускания и в полосе заграждения; $\Delta L_{\text{п}} = (L_{\text{п}} - L_0)$ — неравномерность затухания в полосе пропускания; $\Delta L_3 = (L_3 - L_0)$ — эффективное затухание в полосе заграждения; $\Pi_{\text{п.теор}} = (f_{\text{п}} - f_{-\text{п}})$ — полоса пропускания идеального фильтра (без потерь); $\Pi_{\text{п.р}}$ — полоса пропускания реального фильтра (с учетом влияния потерь); $\Pi_3 = (f_3 - f_{-3})$ — полоса заграждения.

В таблице 5.1 приведены основные электрические параметры фильтров с чебышевской АЧХ при числе резонаторов (звеньев) $n=3, 5$ и 7 . Во втором столбце таблицы даны относительные полосы пропускания $\Pi_{\text{п.теор}}$ в процентах при $\Delta L_{\text{п}} = 0,1$ дБ. Далее в 3 и 4 столбцах приводятся относительные полосы пропускания реальных фильтров с учетом потерь при неравномерности затухания $\Delta L_{\text{п}} = 0,5$ дБ и 3 дБ. Затухание на средней частоте полосы пропускания L_0 , определяемое потерями, содержится в 5-ом столбце, а относительные полосы заграждения по уровню $\Delta L_3 = 30$ дБ и 50 дБ приведены в двух последних столбцах таблицы 5.1. Геометрические размеры резонаторов можно рассчитать при помощи таблицы 5.2. В ней приведены относительные размеры ширины отрезков связанных линий $(b/h)_i$ и расстояний между полосковыми линиями $(s/h)_i$ в зависимости от теоретической относительной полосы пропускания $\Pi_{\text{п.теор}}$, %, как исходного параметра. Переход к абсолютным геометрическим размерам происходит после выбора высоты подложки h , значения которой могут быть $2; 1; 0,5$ мм.

Таблица 5.1

Число уровней n	$P_{\text{птеор}}, \%$ ($\Delta L_{\text{п}}=0,1\text{дБ}$)	$P_{\text{преал}}, \%$ ($\Delta L_{\text{п}}=0,5\text{дБ}$)	$P_{\text{преал}}, \%$ ($\Delta L_{\text{п}}=3\text{дБ}$)	$L_0, \text{дБ}$	$P_3, \%$ ($\Delta L_3=30\text{дБ}$)	$P_3, \%$ ($\Delta L_3=50\text{дБ}$)
3	2.5	1.85	3.28	2.8	10	26
	5.0	4.55	6.74	1.4	22	60
	7.5	7.65	10.2	1.0	33	—
	10.0	10.3	13.7	0.76	46	—
	12.5	13.0	17.1	0.64	60	—
	15.0	15.7	20.3	0.56	74	—
	17.5	18.55	23.8	0.48	94	—
	20.0	21.2	27.0	0.4	—	—
5	2.5	1.22	2.37	6.08	5	7
	5.0	3.1	5.2	3.08	9	15
	7.5	5.36	8.05	2.08	15	23
	10.0	7.75	10.95	1.6	20	32
	12.5	10.55	13.9	1.32	25	40
	15.0	13.2	16.6	1.08	30	51
	17.5	16.0	19.5	0.96	36	61
	20.0	18.8	22.4	0.84	42	72
7	2.5	0.88	1.95	9.48	3	5
	5.0	2.4	4.55	4.8	7	9
	7.5	4.26	7.26	3.24	11	14
	10.0	6.5	10.05	2.48	15	20
	12.5	8.75	12.75	2.00	19	25
	15.0	11.0	15.55	1.68	22	30
	17.5	13.6	18.2	1.44	26	35
	20.0	14.5	20.9	1.28	31	42

На частотах ниже 5 ГГц применяются поликоровые (керамика на основе окиси алюминия) подложки толщиной 1 мм, на частотах выше 5 ГГц – толщиной 0,5 мм. Здесь не рассматриваются подложки из кварца ($\varepsilon_r=3\ldots4$), ситалла ($\varepsilon_r=7\ldots15$), арсенида галлия ($\varepsilon_r=11\ldots14$), феррита ($\varepsilon_r=9\ldots16$). Характеристики диэлектриков применяемых в качестве подложек детально рассмотрены в работе [12].

Промышленно изготавливаются подложки размером 60×48, 30×48, 24×30 мм². Меньшие размеры получаются уменьшением вдвое большей стороны пластины (15×24, 12×15 мм²). Сверху фильтр закрывается экраном на расстоянии (6...8)h от поверхности резонаторов.

Длины резонаторов приблизительно равны половине длины волны в линии с диэлектрическим заполнением $\varepsilon_{\text{эф}}$. Длина области связи резонаторов фильтра, т.е. половина длины резонатора, находится так:

$$l = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}}, \quad (5.1)$$

где $\lambda_0 = v/f_0$ – длина волны в свободном пространстве (в воздухе), соответствующая средней частоте f_0 полосы пропускания; v – скорость распространения волны в воздухе ($3 \cdot 10^8$ м/с);

$$\varepsilon_{\text{эф}} = \frac{1}{2} \left(\varepsilon_r + 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{\sqrt{1 + \frac{10h}{b}}} \right) \quad (5.2)$$

– эффективная диэлектрическая проницаемость среды в линии; ε_r – диэлектрическая проницаемость подложки. Относительную ширину $\frac{b}{h}$ приближенно можно рассчитать по формуле:

$$\frac{b}{h} \approx \frac{314}{\rho \sqrt{\varepsilon_r}} - 1. \quad (5.3)$$

Здесь ρ – характеристическое (волновое) сопротивление линии. В частности, при $\rho = 50$ Ом и $\varepsilon_r = 9.6$ по формуле (5.3) получается $b/h \approx 1$.

Влияние паразитных реактивностей на разомкнутых концах резонаторов компенсируют их укорочением на величину Δl , зависящую от относительной ширины полосковой линии b/h . На рисунке 5.3 приведен график относительного укорочения резонаторов $\Delta l/h$ в зависимости от b/h .

Абсолютное значение укорочения

$$\Delta l = \left(\frac{\Delta l}{h} \right) h. \quad (5.4)$$

Длина отрезков связи резонаторов после их укорочения

$$l_0 = l - \Delta l. \quad (5.5)$$

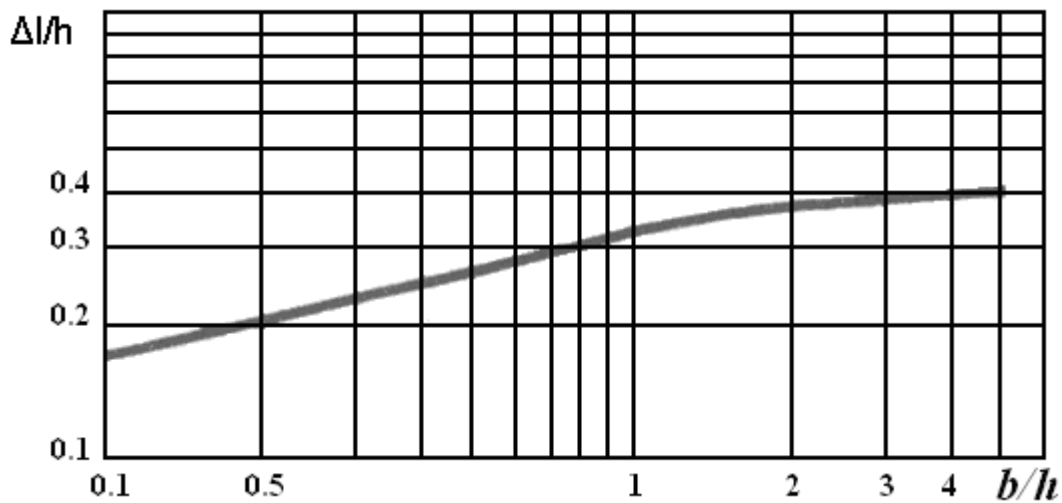


Рисунок 5.3 – График относительного укорочения резонаторов

6. Расчет фильтров с параллельно связанными микрополосковыми резонаторами

Исходными данными для расчета являются

Полоса пропускания $\Pi_{\text{п}}$ (или диапазон частот).

Полоса заграждения $\Pi_{\text{з}}$.

Неравномерность затухания в полосе пропускания $\Delta L_{\text{п}}$.

Затухание в полосе заграждения $\Delta L_{\text{з}}$.

Средняя частота полосы пропускания f_0 .

Волновое сопротивление фильтра ρ .

При расчете микрополосковых фильтров исходные данные следует брать с запасом. Для этого полоса пропускания увеличивается на 20%, а полоса заграждения уменьшается на 10%.

Методика расчета

6.1. Рассчитывается относительная полоса пропускания (в процентах) реального фильтра с двадцатипроцентным запасом

$$\Pi_{\text{п.р}}^{\%} = 1.2 \frac{\Pi_{\text{п}}}{f_0} 100\%. \quad (6.1)$$

Полученное значение округляется до ближайшей большей величины в первом столбце таблицы 5.1.

6.2. Рассчитывается относительная полоса заграждения с учетом уменьшения на 10%

$$\Pi_{\text{з.}}^{\%} = 0.9 \frac{\Pi_{\text{з}}}{f_0} 100\%. \quad (6.2)$$

По таблице 5.1 определяется число звеньев фильтра для получения необходимого затухания $\Delta L_{\text{з}}$ при рассчитанных значениях полосы пропускания $\Pi_{\text{п.р}}^{\%}$ и заграждения $\Pi_{\text{з.}}^{\%}$, а также затухание в полосе пропускания из-за потерь L_0 , из которого находится коэффициент передачи фильтра. Из таблицы 5.1 находится также соответствующее значение $\Pi_{\text{ПТЕОР}}^{\%}$, которое используется далее как исходное для расчета геометрических размеров резонаторов с помощью таблицы 5.2.

6.3. Используя формулы (5.1)...(5.3) определяется длина четвертьволнового отрезка области связи резонаторов

$$l = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}}, \quad (6.3)$$

где $\lambda_0 = \frac{v}{f_0}$;

$$\varepsilon_{\text{эф}} = \frac{1}{2} \left(\varepsilon_r + 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{\sqrt{1 + \frac{10h}{b}}} \right), \quad (6.4)$$

Таблица 5.2												
n=3						n=5						
$\Pi_{\text{теор, \%}}$	$b_1/h = b_4/h$	$b_2/h = b_3/h$	$S_1/h = S_4/h$	$S_2/h = S_3/h$	$b_1/h = b_6/h$	$b_2/h = b_5/h$	$b_3/h = b_4/h$	$S_1/h = S_6/h$	$S_2/h = S_5/h$	$S_3/h = S_4/h$	$\Pi_{\text{теор, \%}}$	
2.5	0.94	1.06	0.64	2.25	0.94	1.04	1.05	0.69	2.52	2.70	2.5	
5.0	0.92	1.12	0.38	1.60	0.91	1.10	1.11	0.43	1.84	2.10	5.0	
7.5	0.90	1.18	0.25	1.16	0.90	1.17	1.17	0.28	1.33	1.65	7.5	
10.0	0.87	1.24	0.17	0.87	0.88	1.24	1.24	0.20	0.98	1.29	10.0	
12.5	0.86	1.30	0.12	0.63	0.85	1.30	1.30	0.15	0.75	1.03	12.5	
15.0	0.84	1.35	0.10	0.47	0.83	1.37	1.37	0.13	0.59	0.82	15.0	
17.5	0.81	1.39	0.08	0.35	0.82	1.43	1.43	0.10	0.46	0.68	17.5	
20.0	0.79	1.44	0.06	0.27	0.81	1.46	1.46	0.08	0.35	0.56	20.0	
n=7												
$\Pi_{\text{теор, \%}}$	$b_1/h = b_8/h$	$b_2/h = b_7/h$	$b_3/h = b_6/h$	$b_4/h = b_5/h$	$S_1/h = S_8/h$	$S_2/h = S_7/h$	$S_3/h = S_6/h$	$S_4/h = S_5/h$	$\Pi_{\text{теор, \%}}$			
2.5	0.94	1.05	1.06	1.06	0.71	2.5	2.66	2.71	2.5			
5.0	0.92	1.09	1.10	1.11	0.43	1.85	2.16	2.21	5.0			
7.5	0.90	1.15	1.16	1.17	0.30	1.36	1.72	1.78	7.5			
10.0	0.88	1.20	1.23	1.24	0.22	1.01	1.36	1.42	10.0			
12.5	0.86	1.27	1.30	1.31	0.17	0.79	1.05	1.12	12.5			
15.0	0.85	1.32	1.36	1.38	0.13	0.61	0.85	0.91	15.0			
17.5	0.84	1.36	1.42	1.44	0.10	0.48	0.71	0.76	17.5			
20.0	0.82	1.39	1.48	1.49	0.08	0.37	0.60	0.63	20.0			

$$\frac{b}{h} \approx \frac{314}{\rho \sqrt{\varepsilon_r}} - 1. \quad (6.5)$$

Волновое сопротивление фильтра ρ целесообразно взять равным стандартному волновому (характеристическому) сопротивлению тракта СВЧ 50 Ом (если нет других соображений), тогда для поликоровой подложки ($\varepsilon_r=9.6$) относительная ширина $\frac{b}{h} \approx 1$, а $\varepsilon_{эф}=6,6$.

6.4. По графику рисунка 5.3 определяется относительная величина укорочения резонаторов $\frac{\Delta l}{h}$ при данном $\frac{b}{h}$. Абсолютная величина укорочения Δl для выбранной высоты подложки h

$$\Delta l = \left(\frac{\Delta l}{h}\right)h. \quad (6.6)$$

Длина отрезков связи после укорочения

$$l_0 = l - \Delta l. \quad (6.7)$$

2.5. По таблице 5.2 определяются относительные геометрические размеры резонаторов для относительной полосы пропускания $П_{ПТЕОР}^{\%}$ при заданном числе звеньев n :

$$\frac{b_1}{h} = \frac{b_{n+1}}{h}; \quad \frac{b_2}{h} = \frac{b_n}{h}; \quad \frac{b_3}{h} = \frac{b_{n-1}}{h} \quad \text{и так далее} \quad (6.8)$$

$$\frac{s_1}{h} = \frac{s_{n+1}}{h}; \quad \frac{s_2}{h} = \frac{s_n}{h}; \quad \frac{s_3}{h} = \frac{s_{n-1}}{h} \quad \text{и так далее} \quad (6.9)$$

Для выбранной толщины подложки h вычисляются размеры ширины отрезков линий и зазоров между ними:

$$b_1 = b_{n+1} = \left(\frac{b_1}{h}\right)h; \quad b_2 = b_n = \left(\frac{b_2}{h}\right)h; \quad b_3 = b_{n-1} = \left(\frac{b_3}{h}\right)h \quad \text{и так далее} \quad (6.10)$$

$$s_1 = s_{1+n} = \left(\frac{s_1}{h}\right)h; \quad s_2 = s_n = \left(\frac{s_2}{h}\right)h; \quad s_3 = s_{n-1} = \left(\frac{s_3}{h}\right)h \quad \text{и так далее} \quad (6.11)$$

Если фильтр располагается на одной подложке с другими резонирующими элементами (шлейфы, трансформаторы сопротивлений и тому подобное), то во избежание искажения АЧХ он должен быть удален от них на расстояние не менее $(5...8)h$. Нерезонирующие элементы и стенки корпуса платы могут располагаться на расстоянии $(3...4)h$ от фильтра. Экран на расстоянии не менее $(6...8)h$.

На входе и выходе фильтра для подключения генератора и нагрузки (выхода предыдущего каскада и входа следующего) включают отрезки линий с волновым сопротивлением 50 Ом.

Для сокращения продольного размера фильтра его полуволновые линии могут быть изогнуты так, чтобы четвертьволновые отрезки были связаны с другими линиями, расположенными параллельно. Несвязанные линии находятся на расстоянии $3h$ друг от друга.

6.1. Пример расчета фильтра сантиметрового диапазона

Исходные данные

Приемник спутникового телевизионного вещания принимает сигналы на частотах $f=10.7\ldots 12.75$ ГГц. В конверторе сигналы принимаемых частот преобразуются в промежуточные частоты.

В интервале частот $f=10.7\ldots 11.7$ ГГц сигналы с помощью гетеродина с частотой $f_r=9.75$ ГГц преобразуются в промежуточные $f_{пр}=0.95\ldots 1.95$ ГГц, а в интервале частот $f=11.7\ldots 12.75$ ГГц происходит преобразование на частоты $f_{пр}=1.1\ldots 2.15$ ГГц с использованием гетеродина с частотой $f_r=10.6$ ГГц. В фильтре необходимо подавление зеркального канала, отстоящего от средней частоты диапазона на $\Delta f_s = 2.2$ ГГц.

Таким образом:

- полоса пропускания фильтра $\Pi_{п}=f_{\max}-f_{\min}=2.05$ ГГц;
- полоса заграждения для зеркального канала $\Pi_3=4.4$ ГГц;
- затухание (подавление зеркального канала) в полосе заграждения $\Delta L_3=30$ дБ;
- средняя частота полосы пропускания $f_0=\sqrt{10.7 \cdot 12.75}=11.7$ ГГц;
- волновое сопротивление фильтра $\rho=50$ Ом.

Расчет

1. Рассчитывается относительная полоса пропускания реального фильтра с запасом

$$\Pi_{п.р}^{\%} = 1.2 \frac{\Pi_{п}}{f_0} 100\% = 1.2 \frac{2.05}{11.07} 100\% = 21\% .$$

2. Относительная полоса заграждения зеркального канала

$$\Pi_3^{\%} = 0.9 \frac{\Pi_3}{f_0} 100\% = 0.9 \frac{4.4}{11.07} 100\% = 33,8\%$$

Из таблицы 5.1 видно, что при рассчитанных значениях полосы пропускания $\Pi_{п.р}^{\%}$ и заграждения $\Pi_3^{\%}$, обеспечить затухание 30 дБ возможно семизвенным фильтром, у которого относительная полоса пропускания $\Pi_{п.р}^{\%}=20,9\%$ по уровню $\Delta L_{п}=3$ дБ, а полоса заграждения $\Pi_3^{\%}=31\%$. Этим значениям соответствует полоса пропускания идеального фильтра (без потерь) $\Pi_{п.теор}^{\%}=20\%$, которая является исходным параметром для определения геометрических размеров резонаторов по таблице 5.2.

Затухание в полосе пропускания фильтра из-за потерь $L_0=1.28$ дБ, а коэффициент передачи фильтра по мощности $K_p = (10^{L_0/10})^{-1} = 1/10^{0.128} = 0.75$.

3. Для определения длины четвертьволнового отрезка области связи резонаторов находятся

$$\lambda_0 = \frac{v}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{11.7 \cdot 10^9} = 25.64 \text{ мм}$$

— длина волны в свободном пространстве;

$$\frac{b}{h} \approx \frac{314}{\rho \sqrt{\varepsilon_r}} - 1 = \frac{314}{50 \sqrt{9.6}} - 1 \approx 1$$

– относительная ширина микрополосковой линии резонаторов на поликорой подложке ($\varepsilon_r=9.6$) при $\rho=50$ Ом;

$$\varepsilon_{\text{эф}} = \frac{1}{2} \left(\varepsilon_r + 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{\sqrt{1 + \frac{10h}{b}}} \right) = \frac{1}{2} \left(9.6 + 1 + \frac{9.6 - 1}{\sqrt{1 + 10}} \right) = 6.6$$

– эффективная диэлектрическая проницаемость.

Тогда длина четвертьволнового отрезка линии на подложке

$$l = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}} = \frac{25.64}{4 \cdot \sqrt{6.6}} = 2.495 \text{ мм.}$$

4. Относительная величина укорочения резонаторов по графику рисунка 5.3 при $\frac{b}{h} \approx 1$

$$\frac{\Delta l}{h} = 0.32.$$

Абсолютная величина укорочения Δl при высоте подложки $h=1$ мм будет

$$\Delta l = \left(\frac{\Delta l}{h} \right) h = 0.32 \text{ мм.}$$

Длины отрезков связи после укорочения

$$l_0 = l - \Delta l = 2.495 - 0.32 = 2.175 \text{ мм.}$$

5. По таблице 5.2 определяются относительные геометрические размеры резонаторов при $n=7$ и $\Pi_{\text{п.теор}}\% = 20\%$

$$\begin{aligned} \frac{b_1}{h} = \frac{b_8}{h} = 0.82; \quad \frac{b_2}{h} = \frac{b_7}{h} = 1.39; \quad \frac{b_3}{h} = \frac{b_6}{h} = 1.49; \quad \frac{b_4}{h} = \frac{b_5}{h} = 1.48; \\ \frac{s_1}{h} = \frac{s_8}{h} = 0.08; \quad \frac{s_2}{h} = \frac{s_7}{h} = 0.37; \quad \frac{s_3}{h} = \frac{s_6}{h} = 0.6; \quad \frac{s_4}{h} = \frac{s_5}{h} = 0.63. \end{aligned}$$

При высоте (толщине) подложки $h=1$ мм размеры ширины отрезков линий резонаторов и зазоров между ними будут:

$$\begin{aligned} b_1 = b_8 = 0.82 \text{ мм}; \quad b_2 = b_7 = 1.39 \text{ мм}; \quad b_3 = b_6 = 1.49 \text{ мм}; \quad b_4 = b_5 = 1.48 \text{ мм}; \\ s_1 = s_8 = 0.08 \text{ мм}; \quad s_2 = s_7 = 0.37 \text{ мм}; \quad s_3 = s_6 = 0.6 \text{ мм}; \quad s_4 = s_5 = 0.63 \text{ мм}. \end{aligned}$$

Эскиз семизвенного фильтра в увеличенном масштабе (4.5:1) представлен на рисунке 6.1. Входная и выходная линии могут выполнять функции трансформаторов полных сопротивлений, если это необходимо для согласования с внешними цепями. На рисунке 6.1 длины входной и выходной линии взяты равными $l_0 = 2.175$ мм, их ширина b_0 равна высоте подложки $h=1$ мм. Размеры фильтра:

$$l_{\Sigma} = 10l_0 = 10 \cdot 2.175 = 21.75 \text{ мм.}$$

$$\begin{aligned} b_{\Sigma} = 2b_0 + 2b_2 + 2b_3 + 2b_4 + 2s_1 + 2s_2 + 2s_3 + 2s_4 = 2 \cdot 1 + \\ + 2 \cdot 1.39 + 2 \cdot 1.49 + 2 \cdot 1.48 + 2 \cdot 0.08 + 2 \cdot 0.37 + 2 \cdot 0.6 + 2 \cdot 0.63 = 14.08 \text{ мм.} \end{aligned}$$

Разместить фильтр можно на подложке размером $24 \times 15 \text{ мм}^2$.

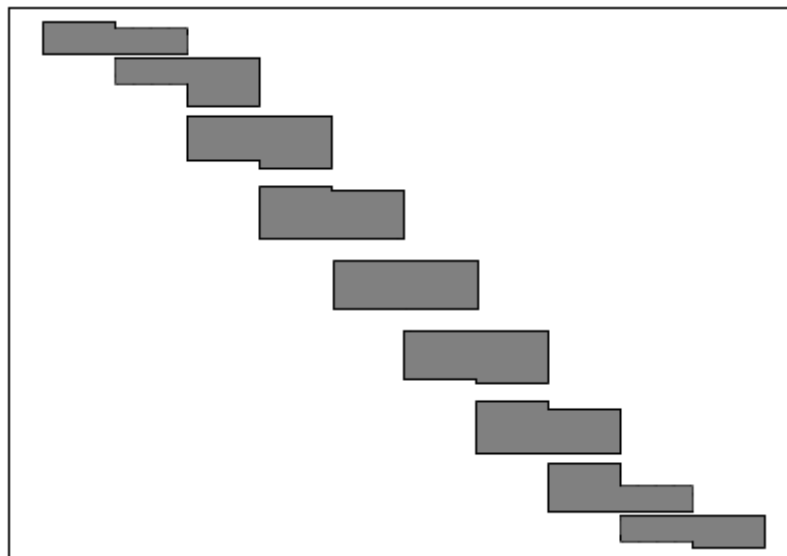


Рисунок 6.1 – Эскиз семизвенного фильтра

6.2. Пример расчета микрополоскового фильтра дециметрового диапазона

Исходные данные

Приемник системы ГЛОНАСС принимает сигналы в диапазоне частот

$$f = 1576 \dots 1625 \text{ МГц}; f_{cp} = \sqrt{f_n f_v} = 1597 \text{ МГц}.$$

Полоса пропускания на уровне -3 дБ $\Pi_{\Pi} = 60 \text{ МГц}$.

Полоса заграждения $\Pi_3 = 800 \text{ МГц}$, исходя из подавления зеркального канала по первой промежуточной частоте $f_{ПП1} = 200 \text{ МГц}$.

Затухание в полосе заграждения -50 дБ .

Волновое сопротивление фильтра $\rho = 50 \text{ Ом}$.

Расчет

1. Рассчитывается относительная полоса пропускания реального фильтра

$$\Pi_{\Pi.P}^{\%} = 1,2 \frac{\Pi_{\Pi}}{f_{cp}} 100\% = \frac{1,2 \cdot 60}{1597} 100\% = 4,5\% .$$

2. Относительная полоса заграждения зеркального канала

$$\Pi_3^{\%} = 0,9 \frac{\Pi_3}{f_{cp}} 100\% = \frac{0,9 \cdot 800}{1597} 100\% = 45\% .$$

Из таблицы 5.1 видно, что пятизвенный фильтр с реальной полосой пропускания $\Pi_{\Pi.P}^{\%} = 8,05\%$ по уровню $\Delta L_{\Pi} = 3 \text{ дБ}$ может обеспечить затухание $\Delta L_3 = 50 \text{ дБ}$ в полосе $\Pi_3^{\%} = 23\%$, т.е. с запасом по полосе пропускания и заграждения почти в 2 раза.

Этим значениям соответствует полоса пропускания идеального фильтра (без потерь) $\Pi_{П.ТЕОР}^{\%} = 7,5\%$, которая является исходным параметром для определения геометрических размеров резонаторов по таблице 5.2.

Затухание в полосе пропускания фильтра из-за потерь $L_0 = 2,08$ дБ. Эту величину при необходимости можно уменьшить до значения $L_0 = 1,32$ дБ, если расширить полосу пропускания реального фильтра до величины $\Pi_{П.Р}^{\%} = 13,9\%$ по уровню $\Delta L_{П} = 3$ дБ. При этом полоса заграждения будет $\Pi_3^{\%} = 40\%$ при $\Delta L_3 = 50$ дБ, что удовлетворяет исходным требованиям. Полоса пропускания идеального фильтра $\Pi_{П.ТЕОР}^{\%} = 12,5\%$.

3. Определяется длина четвертьволнового отрезка области связи резонаторов. Для этого вычисляются

$$\lambda_0 = \frac{v}{f_{cp}} = \frac{3 \cdot 10^8}{15,97 \cdot 10^8} = 18,8 \text{ см}$$

- длина волны в свободном пространстве;

$$\frac{b}{h} \approx \frac{314}{\rho \sqrt{\varepsilon_r}} - 1 = \frac{314}{50 \sqrt{9,6}} - 1 \cong 1$$

- относительная ширина микрополосковой линии;

$$\varepsilon_{эф} = \frac{1}{2} \left(\varepsilon_r + 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{\sqrt{1 + 10h/b}} \right) = 6,6$$

- эффективная диэлектрическая проницаемость.

В результате длина четвертьволнового отрезка линии на подложке

$$l = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \sqrt{\varepsilon_{эф}}} = \frac{18,2}{4 \sqrt{6,6}} = 18,28 \text{ мм.}$$

4. Относительная величина укорочения резонаторов из графика рисунка 5.3 при $\frac{b}{h} \approx 1$

$$\frac{\Delta l}{h} = 0,32.$$

Абсолютная величина укорочения Δl при высоте (толщине) подложки $h = 1$ мм будет $\Delta l = \left(\frac{\Delta l}{h} \right) h = 0,32$ мм. Длина отрезков связи после укорочения $l_0 = l - \Delta l = 18,28 - 0,32 \approx 18$ мм.

5. По таблице 5.2 определяются относительные геометрические размеры резонаторов при $n = 5$ и $\Pi_{П.ТЕОР}^{\%} = 12,5\%$:

$$\frac{b_1}{h} = \frac{b_6}{h} = 0,85; \quad \frac{b_2}{h} = \frac{b_5}{h} = 1,3; \quad \frac{b_3}{h} = \frac{b_4}{h} = 1,3;$$

$$\frac{S_1}{h} = \frac{S_6}{h} = 0,15; \quad \frac{S_2}{h} = \frac{S_5}{h} = 0,75; \quad \frac{S_3}{h} = \frac{S_4}{h} = 1,03.$$

При высоте (толщине) подложки $h=1$ мм размеры ширины отрезков линий резонаторов и зазоров между ними будут

$$b_1 = b_6 = 0,85 \text{ мм}; \quad b_2 = b_5 = 1,3 \text{ мм}; \quad b_3 = b_4 = 1,3 \text{ мм};$$

$$S_1 = S_6 = 0,15 \text{ мм}; \quad S_2 = S_5 = 0,75 \text{ мм}; \quad S_3 = S_4 = 1,03 \text{ мм}.$$

Эскиз пятизвенного фильтра (в увеличенном масштабе) представлен на рисунке 6.2. Для сокращения продольного размера фильтра его полуволновые линии изогнуты так, чтобы четвертьволновые отрезки были связаны с другими линиями, расположенными параллельно. Несвязанные линии находятся на расстоянии $3h$ друг от друга.

Размеры фильтра: $l_0 = 18$ мм.

$$\begin{aligned} b_{\Sigma} &= 4b_1 + 4b_2 + 4b_3 + 2S_1 + 2S_2 + 2S_3 + 5 \cdot 3h = \\ &= 4 \cdot 0,85 + 4 \cdot 1,3 + 4 \cdot 1,3 + 2 \cdot 0,15 + 2 \cdot 0,75 + 2 \cdot 1,03 + 15 = 32,66 \\ &\text{мм.} \end{aligned}$$

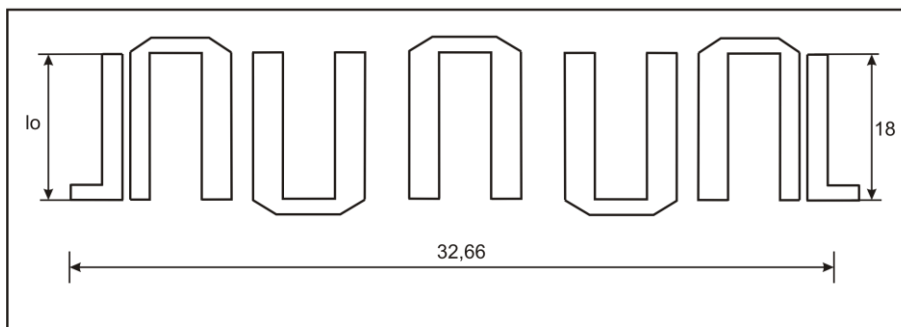


Рисунок 6.2. Эскиз пятизвенного фильтра

При выполнении такого фильтра по конфигурации рисунка 6.1, его размеры будут в два с лишним раза больше, чем у фильтра по рисунку 6.2.

7. Согласование в тракте СВЧ

7.1. Узкополосное согласование

На рисунках 1.2 и 1.3 представлены схемы каскадов усилителей, у которых входные и выходные сопротивления транзисторов согласованы с характеристическим (волновым) сопротивлением ρ_0 , не содержащем реактивных элементов. Согласование осуществляется отрезками микрополосковых линий l_1 , l_2 и $l_{ш1}$, $l_{ш2}$. Микрополосковая линия (МПЛ) состоит из узкой металлической полоски и заземляющей плоскости, разделенных слоем диэлектрической подложки (рисунок 7.1). При этом

шлейфы $l_{ш1}$ и $l_{ш2}$ компенсируют емкости входа и выхода транзистора, а четвертьволновые отрезки микроволновых линий l_1 и l_2 являются трансформаторами сопротивлений.

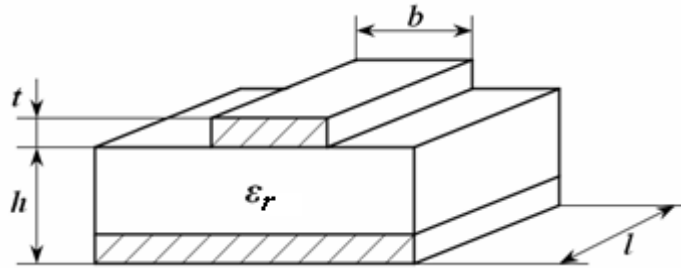


Рисунок 7.1 – Отрезок микрополосковой линии

Компенсация входной и выходной емкости транзистора X_{Ci} ($i=1,2$) короткозамкнутыми шлейфами $l_{ш1}$ и $l_{ш2}$ будет при условии:

$$X_{Ci} = \rho_0 t g \left(\frac{2\pi}{\Lambda} l_{ши} \right); \quad i = 1, 2. \quad (7.1)$$

Отсюда необходимая длина шлейфов

$$l_{ши} = \frac{\Lambda}{2\pi} \arctg \left(\frac{X_{Ci}}{\rho_0} \right); \quad i = 1, 2. \quad (7.2)$$

Здесь $X_{C1}=1/\omega_0 C_{вх}$; $X_{C2}=1/\omega_0 C_{вых}$ – соответственно сопротивления входной и выходной емкости транзистора на средней частоте диапазона f_0 ; $\Lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{эф}}}$ –

длина волны в микрополосковой линии; $\lambda_0=v/f_0$ – длина волны в свободном пространстве (в воздухе), соответствующая средней частоте диапазона; $v=3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в свободном пространстве;

$$\epsilon_{эф} \approx 0.5 \left(1 + \epsilon_r + \frac{\epsilon_r - 1}{\sqrt{1 + 10h/b}} \right) \quad (7.3)$$

– эффективная диэлектрическая проницаемость среды в линии; ϵ_r – диэлектрическая проницаемость подложки;

$$\frac{b}{h} \approx \frac{314}{\rho \sqrt{\epsilon_r}} - 1 \quad (7.4)$$

– относительная ширина полоски; h – высота подложки (смотри рисунок 7.1).

Более точные значения (по сравнению с (7.3) и (7.4)) $\epsilon_{эф}$ и ρ в зависимости от b/h для поликоровой подложки ($\epsilon_r=9.6$) приведены в таблице 7.1. При этом в диапазоне частот $f=0.3...5$ ГГц надо пользоваться графой $t/h=0.1$; в диапазоне частот $f=5...15$ ГГц – графой $t/h=0.01$; при $f>15$ ГГц – графой $t/h=0$.

Для выбранного значения волнового сопротивления ρ по формуле (7.4) или по таблице 7.1 определяется относительная ширина полоски b/h , затем при заданной высоте подложки h находится абсолютная ширина $b=(b/h)h$.

Следует иметь в виду ограничение $l_{min}>b$.

Трансформация активных входного $R_{вх}$ и выходного $R_{вых}$ сопротивлений транзистора для согласования с волновым сопротивлением тракта СВЧ ρ_0

осуществляется четвертьволновыми трансформаторами l_1 на входе и l_2 на выходе. Для этого волновые сопротивления отрезков МПЛ l_1 и l_2 должны быть равны:

$$\rho_{ex} = \sqrt{\rho_0 R_{ex}}; \quad \rho_{ex} = \sqrt{\rho_0 R_{ex}}. \quad (7.5)$$

Из-за технологических ограничений реализуемое значение ρ_{ex} и ρ_{ex} должно быть в пределах (20...100) Ом. Поэтому, если согласование с помощью одного отрезка МПЛ нереализуемо, то можно использовать двухступенчатый трансформатор сопротивлений из двух четвертьволновых отрезков МПЛ. Для этого выбирается легко реализуемое значение ρ_1 и рассчитывается необходимое характеристическое сопротивление

$$\rho_2 = \rho_1 \sqrt{\rho_0 / R_H}, \quad (7.6)$$

где $R_H = R_{ex}$ или $R_H = R_{ex}$.

Далее по формулам (7.3) и (7.4) или по таблице 7.1 для полученных значений ρ_1 и ρ_2 определяются значения $\epsilon_{эф}$ и b/h , которые определяют геометрические размеры отрезков МПЛ l_1 и l_2 :

$$l_i = \frac{\Lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_{эф}}}; \quad b_i = \left(\frac{b}{h} \right)_i h; \quad i = 1, 2. \quad (7.7)$$

Порядок расчета узкополосного согласования рассмотрим на примере схемы рисунка 1.3.

Пример

Согласовать входное сопротивление транзистора УРЧ с волновым сопротивлением тракта СВЧ.

Исходные данные

Диапазон усиливаемых частот $f = 1805 \dots 1880$ МГц; $f_0 = (f_H f_B)^{1/2} = 1842$ МГц.

Волновое сопротивление тракта $\rho_0 = 50$ Ом.

Входное сопротивление транзистора $Z_{ex} = R_{ex} + jX_C = 66 - j105$ Ом.

Расчет

1. Определяется относительная полоса согласования

$$\frac{\Pi}{f_0} = \frac{1880 - 1805}{1842} = 0.04.$$

Так как $\Pi/f_0 < 0.05$, то можно применить узкополосное согласование.

2. Определяется длина реактивного шлейфа

$$l_{ш1} = \frac{\Lambda}{2\pi} \arctg \left(\frac{X_C}{\rho_0} \right) = \frac{64.5^\circ}{360^\circ} \Lambda = 0.18 \Lambda.$$

Рассчитывается длина волны в МПЛ

$$\Lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{эф}}},$$

где $\lambda_0 = \frac{v}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{1.849 \cdot 10^9} = 16.3$ см.

Эффективную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_{эф}$ и относительную ширину шлейфа можно рассчитать по формулам (7.3) и (7.4). Если согласующие

отрезки МПЛ размещены на поликоровой подложке, то лучше воспользоваться таблицей 7.1.

Таблица 7.1

b/h	$\epsilon_r=9.6$					
	t/h=0		t/h=0.01		t/h=0.1	
	ρ	$\epsilon_{эф}$	ρ	$\epsilon_{эф}$	ρ	$\epsilon_{эф}$
0.10	109.03	5.82	106.80	5.67	97.88	5.11
0.15	98.46	5.88	96.90	5.76	89.96	5.26
0.20	90.96	5.93	89.77	5.83	84.08	5.38
0.25	85.16	5.97	84.20	5.88	79.36	5.47
0.30	80.42	6.01	79.63	5.94	75.42	5.55
0.45	70.01	6.09	72.47	6.03	69.11	5.68
0.60	62.57	6.22	62.22	6.18	59.89	5.89
0.70	58.66	6.28	58.39	6.24	56.36	5.97
0.80	55.31	6.34	55.09	6.31	53.31	6.05
0.90	52.38	6.40	52.20	6.37	50.63	6.13
1.00	49.79	6.45	49.64	6.42	48.23	6.19
1.50	40.19	6.69	40.13	6.68	39.25	6.49
2.00	33.87	6.90	33.84	6.89	30.24	6.73
2.50	29.33	7.08	29.32	7.07	28.89	6.94
3.00	25.90	7.23	25.89	7.23	25.57	7.11
3.50	23.20	7.37	23.19	7.37	22.95	7.26
4.00	21.02	7.49	21.01	7.48	20.83	7.40
4.50	19.22	7.60	19.21	7.59	19.08	7.51

Берется ближайшее к $\rho_0=50$ Ом значение 50.63 Ом при $t/h=0.1$; для него $\epsilon_{эф}=6.13$ и $b/h=0.9$. Тогда

$$\Lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} = \frac{16.3}{\sqrt{6.13}} = 6.6 \text{ см.}$$

Длина шлейфа

$$l_{ш1} = 0.18\Lambda = 1.19 \text{ см.}$$

Ширина полоски шлейфа при высоте подложки $h=1$ мм будет

$$b = \left(\frac{b}{h}\right)h = 0.9 \text{ мм.}$$

3. Вычисляется волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора l_1

$$\rho_{ex} = \sqrt{\rho_0 R_{ex}} = \sqrt{50 \cdot 66} = 57.4 \text{ Ом.}$$

Из таблицы 7.1 для поликоровой подложки при $\rho_{вх}=57.4$ Ом и $t/h=0.1$ ближайшие значения будут $\epsilon_{эф}=5.97$ и $b/h=0.7$. Отсюда длина четвертьволнового отрезка МПЛ

$$l_1 = \frac{\Lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}} = \frac{16.3}{4 \cdot \sqrt{5.97}} = 1.67 \text{ см.}$$

Ширина отрезка МПЛ l_1 при высоте подложки $h=1$ мм будет

$$b = \left(\frac{b}{h} \right) h = 0.7 \text{ мм.}$$

Аналогично рассчитывается согласование фильтра, а также выходного сопротивления транзистора с волновым сопротивлением тракта СВЧ.

7.2. Межкаскадное широкополосное согласование цепей с комплексными сопротивлениями

Универсальная методика согласования в тракте СВЧ разработана в работе [13]. Здесь рассматривается возможный порядок расчета характерных вариантов схем согласования по методике указанной работы. На рисунках 7.2...7.4 приведены наиболее простые согласующие цепи с $2n$ числом реактивных элементов, где n – четное. Генератором названа выходная цепь предыдущего каскада, нагрузкой – входная цепь следующего каскада. Нормированные параметры $\alpha_{iC} = \omega_0 C_i R_{\Gamma}$; $\alpha_{iL} = \omega_0 L_i / R_{\Gamma}$, где ω_0 – среднегеометрическая частота полосы согласования.

На рисунке 7.2 представлены исходные базовые схемы для емкостной и индуктивной реактивности генератора и нагрузки. Они дуальны. На рисунках 7.3 приведены обращенные схемы. Схемы рисунков 7.4 иллюстрируют возможные модификации базовых схем. В левых столбцах рисунков 7.2...7.4 представлены схемы, которые трансформируют действительные части комплексных сопротивлений генератора R_{Γ} в сторону его уменьшения (вниз) $K_{\downarrow} = R_H / R_{\Gamma} < 1$. В правых столбцах рисунков 7.2...7.4 приведены схемы, трансформирующие R_{Γ} в сторону увеличения (вверх) $K_{\uparrow} = R_H / R_{\Gamma} > 1$.

В соответствии с этими схемами при трансформации вниз комплексные сопротивления предыдущей цепи (генератора), например, фильтра или транзистора, целесообразно представлять в виде параллельного соединения активной и реактивной составляющих, а входного сопротивления следующей цепи (нагрузки) – последовательным соединением. При трансформации вверх – наоборот.

8. Методика расчета согласования

8.1. Задается максимально допустимый коэффициент отражения, например $|\Gamma_{\max}| = 0.1$.

8.2. Определяется требуемый коэффициент трансформации сопротивлений:

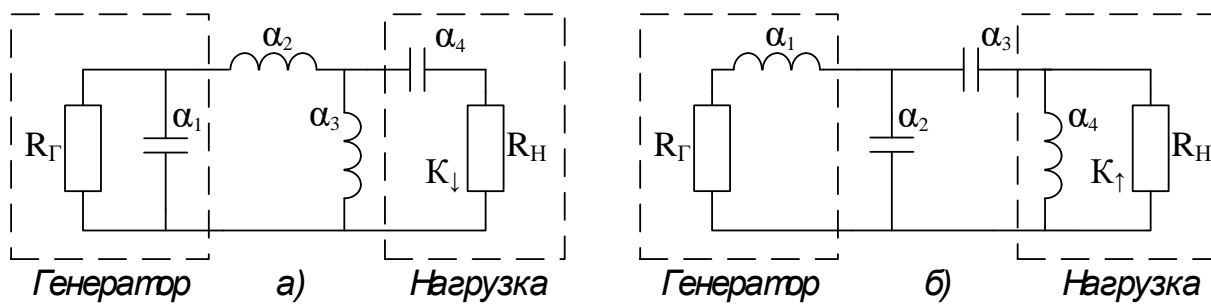


Рисунок 7.2 – Базовые схемы согласования

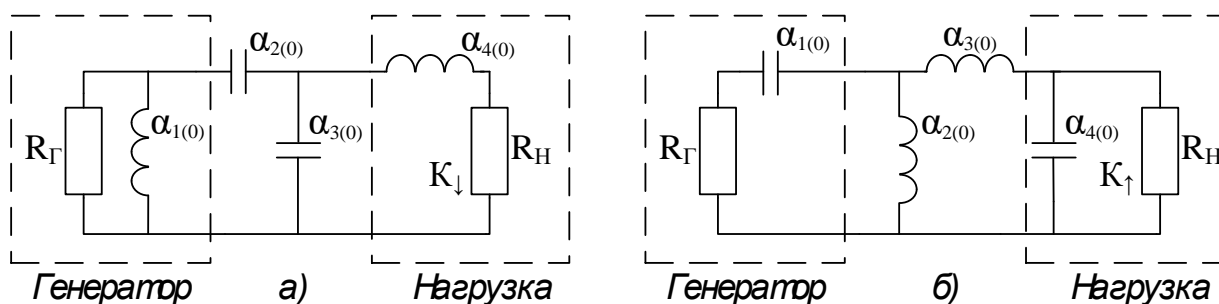


Рисунок 7.3 – Обращенные схемы согласования

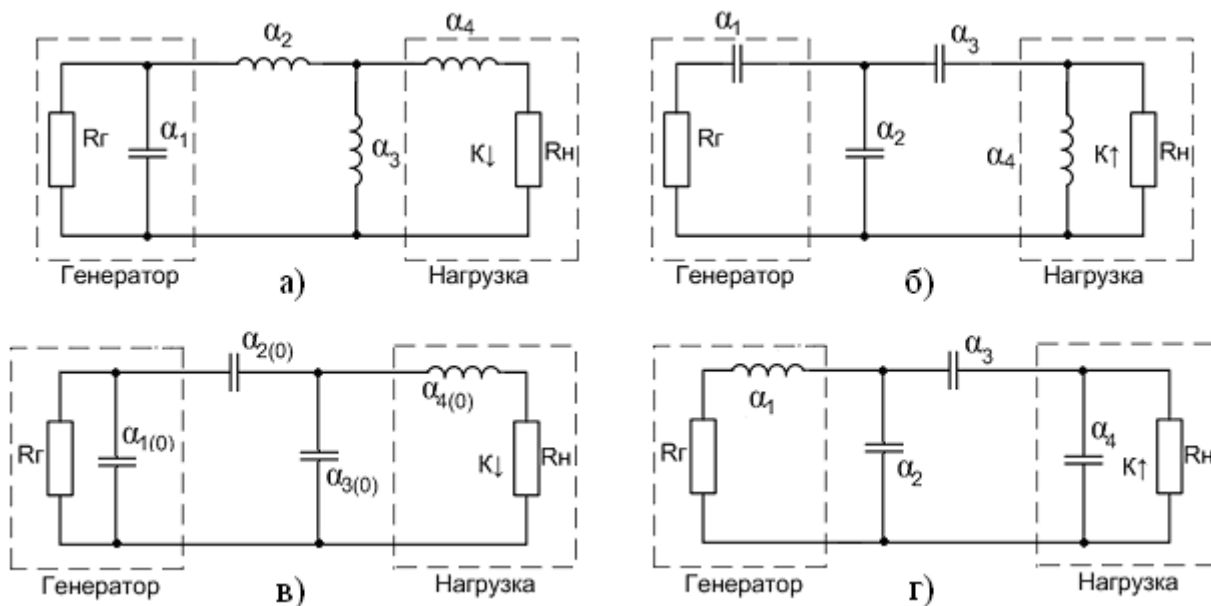


Рисунок 7.4 – Модифицированные схемы согласования

$$K = \frac{R_H}{R_\Gamma}, \quad (8.1)$$

где $K=K_\uparrow=1/K_\downarrow$ при трансформации вверх; $K=K_\downarrow=1/K_\uparrow$ при трансформации вниз. Если коэффициент трансформации сопротивлений K_\uparrow был выбран при расчете предыдущей цепи, например, фильтра (смотри п. 4.8), то берется выбранное значение и для него делается дальнейший расчет при $R_\Gamma=K_\uparrow R_H=R_H/K_\downarrow$, $K_\uparrow>1$.

8.3. По таблице 6.1 из [13] (здесь она представлена таблицей 8.1) при $n=2$ находятся предельные значения крайних элементов α_1 , α_4 и относительная полоса пропускания $1/\delta=\Delta f/f_0$.

Таблица 8.1

Значения параметров α_1 , α_4 и $1/\delta$ приведены соответственно в первой, второй и третьей строках.								
$n=2$								
К	Значения параметров базовых схем при $ \Gamma_{\max} $, равном:							
	0.02	0.05	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.7
1.5	0.466	0.449	0.401	0	—	—	—	—
	3.350	3.639	4.568	2.846	—	—	—	—
	0.619	1.049	1.751	1.414	—	—	—	—
2	0.647	0.649	0.646	0.590	0.361	—	—	—
	3.218	3.404	3.785	5.085	10.29	—	—	—
	0.446	0.725	1.088	1.895	4.337	—	—	—
3	0.869	0.889	0.920	0.965	0.968	0.004	—	—
	3.592	3.728	3.958	4.662	5.763	3.072	—	—
	0.332	0.529	0.764	1.158	1.619	965.4	—	—
4	1.019	1.049	1.099	1.193	1.269	1.181	0	—
	4.082	4.211	4.447	5.028	5.849	7.192	10.17	—
	0.283	0.448	0.639	0.937	1.232	1.625	2.397	—
5	1.136	1.173	1.236	1.363	1.487	1.589	1.618	—
	4.580	4.710	4.944	5.502	6.246	7.341	9.269	—
	0.254	0.401	0.569	0.820	1.053	1.327	1.748	—
8	1.386	1.437	1.528	1.716	1.926	2.153	2.386	2.458
	6.001	6.153	6.408	6.991	7.714	8.669	10.05	18.44
	0.208	0.328	0.461	0.651	0.813	0.979	1.185	2.227
10	1.508	1.566	1.667	1.887	2.134	2.414	2.726	3.247
	6.901	7.057	7.331	7.950	8.702	9.667	11.01	17.45
	0.191	0.301	0.422	0.593	0.733	0.873	1.037	1.717
15	1.740	1.181	1.934	2.205	2.521	2.891	3.335	4.487
	8.970	9.156	9.481	10.20	11.05	12.11	13.49	18.94
	0.165	0.260	0.363	0.507	0.621	0.729	0.848	1.243
25	2.056	2.142	2.294	2.634	3.034	3.518	4.120	5.944
	12.66	12.90	13.32	14.24	15.30	16.58	18.20	23.83
	0.140	0.220	0.306	0.425	0.516	0.599	0.686	0.938
50	2.535	2.645	2.839	3.277	3.801	4.444	5.267	7.954
	20.53	20.89	21.52	22.88	24.43	26.25	28.48	35.62
	0.114	0.178	0.248	0.341	0.412	0.424	0.537	0.701

8.4. Определяются вспомогательные коэффициенты:

$$g_1 = \frac{\sqrt{2}}{x}; \quad g_2 = \frac{x\sqrt{2}}{1+x^2}; \quad N = \frac{1}{1+g_1g_2\delta^2}. \quad (8.2)$$

Значение x при $n=2$ берется из таблицы п.4.1 из [13] (здесь она представлена таблицей 8.2 для чебышевского приближения).

Таблица 8.2

	Значения Γ_{\max}						
	0.02	0.05	0.10	0.20	0.30	0.40	0.50
Значения x при $n=2$	4.9501	3.0817	2.1213	1.4142	1.0800	0.8660	0.7071

8.5. Рассчитываются нормированные значения элементов цепи согласования для исходной схемы

$$\alpha_2 = Ng_2\delta; \quad \alpha_3 = \frac{N^2 g_2 \delta}{1 - N}. \quad (8.3)$$

Для обращенных схем

$$\alpha_{i(0)} = 1/\alpha_i, \quad i = 1, 2, 3, 4. \quad (8.4)$$

8.6. После разнормирования реальные величины элементов

$$C_i = \frac{\alpha_i}{\omega_0 R_\Gamma}; \quad L_i = \frac{\alpha_i R_\Gamma}{\omega_0}, \quad i = 1, 2, 3, 4. \quad (8.5)$$

Для обращенных схем в формулы (8.5) входят значения элементов $\alpha_{i(0)}$ из (8.4).

8.7. Рассчитанные значения C_i и L_i ($i=1,4$) сравниваются с C_Γ , L_Γ и C_H , L_H . Как правило, они отличаются, поэтому для реализации предельных полос согласования по таблице 6.1 из [13] необходимы дополнительные емкости и индуктивности. Например, если в схеме рисунка 7.2(а) рассчитанное значение емкости C_1 больше C_Γ , а C_4 меньше C_H , то дополнительные элементы будут определяться выражениями

$$C_{1\text{доп}} = C_1 - C_\Gamma; \quad C_{4\text{доп}} = \frac{C_H C_4}{C_H - C_4}. \quad (8.6)$$

Тогда окончательная схема согласования, соответствующая рисунку 7.2(а) примет вид, приведенный на рисунке 8.1.

Заметим, что при узких полосах частот согласования, меньших предельных, определенных по таблице 6.1 из [13], требования к величинам элементов C_1 , L_1 и C_4 , L_4 значительно ослаблены. Поэтому необходимости в дополнительных элементах может и не быть, что часто наблюдается в реальных схемах.

В тех случаях, когда нет реактивных элементов в генераторе или нагрузке, например, при согласовании входа и/или выхода транзистора с характеристическим сопротивлением тракта СВЧ (ρ_0), согласующая цепь будет содержать только рассчитанные элементы C_i , L_i ($i=1,4$).

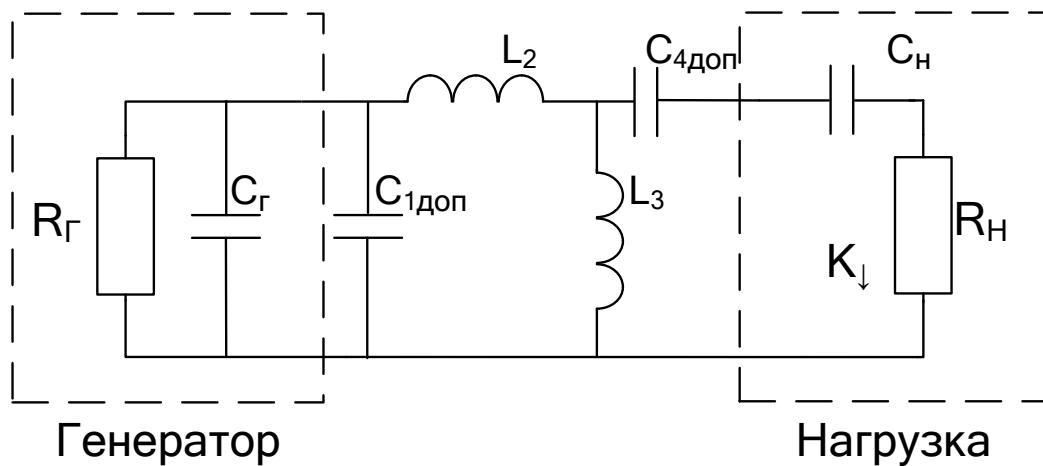


Рисунок 8.1 – Схема согласования с дополнительными элементами

8.8. Определяются максимальные потери при отражении

$$L_{\text{отр}} = 10 \lg \left(\frac{1}{1 - |\Gamma_{\text{max}}|^2} \right). \quad (8.7)$$

8.1. Пример расчета согласования выхода фильтра со входом УРЧ

Исходные данные

Диапазон частот $f=935 \dots 960$ МГц.

Средняя частота полосы пропускания $f_0=947.5$ МГц.

Активная составляющая входного сопротивления транзистора УРЧ $R_{\text{вх}}=R_{\text{H}}=126$ Ом.

Емкость входа транзистора УРЧ $C_{\text{вх}}=C_4=1.12$ пФ.

Активная составляющая выходного сопротивления фильтра $R_{\text{вых}}=R_{\Gamma}=50 \cdot R_{\text{H}}=6300$ Ом.

Емкость выхода фильтра $C_{\text{вых}}=C_1=0.03$ пФ.

Согласование выполняется по схеме рисунка 7.2(а) с трансформацией вниз.

Расчет

1. Задается максимальный коэффициент отражения $|\Gamma_{\text{max}}|=0.1$.
2. Коэффициент трансформации $K_{\uparrow}=1/K_{\downarrow}=R_{\Gamma}/R_{\text{H}}=50$ был выбран при расчете $G_{\text{вых}}$ фильтра (п. 4.8) из условия согласования выхода фильтра со входом УРЧ. При этом $R_{\Gamma}=K_{\uparrow}R_{\text{H}}=50 \cdot 126=6300$ Ом.
3. По таблице 8.1 находятся предельные значения α_1 , α_4 и $1/\delta$ при $n=2$; $|\Gamma_{\text{max}}|=0.1$ и $K=50$:

$$\alpha_1 = 2.839; \quad \alpha_4 = 21.52; \quad 1/\delta = 0.248; \quad \delta = 4.03.$$

4. Вычисляются вспомогательные коэффициенты

$$g_1 = \frac{\sqrt{2}}{x} = \frac{\sqrt{2}}{2.1213} = 0.67; \quad g_2 = \frac{x\sqrt{2}}{1+x^2} = \frac{2.1213 \cdot \sqrt{2}}{1+(2.1213)^2} = 0.55;$$

$$N = \frac{1}{1 + g_1 g_2 \delta^2} = \frac{1}{1 + 0.67 \cdot 0.55 \cdot (4.03)^2} = 0.14.$$

Здесь $x=2.1213$ взято из таблицы 8.2 при $n=2$ для чебышевского приближения.

5. Рассчитываются нормированные значения

$$\alpha_2 = N g_2 \delta = 0.14 \cdot 0.55 \cdot 4.03 = 0.31;$$

$$\alpha_3 = \frac{N^2 g_2 \delta}{1 - N} = \frac{(0.14)^2 \cdot 0.55 \cdot 4.03}{1 - 0.14} = 0.05.$$

6. Разнормированные значения реальных элементов

$$C_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0 R_\Gamma} = \frac{2.839}{2\pi \cdot 947.5 \cdot 10^6 \cdot 6250} = 0.076 \text{ нФ};$$

$$L_2 = \frac{\alpha_2 R_\Gamma}{\omega_0} = \frac{0.31 \cdot 6250}{2\pi \cdot 947.5 \cdot 10^6} = 0.33 \text{ мкГн};$$

$$L_3 = \frac{\alpha_3 R_\Gamma}{\omega_0} = \frac{0.05 \cdot 6250}{2\pi \cdot 947.5 \cdot 10^6} = 0.05 \text{ мкГн};$$

$$C_4 = \frac{\alpha_4}{\omega_0 R_\Gamma} = \frac{21.52}{2\pi \cdot 947.5 \cdot 10^6 \cdot 6250} = 0.58 \text{ нФ}.$$

7. Определяются дополнительные величины

$$C_{1\text{доп}} = C_1 - C_\Gamma = 0.076 - 0.04 = 0.036 \text{ нФ};$$

$$C_{4\text{доп}} = \frac{C_H C_4}{C_H - C_4} = \frac{1.12 \cdot 0.58}{1.12 - 0.58} = 1.2 \text{ нФ}.$$

Здесь $C_\Gamma = C_{\text{вых}} = 0.04$ пФ; $C_H = C_{\text{вх}} = 1.12$ пФ.

8. Окончательная схема согласования приведена на рисунке 8.1. Заметим, что при реальных полосах согласования более узких, чем предельные, требования к реактивным составляющим сопротивлений генератора и нагрузки значительно ослаблены [13], поэтому дополнительные элементы $C_{1\text{доп}}$ и $C_{4\text{доп}}$ можно не ставить.

9. Максимальные потери при отражении

$$L_{\text{отр}} = 10 \lg \left(\frac{1}{1 - |\Gamma_{\text{max}}|^2} \right) = 10 \lg \left(\frac{1}{1 - 0.01} \right) = 0.04 \text{ дБ}.$$

8.2. Пример расчета согласования выхода УРЧ с характеристическим сопротивлением тракта СВЧ

Исходные данные

Диапазон частот $f=10.7 \dots 12.75$ ГГц.

Средняя частота полосы пропускания $f_0=11.7$ ГГц.

Характеристическое сопротивление тракта $\rho_0=50$ Ом.

Выходное сопротивление УРЧ $Z_{\text{вых}}=Z_\Gamma=R_\Gamma+j\omega_0 L_\Gamma=4.4+j5.3$ Ом.

Выходное сопротивление $Z_{\text{вых}}=Z_{\Gamma}=R_{\Gamma}+j\omega_0 L_{\Gamma}$ интерпретируется в виде последовательного соединения $R_{\Gamma}=4.4$ Ом и индуктивности $L_{\Gamma}=5.3/\omega_0=0.072$ нГн ($\omega_0=2\pi f_0=2\pi \cdot 11.7 \cdot 10^9=73.5 \cdot 10^9$ p/c).

Поскольку относительная полоса пропускания (в %)

$$\frac{\Delta f}{f_0} 100\% = \frac{12.75 - 10.7}{11.7} 100\% = 17.5\%$$

больше 5%, то необходимо применить широкополосное согласование.

Согласование выполняется по схеме рисунка 7.2(б) с трансформацией сопротивления генератора R_{Γ} вверх. При этом $R_H=r_0$ не содержит реактивных элементов (рисунок 8.2).

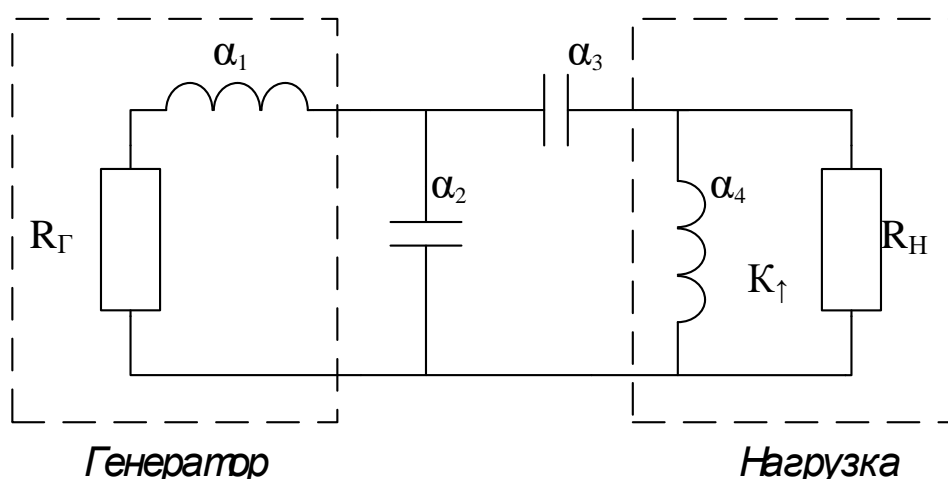


Рисунок 8.2 – Схема согласования с трансформацией R_{Γ} вверх

Расчет

1. Задается максимально допустимый коэффициент отражения $|\Gamma_{\max}|=0.1$.
2. Определяется требуемый коэффициент трансформации сопротивлений:

$$K_{\uparrow} = \frac{R_H}{R_{\Gamma}} = \frac{50}{4.4} = 11.36.$$

Берется ближайшее значение $K_{\uparrow}=10$ в соответствии с таблицей 8.1.

3. По таблице 8.1 при $n=2$, $|\Gamma_{\max}|=0.1$, $K_{\uparrow}=10$ находятся предельные значения крайних элементов α_1 , α_4 и относительная полоса согласования $1/\delta=\Delta f/f_0$:

$$\alpha_1 = 1.667; \quad \alpha_4 = 7.331; \quad 1/\delta = 0.412; \quad \delta = 2.43.$$

4. Определяются вспомогательные коэффициенты:

$$g_1 = \frac{\sqrt{2}}{x} = \frac{\sqrt{2}}{2.1213} = 0.67; \quad g_2 = \frac{x\sqrt{2}}{1+x^2} = \frac{2.1213 \cdot \sqrt{2}}{1+(2.1213)^2} = 0.55;$$

$$N = \frac{1}{1+g_1 g_2 \delta^2} = \frac{1}{1+0.67 \cdot 0.55 \cdot (2.43)^2} = 0.31.$$

Здесь $x=2.1213$ взято из таблицы 8.2 при $n=2$ для чебышевского приближения.

5. Рассчитываются нормированные значения

$$\alpha_2 = Ng_2\delta = 0.31 \cdot 0.55 \cdot 2.43 = 0.41;$$

$$\alpha_3 = \frac{N^2 g_2 \delta}{1 - N} = \frac{(0.31)^2 \cdot 0.55 \cdot 2.43}{1 - 0.31} = 0.186.$$

6. Разнормированные значения реальных элементов

$$L_1 = \frac{\alpha_1 R_\Gamma}{\omega_0} = \frac{1.667 \cdot 4.4}{73.5 \cdot 10^9} = 0.1 \text{ нГн};$$

$$C_2 = \frac{\alpha_2}{\omega_0 R_\Gamma} = \frac{0.41}{73.5 \cdot 10^9 \cdot 4.4} = 1.26 \text{ пФ};$$

$$C_3 = \frac{\alpha_3}{\omega_0 R_\Gamma} = \frac{0.186}{73.5 \cdot 10^9 \cdot 4.4} = 0.6 \text{ пФ};$$

$$L_4 = \frac{\alpha_4 R_\Gamma}{\omega_0} = \frac{7.331 \cdot 4.4}{73.5 \cdot 10^9} = 0.44 \text{ нГн}.$$

Эти значения будут определять величины реактивных элементов схемы рисунка 8.2. Дополнительную индуктивность $L_{\text{доп}} = L_1 - L_\Gamma = 0.1 - 0.072 = 0.027 \text{ нГн}$ можно не ставить, поскольку при реальной полосе согласования в 2 раза уже предельной, требования к реактивным составляющим сопротивления генератора и нагрузки значительно ослаблены [13].

7. Максимальные потери при отражении

$$L_{\text{отр}} = 10 \lg \left(\frac{1}{1 - |\Gamma_{\text{max}}|^2} \right) = 10 \lg \left(\frac{1}{1 - 0.01} \right) = 0.04 \text{ дБ}.$$

Часть II. ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ ПРЕСЕЛЕКТОРЫ

9. Расчет полосы пропускания преселектора

Ширина полосы пропускания преселектора складывается из ширины спектра сигнала и запаса полосы с учетом нестабильности частоты и неточности сопряжения настроек контуров преселектора и гетеродина:

$$П = П_C + 2\Delta_{\max}, \quad (9.1)$$

где $П_C$ - ширина спектра частот принимаемого сигнала. При амплитудной модуляции (АМ):

$$П_C = 2F_B, \quad (9.2)$$

где F_B - верхняя частота модуляции.

При частотной модуляции (ЧМ):

$$П_C = 2F_B (1 + \psi_m + \sqrt{\psi_m}), \quad (9.3)$$

где $\psi_m = \Delta f_{\max} / F_B$ - индекс модуляции;

Δf_{\max} - максимальная девиация частоты.

В радиовещательных передатчиках принято $\psi_m = 5$. В средствах связи с подвижными объектами (ССПО) в диапазоне метровых волн используется девиация $\Delta f_{\max} = 5$ кГц и 3 кГц при $F_B = 3400$ Гц.

Другие виды модуляции (манипуляции), такие как относительная фазовая, квадратурная фазовая, квадратурная амплитудная манипуляция используют обычно в средствах связи дециметрового и сантиметрового диапазонов, где радиоприемные устройства строятся с неперестраиваемыми преселекторами, которые были рассмотрены в первой части данного учебного пособия.

В выражении (9.1) общий максимальный уход частоты настройки приемника

$$\Delta_{\max} = \sqrt{(\delta_C f_C)^2 + (\delta_{\Gamma} f_{\Gamma})^2 + (\delta_K f_C)^2 + \Delta_{\text{СОПР}}^2}, \quad (9.4)$$

где f_C - частота принимаемого сигнала (берется максимальная для рассчитываемого поддиапазона);

$f_{\Gamma} = f_C + f_{\text{ГПР}}$ - частота первого гетеродина приемника (при верхней настройке гетеродина);

δ_C - относительная нестабильность частоты принимаемого сигнала (обычно она не хуже $10^{-5} \dots 10^{-6}$);

δ_{Γ} - относительная нестабильность частоты первого гетеродина.

При предварительном расчете можно принять:

- для отдельного нестабилизированного гетеродина $\delta_{\Gamma} = 10^{-3}$;

- для отдельного гетеродина с параметрической стабилизацией $\delta_{\Gamma} = 10^{-4}$ (такая стабилизация используется при плавной перестройке частоты гетеродинов);

- для гетеродина с кварцевой стабилизацией без термостата $\delta_{\Gamma} = 10^{-5}$; с термостатом $\delta_{\Gamma} = 10^{-6} \dots 10^{-8}$;

- относительная нестабильность частоты колебательных контуров $\delta_K = 5 \cdot 10^{-4} \dots 10^{-5}$.

Неточность сопряжения настроек контуров преселектора и гетеродина:

$$\Delta_{\text{СОПР}} = 3 \cdot 10^{-3} (k_{\partial} - 1) f_{\text{СР}}, \quad (9.5)$$

где $k_{\partial} = f_B / f_H$ - коэффициент перекрытия по частоте рассчитываемого поддиапазона с запасом на перекрытие;

$f_{\text{СР}} = \sqrt{f_B \cdot f_H}$; $f_B = (1,02 \dots 1,03) f'_B$; $f_H = (0,97 \dots 0,98) f'_H$. Здесь f'_B и f'_H - соответственно верхняя и нижняя границы рассчитываемого поддиапазона.

Заметим, что неточность сопряжения $\Delta_{\text{СОПР}}$ следует учитывать в (9.4) только при плавных перестройках гетеродина.

Доплеровское смещение частоты передаваемого сигнала в подвижных объектах учитывается на сверхзвуковых скоростях.

В радиовещательных приемниках предполагается подстройка в процессе работы, поэтому при АМ берут:

$$П = П_{\text{С}} = 2F_B, \text{ если } \Delta_{\text{max}} \leq F_B;$$

$$П = 2\Delta_{\text{max}}, \text{ если } \Delta_{\text{max}} > F_B.$$

10. Расчет числа контуров преселектора и эквивалентной добротности

В приемниках звукового вещания в диапазонах длинных и средних волн (НЧ и СЧ) число контуров преселектора N и эквивалентная добротность Q_{∂} определяется исходя из требуемой избирательности по зеркальному каналу (на высшей частоте поддиапазона) и допустимой неравномерности усиления (на нижней частоте поддиапазона). Методом последовательных проб число контуров и эквивалентная добротность выбирается так, чтобы выполнялись неравенства:

$$Q_{\partial_{\text{ЗК}}} < Q_{\partial} < Q_{\partial_{\sigma}}, \quad (10.1)$$

где

$$Q_{\partial_{\sigma}} = \frac{1}{y_{\sigma}} \sqrt{\sigma^{2/N} - 1} \quad (10.2)$$

- эквивалентная добротность контуров преселектора, найденная исходя из допустимой неравномерности σ в полосе пропускания преселектора;

$y_{\sigma} = П / f_H$ - относительная расстройка на нижнем конце поддиапазона;

σ - неравномерность в полосе пропускания преселектора в относительных единицах (в раз).

Исходя из избирательности по зеркальному каналу ($Se_{зк}$) эквивалентная добротность рассчитывается по формуле:

$$Q_{э зк} = \frac{1}{y_{зк}} \sqrt[N]{Se_{зк} (раз)}, \quad (10.3)$$

где

$$y_{зк} = \left| \frac{f_{зк}}{f_B} - \frac{f_B}{f_{зк}} \right| \quad (10.4)$$

- относительная расстройка зеркального канала.

В (10.4) $f_{зк} = f_B + 2f_{пп}$ - частота первого зеркального канала при верхней настройке гетеродина. $f_{пп}$ - промежуточная частота для радиовещательных приемников определена ГОСТом, стандартное значение в диапазонах ДСКВ $f_{пп} = 465$ кГц, для УКВ $f_{пп} = 10,7$ МГц.

В диапазонах декаметровых волн (КВ, ВЧ) и метровых волн (УКВ, ОВЧ) число контуров преселектора и эквивалентная добротность определяется заданной избирательностью по зеркальному каналу. Расчет ведется по формуле (10.3).

Полученное в результате расчетов значение $Q_{э}$ сравнивается с конструктивно реализуемой добротностью Q_K . Реально-выполнимые контуры имеют конструктивную добротность в диапазоне низких частот (ДВ) $Q_K = 20...50$, в диапазоне средних частот (СВ) $Q_K = 50...120$, в диапазоне высоких частот (КВ) и очень высоких частот (УКВ) $Q_K = 120...200$. Меньшие значения Q_K относятся к низкочастотной части соответствующего диапазона, большие – к высокочастотной. Эквивалентные добротности не должны превышать значения $Q_{э} = (0,45...0,85)Q_K$. Уточняется при электрическом расчете входной цепи.

Расчет числа контуров и эквивалентной добротности рассмотрим на примерах.

Пример 1

Исходные данные

Диапазон частот $f = 525...1605$ кГц.

Избирательность по зеркальному каналу $Se_{зк} = 50$ дБ (315 раз).

Полоса пропускания преселектора $\Pi = 12$ кГц.

Неравномерность в полосе пропускания преселектора $\sigma = 3,5$ дБ (1,5 раз).

Промежуточная частота $f_{пп} = 465$ кГц.

Расчет

1. Берется $N = 1$, рассчитываются

$$Q_{э\sigma} = \frac{1}{y_{\sigma}} \sqrt{\sigma^{2/N} - 1} = \frac{1}{0,023} \sqrt{1,5^2 - 1} = 49;$$

$$Q_{\Sigma \text{ } 3K} = \frac{1}{y_{3K}} \sqrt[N]{Se_{3K}} = \frac{1}{0,93} 315 = 340.$$

Отсюда видно, что при $N = 1$ для обеспечения заданной избирательности по зеркальному каналу требуется добротность контура, гораздо большая, чем допустимая из неравномерности в полосе и конструктивно реализуемая.

2. Задаётся $N = 2$, определяются

$$Q_{\Sigma \sigma} = \frac{1}{y_{\sigma}} \sqrt{\sigma^{2/N} - 1} = \frac{1}{0,023} \sqrt{1,5 - 1} = 31;$$

$$Q_{\Sigma \text{ } 3K} = \frac{1}{y_{3K}} \sqrt[N]{Se_{3K}} = \frac{1}{0,93} \sqrt{315} = 19.$$

При $N = 2$ можно обеспечить заданную избирательность по зеркальному каналу и необходимую равномерность в полосе пропускания, если выбрать Q_{Σ} в пределах $19 < Q_{\Sigma} < 31$.

Учитывая производственный разброс $\pm 5\%$, можно взять $Q_{\Sigma} = 25$, тогда избирательность по зеркальному каналу будет обеспечиваться с запасом:

$$Se_{3K} = \left(Q_{\Sigma} \left| \frac{f_{3K}}{f_{\sigma}} - \frac{f_{\sigma}}{f_{3K}} \right| \right)^N = \left(25 \left| \frac{2535}{1605} - \frac{1605}{2535} \right| \right) = 540 \text{ раз};$$

$$Se_{3K} (\text{дБ}) = 20 \lg Se_{3K} = 55 \text{ дБ}.$$

При такой эквивалентной добротности контуров неравномерность в полосе пропускания преселектора

$$\sigma = \left[\sqrt{1 + (y_{\sigma} Q_{\Sigma})^2} \right]^N = 1 + (0,023 \cdot 25) = 1,33 \text{ раз } (\approx 2,5 \text{ дБ}).$$

Далее необходимо задаться конструктивной добротностью Q_K реально-выполнимой величины.

В данном примере в преселекторе необходимо два контура. При этом возможно два варианта выполнения преселектора. В первом варианте используется одноконтурная входная цепь и одноконтурный резонансный усилитель радиочастоты, во втором варианте – входная цепь это двухконтурный полосовой фильтр без УРЧ, или апериодический (не резонансный) УРЧ при необходимости обеспечить дополнительное усиление перед смесителем для улучшения реальной чувствительности приемника.

Пример 2

Исходные данные

Диапазон частот $f = 170 \dots 180$ МГц.

Избирательность по первому зеркальному каналу $Se_{3K} = 80$ дБ (10^4 раз).

Полоса пропускания линейного тракта приёмника $P = 25$ кГц.

Неравномерность в полосе пропускания преселектора $\sigma \leq 0,1$ дБ.

Первая промежуточная частота $f_{np1} = 25$ МГц.

Расчет

1. Берется $N = 1$, рассчитывается

$$Q_{\Sigma} = \frac{1}{y_{3K}} \sqrt[N]{Se_{3K}} = 2 \cdot 10^4,$$

$$\text{здесь } y_{3K} = \left| \frac{f_{3K}}{f_{\theta}} - \frac{f_{\theta}}{f_{3K}} \right| = \left| \frac{180 + 50}{180} - \frac{180}{180 + 50} \right| = \frac{1}{2}.$$

При $N = 1$ для обеспечения требуемой избирательности по первому зеркальному каналу необходима нереализуемая эквивалентная добротность $Q_{\Sigma} = 2 \cdot 10^4$.

2. Берется $N = 2$, определяется

$$Q_{\Sigma} = \frac{\sqrt[N]{Se_{3K}}}{y_{3K}} = 2 \cdot \sqrt{10^4} = 200.$$

При этом конструктивная добротность должна быть в 1,5-2 раза больше, то есть $Q_{\Sigma} \approx 300 - 400$, что нереализуемо.

3. Берется $N = 3$, определяется

$$Q_{\Sigma} = 2 \sqrt[3]{10^4} \approx 43.$$

Это минимальное значение Q_{Σ} , необходимое для обеспечения избирательности по первому зеркальному каналу. Чтобы иметь запас избирательности по зеркальному каналу эквивалентную добротность Q_{Σ} можно увеличить до значения $(0,45 \dots 0,85) Q_K$. Верхний предел Q_K ограничен возможностями реализации. В данном примере можно взять $Q_{\Sigma} = 50 \dots 150$.

При $Q_{\Sigma} = 100$ неравномерность в полосе пропускания $\Pi = 25$ кГц на нижней частоте диапазона будет

$$\sigma = 20 \lg \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\Pi \cdot Q_{\Sigma}}{f_H} \right)^2} \right]^N = 20 \lg \left[\sqrt{1 + \left(\frac{25 \cdot 10^3 \cdot 100}{170} \right)^2} \right]^3 \approx 2,8 \cdot 10^{-3} \text{ дБ.}$$

Если неравномерность в полосе пропускания преселектора не превышает значения $(0,1 \dots 0,2)$ дБ, то в дальнейших расчетах ее можно не учитывать.

При $N = 3$ возможны варианты построения преселекторов.

1. Одноконтурная ВЦ и два одноконтурных резонансных УРЧ. В этом варианте достигается наибольшая реальная чувствительность по отношению к внутренним шумам приемника.

2. Двухконтурная ВЦ и одноконтурный резонансный УРЧ. В этом случае будут меньше искажения из-за перекрестной и взаимной модуляции помех, то есть лучше реальная многосигнальная избирательность.

3. Одноконтурная входная цепь и резонансный УРЧ с двухконтурным полосовым фильтром. Этот вариант является компромиссным между двумя первыми.

11. Расчет элементов колебательного контура преселектора диапазонов длинных, средних и коротких волн

В радиоприемных устройствах умеренно высоких частот в преселекторах с переключением частотных поддиапазонов находят применение две разновидности схем колебательных контуров (рисунок 11.1 и 11.2). На этих рисунках слева приведены схемы контуров преселекторов, справа – схемы контуров гетеродинов. Контур по схеме рисунка 11.1 используются на нерастянутых поддиапазонах (например, ДВ и СВ), т.е. с коэффициентом перекрытия по частоте $k_{\partial} \geq 1,5$. Контур по схеме рисунка 11.2 используются на растянутых и полурастянутых поддиапазонах (например, КВ), т.е. с коэффициентом частотного перекрытия $k_{\partial} < 1,5$. В этих контурах элемент настройки C_K , конденсатор переменной емкости или варикап (варикапная матрица), один и тот же для всех поддиапазонов. Он выбирается так, чтобы перекрывать самый протяженный по частоте поддиапазон приемника. При переключении поддиапазонов изменяются индуктивность контура и добавочные конденсаторы.

Добавочные конденсаторы ограничивают пределы изменения настроенной емкости C_K , для обеспечения заданного перекрытия соответствующего частотного поддиапазона. Для каждого поддиапазона они разные, также как и индуктивности.

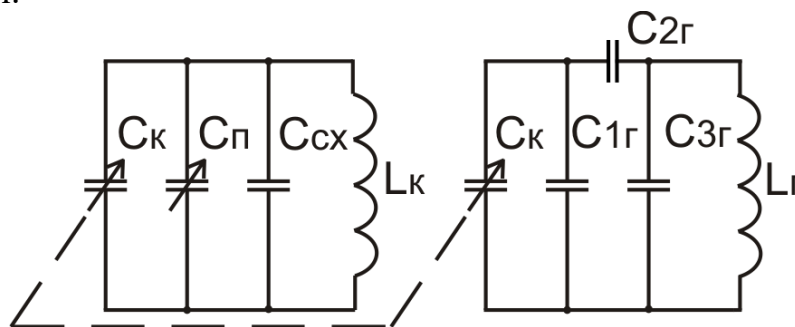


Рисунок 11.1- Схемы контуров преселектора нерастянутого поддиапазона ($k_{\partial} \geq 1,5$) и гетеродина

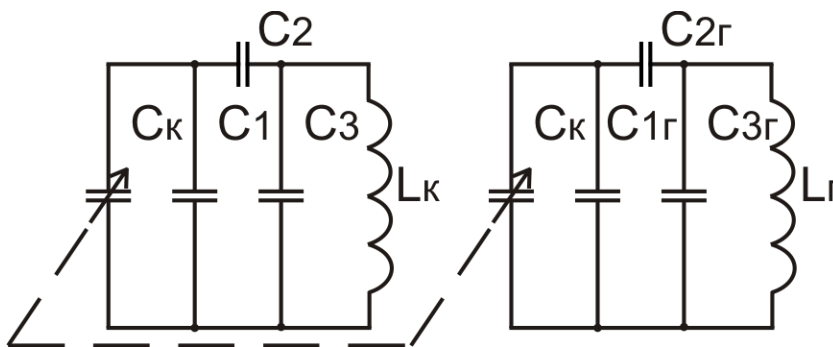


Рисунок 11.2.- Схемы контуров преселектора растянутого поддиапазона ($k_{\partial} < 1,5$) и гетеродина

11.1. Методика расчета элементов контура преселектора нерастянутого поддиапазона

Контур преселектора выполняется по схеме рисунка 11.1 (левая часть).

11.1.1. Определяется коэффициент перекрытия самого протяженного по частоте поддиапазона приемника с учетом (2...3)% запаса:

$$k_{\partial \text{ max}} = \frac{f_{\text{в max}}}{f_{\text{н max}}}, \quad (11.1)$$

где $f_{\text{в max}} = (1,02 - 1,03) f'_{\text{в max}}$, $f_{\text{н max}} = (0,97 \dots 0,98) f'_{\text{н max}}$, где $f'_{\text{в max}}$ и $f'_{\text{н max}}$ - верхняя и нижняя границы самого протяженного частотного поддиапазона приемника.

11.1.2. Выбирается элемент настройки контура (настроечная емкость C_K) из условия:

$$\frac{C_{K \text{ max}}}{C_{K \text{ min}}} \geq (2,5 \dots 5,5) \cdot k_{\partial \text{ max}}^2. \quad (11.2)$$

Проверяется возможность применения выбранного элемента настройки контура C_K для самого протяженного по частоте поддиапазона по формуле (11.4).

11.1.3. Определяется коэффициент перекрытия рассчитываемого поддиапазона

$$k_{\partial} = \frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{н}}}, \quad (11.3)$$

где $f_{\text{в}} = (1,02 \dots 1,03) f'_{\text{в}}$, $f_{\text{н}} = (0,97 \dots 0,98) f'_{\text{н}}$, где $f'_{\text{в}}$ и $f'_{\text{н}}$ - верхняя и нижняя границы частоты рассчитываемого поддиапазона.

11.1.4. Рассчитывается добавочная емкость C_{∂} , параллельная элементу настройки C_K :

$$C_{\partial} = \frac{C_{K \text{ max}} - C_{K \text{ min}} k_{\partial}^2}{k_{\partial}^2 - 1}. \quad (11.4)$$

Эта емкость складывается из емкости подстроечного конденсатора C_n и емкости схемы $C_{сх}$ состоящей из емкости монтажа C_M , распределенной емкости катушки индуктивности C_L и пересчитанной к контуру емкости входа активного элемента $n^2 C_{вх}$:

$$C_{\partial} = C_n + C_M + C_L + n^2 C_{вх} = C_n + C_{сх}, \quad (11.5)$$

где $C_{сх} = C_M + C_L + n^2 C_{вх}$.

При предварительных расчетах $C_{сх}$ можно задать равной:

$C_{сх} = 20...30$ пФ - в поддиапазонах длинных волн (НЧ);

$C_{сх} = 15...20$ пФ - в поддиапазонах средних волн (СЧ);

$C_{сх} = 5...15$ пФ - в поддиапазонах коротких волн (ВЧ);

$C_{сх} = 3...5$ пФ - в поддиапазонах ультракоротких волн (ОВЧ).

Ошибка в определении $C_{сх}$ устраняется подстроечным конденсатором C_n .

11.1.5. Определяется среднее значение емкости подстроечного конденсатора

$C_{n\text{ ср}} = 0,5 (C_{n\text{ max}} + C_{n\text{ min}})$ по формуле:

$$C_{n\text{ ср}} = C_{\partial} - C_{сх}. \quad (11.6)$$

Для обеспечения подстройки контуров должно выполняться условие:

$$C_{n\text{ ср}} \geq (0,3...0,4) C_{сх}. \quad (11.7)$$

Если из (11.4) и (11.6) $C_{n\text{ ср}}$ получается меньше значения по (11.7), то это означает, что элемент настройки C_K выбран неудачно. Надо взять C_K с большими пределами изменения.

Если значение $C_{n\text{ ср}}$ получается больше практически реализуемой величины (25...35) пФ, то параллельно подстроечному конденсатору включают конденсатор постоянной емкости (до 100...200 пФ). Если C_{∂} по формуле (11.4) окажется больше 300 пФ, то это означает, что контур преселектора надо выполнять по схеме рисунка 11.2.

11.1.6. Определяется индуктивность контурной катушки преселектора

$$L_K = \frac{2,53 \cdot 10^4}{C_{K\text{ max}} - C_{K\text{ min}}} \cdot \frac{k_{\partial}^2 - 1}{f_{\partial}^2}. \quad (11.8)$$

Здесь C_K - в пФ, f_{∂} - в МГц, тогда L_K будет в мкГн.

Если по расчету $L_K < 1$ мкГн, то контур преселектора выполняется по схеме рисунка 11.2.

Пример расчета элементов контура преселектора нерастянутого поддиапазона

Исходные данные

Рассчитываемый поддиапазон частот $f' = 150...415$ кГц

Самый протяженный по частоте поддиапазон приемника

$f'_{\text{max}} = 525...1605$ кГц.

Расчет

1. Определяется коэффициент перекрытия самого протяженного поддиапазона

$$k_{\partial \max} = \frac{1,02 f_{\partial \max}}{0,98 f_{\partial \min}} = \frac{1,02 \cdot 1605}{0,98 \cdot 525} \cong 3,2.$$

2. Выбирается элемент настройки контура из условия (11.2). Рассмотрим возможности применения настроечной емкости с пределами изменения $C_K = 10 \dots 250$ пФ для самого протяженного поддиапазона. Для этого по формуле (11.4) определяется емкость, параллельная элементу настройки

$$C_{\partial} = \frac{C_{K \max} - C_{K \min} k_{\partial}^2}{k_{\partial}^2 - 1} = \frac{250 - 10 \cdot 3,2^2}{3,2^2 - 1} \cong 17 \text{ пФ}.$$

Как видим, C_{∂} соизмерима с емкостью схемы $C_{cx} = 15 \dots 20$ пФ для данного поддиапазона. Поэтому применение подстроечного конденсатора невозможно, кроме того, если реально емкость схемы C_{cx} окажется равной 20 пФ, то коэффициент перекрытия поддиапазона будет меньше требуемого даже без запаса на перекрытие. Действительно, в этом случае коэффициент поддиапазона

$$k_{\partial \max} = \sqrt{\frac{C_{K \max} + C_{cx}}{C_{K \min} + C_{cx}}} = \sqrt{\frac{250 + 20}{10 + 20}} = 3,0.$$

Отсюда следует, что элемент настройки с пределами изменения $C_K = 10 \dots 250$ пФ выбран неудачно. Рассмотрим возможности применения настроечной емкости с пределами изменения $C_K = 10 \dots 400$ пФ. Для этого определяется

$$C_{\partial} = \frac{C_{K \max} - C_{K \min} k_{\partial}^2}{k_{\partial}^2 - 1} = \frac{400 - 10 \cdot 3,2^2}{3,2^2 - 1} \cong 33 \text{ пФ}.$$

Здесь возможно применение подстроечного конденсатора со средним значением емкости

$$C_{n \text{ ср}} = C_{\partial} - C_{cx} = 33 - 20 = 13 \text{ пФ}.$$

Следовательно, элемент настройки с пределами $C_K = 10 - 400$ пФ можно использовать на всех поддиапазонах приемника.

3. Определяется коэффициент перекрытия рассчитываемого поддиапазона

$$k_{\partial} = \frac{1,02 f_{\partial \max}}{0,98 f_{\partial \min}} = \frac{1,02 \cdot 415}{0,98 \cdot 150} \cong 2,88.$$

4. Рассчитывается добавочная емкость для рассчитываемого поддиапазона

$$C_{\partial} = \frac{C_{K \max} - C_{K \min} k_{\partial}^2}{k_{\partial}^2 - 1} = \frac{400 - 10 \cdot 2,88^2}{2,88^2 - 1} \cong 43,4 \text{ пФ}.$$

5. Определяется среднее значение емкости подстроечного конденсатора

$$C_{n \text{ ср}} = C_{\partial} - C_{cx} = 43,4 - 25 = 21,4 \text{ пФ.}$$

По ГОСТу выбирается подстроечный конденсатор с пределами изменения $C_n = 5 - 25 \text{ пФ.}$

6. Рассчитывается индуктивность контурной катушки преселектора

$$L_k = \frac{2,53 \cdot 10^4}{C_{k \text{ max}} - C_{k \text{ min}}} \cdot \frac{k_{\partial}^2 - 1}{f_{\partial}^2} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{400 - 10} \cdot \frac{2,88^2 - 1}{(1,02 \cdot 0,415)^2} =$$

$$= 2,64 \cdot 10^3 \text{ мкГн} = 2,64 \text{ мГн.}$$

11.2. Методика расчета элементов контура преселектора растянутого и полурастянутого поддиапазонов волн

Контур преселектора выполняется по схеме рисунка 11.2 (левая часть).

11.2.1. Выбирается элемент настройки контура по методике пунктов 11.1.2 и 11.1.4 (см. также пункты 1 и 2 примера расчета параграфа 11.1).

11.2.2. Определяется коэффициент перекрытия рассчитываемого поддиапазона по формуле (11.3).

11.2.3. Выбирается емкость, параллельная катушке индуктивности (рисунок 11.2)

$$C_3 = C_{n \text{ ср}} + C_{cx} = (10 \dots 30) \text{ пФ.} \quad (11.9)$$

11.2.4. Выбирается минимальная результирующая емкость контура в пределах

$$C_{\min} = (50 \dots 150) \text{ пФ.} \quad (11.10)$$

Выполнение условия $C_{\min} > C_3$ обязательно.

11.2.5. Определяется максимальная результирующая емкость контура

$$C_{\max} = C_{\min} k_{\partial}^2. \quad (11.11)$$

11.2.6. Рассчитывается емкость, включенная параллельно настроенной емкости

$$C_1 = \frac{C_n}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{4C'_{\max} C'_{\min}}{C_{\square} (C'_{\max} - C'_{\min})}} - 1 \right) - C_{k \text{ min}}, \quad (11.12)$$

где $C_{\square} = C_{k \text{ max}} - C_{k \text{ min}}$, $C'_{\max} = C_{\max} - C_3$, $C'_{\min} = C_{\min} - C_3$.

После расчета C_1 по формуле (11.12) по справочнику выбирается конденсатор с номиналом (из типовой шкалы по ГОСТу), ближайшим по значению с рассчитанным. Типовая шкала номиналов приведена в таблице 11.1.

11.2.7. Вычисляется емкость последовательного конденсатора

$$C_2 = \frac{C'_{\min} (C_1 + C_{K \min})}{C_1 + C_{K \min} - C'_{\min}}. \quad (11.13)$$

Выбирается конденсатор C_2 с номинальным значением по ГОСТу (см. таблицу 11.1).

11.2.8. Проверяется правильность расчетов добавочных конденсаторов и коэффициента перекрытия поддиапазона:

$$C_{\max} = C_3 + \frac{(C_{K \max} + C_1)C_2}{C_{K \max} + C_1 + C_2}; \quad (11.14)$$

$$C_{\min} = C_3 + \frac{(C_{K \min} + C_1)C_2}{C_{K \min} + C_1 + C_2}; \quad (11.15)$$

$$k_D = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}}. \quad (11.16)$$

Следует иметь в виду, что в формулы (11.14) и (11.15) подставляются номинальные значения C_1 и C_2 .

Рассчитанные по формулам (11.14) и (11.15) значения C_{\min} и C_{\max} надо сравнить с исходными, выбранными по (11.10) и (11.11).

Разница не должна превышать 10%. Большее расхождение свидетельствует об ошибках при расчетах или о неудачном выборе C_{\min} и настроечной емкости C_K .

Рассчитанное по формуле (11.16) значение коэффициента перекрытия поддиапазона k_D не должно отличаться от требуемого больше, чем на 10%.

11.2.9. Рассчитывается индуктивность катушки контура преселектора

$$L_K = \frac{1}{\omega_H^2 C_{\max}}, \quad (11.17)$$

где $\omega_H = 0,98 \cdot 2\pi \cdot f'_H$.

Таблица 11.1. Типовая шкала номиналов резисторов и конденсаторов

1	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,7	3
3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1

Пример расчета элементов контура преселектора растянутого поддиапазона

Исходные данные

Рассчитываемый поддиапазон частот $f' = 11,4 \dots 12,1$ МГц.

Самый протяженный по частоте поддиапазон приемника

$$f'_{\max} = 525 \dots 1605 \text{ кГц.}$$

Расчет

1. Элемент настройки контура выбран аналогично пунктам 1 и 2 примера расчета из параграфа 11.1 с пределами изменения $C_K = 10 \dots 400$ пФ.

2. Определяется коэффициент перекрытия рассчитываемого поддиапазона

$$k_D = \frac{1,02 f'_E}{0,98 f'_H} = \frac{1,02 \cdot 12,1}{0,98 \cdot 11,4} = 1,105.$$

3. Выбирается емкость, параллельная индуктивности $C_3 = 30$ пФ.

4. Берется минимальная емкость контура $C_{\min} = 50$ пФ.

5. Определяется максимальная емкость контура

$$C_{\max} = k_D^2 C_{\min} = (1,1)^2 \cdot 50 = 60,5 \text{ пФ.}$$

6. Рассчитывается емкость, параллельная настроенной

$$C_1 = \frac{C_{\square}}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{4C'_{\max} C'_{\min}}{C_{\square} (C'_{\max} - C'_{\min})}} - 1 \right) - C_{K \min} =$$

$$= \frac{390}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{4 \cdot 30,5 \cdot 20}{390(30,5 - 20)}} - 1 \right) - 10 = 41,3 \text{ пФ,}$$

где $C_{\square} = C_{K \max} - C_{K \min} = 400 - 10 = 390$ пФ;

$$C'_{\max} = C_{\max} - C_3 = 60,5 - 30 = 30,5 \text{ пФ;}$$

$$C'_{\min} = C_{\min} - C_3 = 50 - 30 = 20 \text{ пФ.}$$

Берется номинал $C_1 = 39$ пФ (из таблицы 11.1 на странице 64).

7. Вычисляется емкость последовательного конденсатора

$$C_2 = \frac{C'_{\min} (C_1 + C_{K \min})}{C_1 + C_{K \min} - C'_{\min}} = \frac{20(39 + 10)}{39 + 10 - 20} = 33,79 \text{ пФ.}$$

Берется номинал $C_2 = 33$ пФ.

8. Проверяется правильность расчетов

$$C_{\min} = C_3 + \frac{C_2 (C_{K \min} + C_1)}{C_2 + C_{K \min} + C_1} = 30 + \frac{33(10 + 39)}{33 + 10 + 39} = 49,72 \text{ пФ.}$$

Отличается от исходного $C_{\min} = 50$ пФ на 0,56%.

$$C_{\max} = C_3 + \frac{C_2(C_{k \max} + C_1)}{C_2 + C_{k \max} + C_1} = 30 + \frac{33(400 + 39)}{33 + 400 + 39} = 60,69 \text{ пФ}.$$

Отличается от исходного $C_{\max} = 60,5$ пФ на 0,3%.

Коэффициент перекрытия поддиапазона

$$k_{\partial} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} = \sqrt{\frac{60,69}{49,72}} = 1,10485 \text{ практически не отличается от требуемого с}$$

учетом запаса на перекрытие $k_{\partial} = 1,105$.

9. Рассчитывается индуктивность контурной катушки

$$L_k = \frac{1}{\left(2\pi \cdot 0,98 f_H'\right)^2 C_{\max}} =$$

$$= \frac{1}{\left(2\pi \cdot 0,98 \cdot 11,4 \cdot 10^6\right)^2 \cdot 60,69 \cdot 10^{-12}} = 3,35 \text{ мкГн}.$$

12. Расчет элементов колебательного контура преселектора метрового диапазона

В преселекторах радиовещательных приемников диапазонов УКВ (ОВЧ) и приемников радиостанций для связи с подвижными объектами (транкинговых метрового диапазона) применяются колебательные контуры двух вариантов (рисунки 12.1 и 12.2).

На рисунке 12.1 приведена схема с одним варикапом, на рисунке 12.2 показана схема с двумя варикапами, включенными встречно. При встречном включении варикапов меньше проявляются нелинейные явления в преселекторе, но результирующая емкость варикапов уменьшается в два раза. Контур может перестраиваться по частоте плавно или дискретно изменением запирающего напряжения на варикапах. В простейшем случае изменение управляющего напряжения U_y осуществляется потенциометром R_3 . В более сложном случае управляющее напряжение формируется синтезатором управляющего напряжения по командам с микроконтролерного блока управления. В этом случае резистор R_3 является установочным.

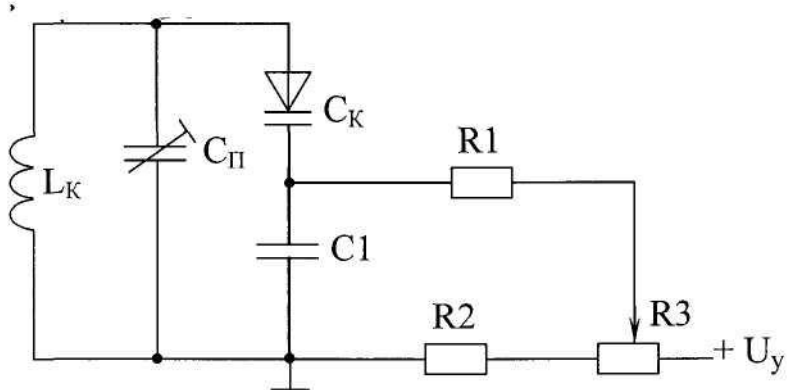


Рисунок 12.1.- Схема контура преселектора с одним варикапом

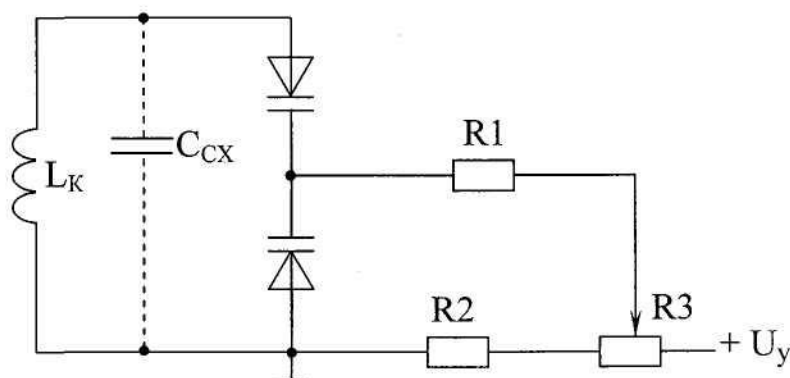


Рисунок 12.2.- Схема контура преселектора с двумя варикапами

Напряжения на варикапы подаются через резистор R_1 . В схеме с одним варикапом цепочка $R_1 C_1$ является развязывающим фильтром. В схеме с двумя варикапами резистор R_1 предотвращает шунтирование контура цепями управления. Резистор R_2 ограничивает величину напряжения смещения на варикапе, предотвращая резкое увеличение активной составляющей проводимости варикапа.

Сопротивления R_1 и емкость C_1 из соображений улучшения фильтрации желательно выбрать возможно большими. Но если выбрать R_1 слишком большим, то на нем может получиться заметное падение напряжение от тока обратносмещенных варикапов, что может повлиять на частоту настройки, поэтому R_1 берут порядка 100 кОм. Величина емкости C_1 ограничивается габаритными соображениями, целесообразно выбирать ее порядка 33...47 пФ. Сопротивления резисторов R_2 и R_3 берут не более 100...150 кОм, т.к. начинают сказываться утечки по монтажной плате.

Методика расчета элементов контура преселектора

12.1. Выбирается минимальная емкость контура C_{\min} в пределах 25...30 пФ. Эта емкость складывается из настроечной емкости варикапа $C_{K \min}$ и добавочной емкости C_{∂} . В состав добавочной емкости C_{∂} в общем случае входят емкость подстроечного конденсатора C_n и емкость схемы C_{cx} , состоящая из емкости монтажа C_m , распределенной емкости катушки индуктивности C_L и пересчитанной к контуру емкости входа активного элемента $n^2 C_{вх}$. В диапазоне метровых волн, в отличие от диапазонов декаметровых и более длинных волн, подстроечной емкости может и не быть. Тогда

$$C_{\min} = C_{K \min} + C_{cx}, \quad (12.1)$$

где

$$C_{cx} = C_m + C_L + n^2 C_{вх}. \quad (12.2)$$

- емкость схемы. Для предварительных расчетов можно задаться $C_{cx} = 3...5$ пФ.

12.2. Рассчитывается индуктивность контура

$$L_K = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{\partial})^2 C_{\min}}, \quad (12.3)$$

где f_{∂} - верхняя частота рабочего диапазона с учетом запаса на перекрытие.

Индуктивность контура L_K должна быть конструктивно выполнимой, то есть быть не менее 0,05 мкГн. Если при выбранной емкости C_{\min} индуктивность L_K окажется меньше 0,05 мкГн, то берется величина индуктивности равная 0,05 мкГн и рассчитывается минимальная емкость контура

$$C_{\min} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{\partial})^2 L_K}. \quad (12.4)$$

Если рассчитанная по формуле (12.4) емкость C_{\min} окажется меньше или равной C_{cx} (12.2), то это означает, что в данном диапазоне колебательный контур с сосредоточенными параметрами не реализуем. Реализация возможна цепями с распределенными параметрами, например, на отрезках микрополосковых линий (см. рисунок 7.1).

12.3. Определяется максимальная емкость контура

$$C_{\max} = k_{\partial}^2 C_{\min}, \quad (12.5)$$

где $k_{\partial} = \frac{f_{\partial}}{f_H}$ - коэффициент перекрытия диапазона принимаемых частот.

12.4. Определяются максимальное и минимальное значения настроечной емкости варикапа

$$C_{\kappa \text{ max}} = C_{\text{max}} - C_{\partial}, \quad (12.6)$$

$$C_{\kappa \text{ min}} = C_{\text{min}} - C_{\partial}.$$

Выбирается тип варикапа (варикапной матрицы) и определяются значения напряжений смещения на варикапе U_{min} и U_{max} , соответствующие C_{max} и C_{min} . Напряжения смещения определяются по вольт-фарадной характеристике варикапа или расчетным путем, если известна аналитическая зависимость емкости варикапа от приложенного напряжения. Значения U_{min} , U_{max} и шаг перестройки являются исходными для построения синтезатора управляющего напряжения.

Для создания смещения на варикапе может потребоваться напряжение источника питания около 30 В, в то время как батарея, питающая приемник, имеет напряжение 5 В или 9 В. Повышенное напряжение питания можно получить посредством преобразователя напряжения.

Пример расчета элементов контура преселектора

Исходные данные

Диапазон частот с учетом запаса на перекрытие $f = (146...174)$ МГц.

Емкость $C_{\text{сх}} = 5$ пФ.

Расчет

1. Берется минимальная емкость контура: $C_{\text{min}} = 25$ пФ.

2. Рассчитывается индуктивность контура:

$$L_{\kappa} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{\text{в}})^2 C_{\text{min}}} = \frac{1}{\left(2\pi \cdot 174 \cdot 10^6\right)^2 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} \cong 0,036 \text{ мкГн.}$$

Так как $L_{\kappa} < 0,05$ мкГн, то берется $L_{\kappa} = 0,05$ мкГн и определяется минимальная емкость контура:

$$C_{\text{min}} = \frac{1}{(2\pi f_{\text{в}})^2 L_{\kappa}} = \frac{1}{\left(2\pi \cdot 174 \cdot 10^6\right)^2 \cdot 5 \cdot 10^{-8}} \cong 17 \text{ пФ.}$$

3. Рассчитывается максимальная емкость контура:

$$C_{\text{max}} = k_{\partial}^2 C_{\text{min}} = (1,2)^2 17 \cong 24 \text{ пФ,}$$

где

$$k_{\partial} = \frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{н}}} = \frac{174}{146} \cong 1,2.$$

4. Определяется максимальное и минимальное значения емкости варикапа в схеме рисунка 12.1:

$$C_{K \text{ max}} = C_{\text{max}} - C_{cx} = 24 - 5 = 19 \text{ пФ},$$

$$C_{K \text{ min}} = C_{\text{min}} - C_{cx} = 17 - 5 = 12 \text{ пФ}.$$

В схеме рисунка 12.2 емкость каждого варикапа должна быть в 2 раза больше, т.е.

$$C_B \text{ max} = 38 \text{ пФ}, C_B \text{ min} = 24 \text{ пФ}.$$

Далее по справочнику выбирается тип варикапа (варикапной матрицы) и определяются соответствующие напряжения смещения на варикапе U_{min} и U_{max} .

13. Выбор активных элементов для усилителей радиочастоты

Усилители радиочастоты (УРЧ) можно строить как на полевых, так и на биполярных транзисторах, как правило, в интегральном исполнении, но расчет такой же как в дискретном виде. Первые каскады приемников предпочтительней выполнять на полевых транзисторах, так как они имеют меньший коэффициент шума, большее, чем у биполярных транзисторов, входное сопротивление, лучшую линейность усиления, больший динамический диапазон, и следовательно, лучшую многосигнальную избирательность.

При прочих равных условиях следует выбирать малошумящий активный элемент, который обеспечивает большее устойчивое усиление. Для этого выбирают транзистор с большей величиной отношения $|Y_{21}|/|Y_{12}|$ на верхней частоте диапазона. Здесь $|Y_{21}|$ - модуль крутизны характеристики прямой передачи; $|Y_{12}|$ - модуль проводимости внутренней обратной связи.

В УРЧ применяют высокочастотные маломощные транзисторы. Транзисторы надо брать с достаточным запасом по частоте, чтобы их параметры мало изменялись в диапазоне принимаемых частот. Для этого надо, чтобы $f_s \geq 3f_{\text{max}}$, где f_s - частота предельная по крутизне, то есть частота, на которой крутизна $|Y_{21}|$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз. В справочной литературе частота f_s обычно не приводится. Ее надо рассчитать. Для биполярного транзистора f_s определяется выражением:

$$f_s = f_T \frac{h_{11B}}{r_B},$$

где f_T - граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером (ОЭ);

h_{11B} - входное сопротивление транзистора в схеме с общей базой (ОБ);

r_B - общее сопротивление базы.

Общее сопротивление базы можно определить:

$$r_B = \frac{\xi \cdot \tau_K}{C_K},$$

где ξ - коэффициент, зависящий от типа транзисторов. Для диффузионных, сплавно-диффузионных, лизапланарных, планарных, эпитаксиальных $\xi = 2$;

τ_K - постоянная времени коллекторной цепи (дается в справочнике);

C_K - общая коллекторная емкость (дается в справочнике).

Входное сопротивление транзистора в схеме с ОБ определяется для выбранного режима формулой:

$$h_{11B} = r_{\mathcal{E}} + \frac{r_B}{h_{21\mathcal{E}}},$$

где $r_{\mathcal{E}} = \frac{26}{I_{\mathcal{E}0} [\text{mA}]}$ (Ом) – сопротивление эмиттерного перехода;

$h_{21\mathcal{E}}$ - коэффициент усиления по току для схемы с ОЭ;

$I_{\mathcal{E}0}$ - ток эмиттера в точке покоя.

Как видим расчет $r_{\mathcal{E}}$, а следовательно h_{11B} и f_s ведется для заданного конкретного режима транзистора по постоянному току.

Рекомендации по выбору режима биполярного транзистора по постоянному току следующие. Для улучшения шумовых свойств транзистора коллекторный ток I_{K0} следует брать малым, порядка 1...2 мА. Соответствующий ему ток базы определяется как

$$I_{B0} = \frac{I_{K0}}{h_{21\mathcal{E}}},$$

где $h_{21\mathcal{E}}$ - коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером.

По входной характеристике транзистора находится соответствующее значение напряжения между базой и эмиттером $U_{B\mathcal{E}0}$, которое необходимо для расчета элементов цепей питания транзистора (R_1 , R_2 , R_3).

Значение напряжения между коллектором и эмиттером $U_{K\mathcal{E}0}$ не критично, оно должно быть больше напряжения насыщения и меньше максимального допустимого напряжения. Для большинства транзисторов этим условиям соответствует $U_{K\mathcal{E}0} = (3...6)$ В.

Значение граничной частоты f_T можно определить как

$$f_T = |h_{21\mathcal{E}}| \cdot f_{изм},$$

где $f_{изм}$ - частота, на которой измерено значение $|h_{21\mathcal{E}}|$ (дается в справочнике).

Для примера в таблице 13.1 приведены значения частоты f_s для некоторых высокочастотных транзисторов, рассчитанные при токе коллектора $I_{K0} = 1$ мА. Если выбран другой режим, то значение f_s следует уточнить.

Таблица 13.1

Тип транзистора	КТ339 <i>n-p-n</i>	КТ355 <i>n-p-n</i>	КТ363 <i>n-p-n</i>	КТ367 <i>n-p-n</i>	КТ368 <i>n-p-n</i>	КТ3721 <i>n-p-n</i>	КТ382
$f_{T \min}$, мГц	300	1500	1200÷1500	1500	900÷1400	2400÷3000	1800
τ , псек	4,8÷25	30	50÷75	15	15	12	15
C_k , пФ	0,65	10	2	1,5	1,7	1	2,5
$f_s \min$, мГц	625	669	684	1988	1347	2840	3165
Ш, дБ		6 на $f = 200$ мГц		4,5 на $f = 300$ мГц	3,3 на $f = 60$ мГц	3,5	3
Конструкт. особенности				Полосковые выводы		Полосковые выводы	Полосковые выводы

Для полевых транзисторов значение предельной частоты проводимости прямой передачи (крутизны) может быть рассчитано по формуле:

$$f_s = \frac{1}{2\pi C_{3u} r_u},$$

где C_{3u} - емкость затвор-исток, равная разности емкостей C_{11u} и C_{12u} , приведенных в справочнике;

r_u - сопротивление участка полупроводника, заключенного между контактами истока и областью канала, непосредственно примыкающей к затвору транзистора.

Поскольку значение сопротивления r_u не включено в паспортные данные на транзисторы, а расчет его [14] носит оценочный характер, то при выборе полевых транзисторов есть смысл ориентироваться на частоту генерации $f_{ген}$. У полевых транзисторов f_s выше $f_{ген}$. Частотой генерации ограничивается частотный диапазон, в котором целесообразно использовать полевой транзистор. Определяется $f_{ген}$ как

$$f_{ген} = \frac{S}{2\pi C_{3c}},$$

где S - проводимость прямой передачи (крутизна);

C_{3c} - емкость затвор-сток, значение которой равно значению C_{12u} , приведенному в справочнике.

В таблице 13.2 приведены рассчитанные значения $f_{ген}$ и оценочные значения f_s для некоторых высокочастотных полевых транзисторов. Расчет и оценка частот $f_{ген}$ и f_s выполнены с использованием значений $C_{зс\ max}$ при $U_{си} = 5$ В, значений крутизны S_{min} при условиях ее измерения, приведенных в справочниках [15, 16]. Если выбранный режим отличается от справочного, значения частот надо уточнить.

Таблица 13.2

Тип транзистора	КТ303	КТ304	КТ305	КТ306	КТ307	КТ312А полоск. вывод	КТ350	2П341
$f_{ген\ min}$, МГц	350÷ 1420	184	1480	800	225÷ 450	368	13456	2380÷ 2870
$f_s\ min$, МГц	635	280	3790	404		689	450	3827÷ 4885
$Ш$, дБ	4 (max)		3÷7,5	4÷6	6 (max)	1÷4		1,8 (max) на 200 МГц

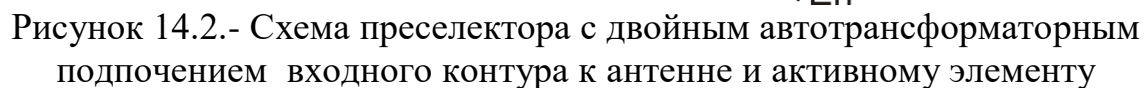
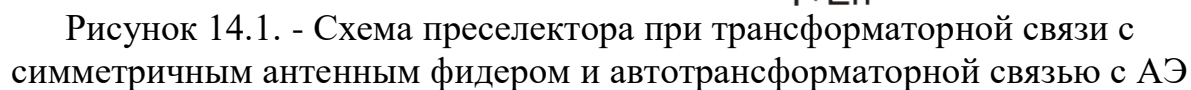
Заметим, что для маломощных высокочастотных полевых транзисторов напряжение $U_{си} = 5$ В наиболее подходящее, т.к. оно соответствует области, где ток стока слабо зависит от $U_{си}$, а выходное сопротивление ПТ остается постоянным.

После выбора транзистора и режима его работы рассчитываются высокочастотные параметры по методике [14] на нижней и верхней частотах диапазона. Если коэффициент перекрытия диапазона $k_D \leq 1,5$, то можно ограничиться расчетом параметров транзистора только на верхней частоте диапазона и использовать эти параметры для расчета УРЧ во всем диапазоне принимаемых частот. Методика расчета высокочастотных параметров биполярного и полевого транзисторов приведена на примерах в приложениях А и Б.

14. Расчет одноконтурных входных цепей при работе с настроенными антеннами

Настроенная антенна обычно согласованна с фидером, а фидер со входом приемника. Наиболее распространенными являются схемы с трансформаторным и автотрансформаторным согласованием антенно-фидерной цепи со входом приемника (рисунки 14.1...14.4). Подключение контура к активному элементу с малым входным сопротивлением – частичное

При малой длине фидера (метры) в одноконтурных входных цепях целесообразно использовать оптимальную связь входного контура с антенной.



В (14.1) и (14.2) ρ_A - волновое сопротивление антенного фидера;
 $R_{Э\text{ }cp} = \rho_{cp} Q_{Э} = \omega_{cp} L_K Q_{Э}$ - эквивалентное резонансное сопротивление контура на средней частоте диапазона.

14.1.2. Определяется индуктивность катушки связи

$$L_{C1} = \frac{\rho_A}{\omega_{cp}}. \quad (14.3)$$

14.1.3. Рассчитывается коэффициент включения контура со стороны входа АЭ на средней частоте диапазона

$$n_1 = \sqrt{\frac{D-2}{2} \cdot \frac{R_{вх}}{\rho_{cp} Q_K}}, \quad (14.4)$$

где $D = \frac{Q_K}{Q_{Э}} = \frac{d_{Э}}{d_K}$ - коэффициент затухания;

Q_K - конструктивно реализуемая добротность контура;

$\rho_{cp} = \omega_{cp} L_K$ - характеристическое сопротивление контура на средней частоте диапазона;

$R_{вх}$ - входное сопротивление АЭ.

Если в результате расчета по формуле (14.4) коэффициент $n_1 \geq 1$, то для дальнейшего расчета берется $n_1 = 1$. Это возможно при большом входном сопротивлении АЭ (сотни кОм), например, у полевого транзистора в декаметровом и более низкочастотном диапазоне волн. Тогда применяют схемы ВЦ с полным (непосредственным) подключением входа АЭ ко входному контуру (рисунки 14.3, 14.4).

14.1.4. Вычисляется эквивалентное затухание контура на нижнем конце рассчитываемого диапазона

$$d_{ЭH} = d_K + m_1^2 \rho_H G_{Aн} + n_1^2 \rho_H G_{вх}, \quad (14.5)$$

где $\rho_H = \omega_H L_K$ - характеристическое сопротивление контура на нижней частоте диапазона;

$G_{Aн} = \frac{\rho_A}{|Z_A|^2}$ - активная проводимость антенной цепи на нижней частоте диапазона.

При автотрансформаторном согласовании $G_{Aн} = \frac{1}{\rho_A}$.

При трансформаторном согласовании

$$G_{Aн} = \frac{\rho_A}{\rho_A^2 + (\omega_H L_{C1})^2}. \quad (14.6)$$

$G_{ex} = \frac{1}{R_{ex}}$ - входная проводимость АЭ на нижнем конце диапазона.

14.1.5. Проверяется неравномерность в полосе пропускания входной цепи (ВЦ) на нижнем конце диапазона

$$\sigma = \sqrt{1 + y_{\sigma}^2 Q_{ЭН}^2}; \quad \sigma(\partial B) = 20 \lg \sigma, \quad (14.7)$$

где $y_{\sigma} = \frac{P_{прес}}{f_H}$ - относительная расстройка;

$Q_{ЭН} = \frac{1}{d_{ЭН}}$ - эквивалентная добротность контура ВЦ на нижнем конце диапазона.

14.1.6. Определяется избирательность по зеркальному каналу на верхнем конце диапазона

$$Se_{зк} = \frac{|Z_{Azк}|}{|Z_{Aв}|} \sqrt{1 + (y_{зк} Q_{Эв})^2} \approx y_{зк} Q_{Эв}, \quad (14.8)$$

$$Se_{зк}(\partial B) = 20 \lg Se_{зк},$$

где $y_{зк}$ - определяется формулой (10.4);

$Q_{Эв} = \frac{1}{d_{Эв}}$ - эквивалентная добротность контура ВЦ на верхнем конце диапазона;

$d_{Эв}$ - эквивалентное затухание вычисляется аналогично п.14.1.4 с учетом частоты $\omega_{в} = 2\pi f_{в}$;

$$|Z_{Azк}| = \sqrt{\rho_A^2 + (\omega_{зк} L_{C1})^2} \quad (14.9)$$

- модуль полного сопротивления антенной цепи (АЦ) в схеме с трансформаторной связью на частоте зеркального канала $\omega_{зк} = \omega_{в} + 2\omega_{np}$;

$|Z_{Aв}|$ - модуль полного сопротивления АЦ в схеме с трансформаторной связью на верхней частоте диапазона $\omega_{в}$. В схеме с автотрансформаторной связью $|Z_A| = \rho_A$.

14.1.7. Рассчитывается резонансный коэффициент передачи на верхней и нижней частоте диапазона

$$K_{он} = \frac{m_1 n_1 R_{ЭН}}{|Z_{AH}|}; \quad K_{ов} = \frac{m_1 n_1 R_{Эв}}{|Z_{Aв}|}, \quad (14.10)$$

где $R_{ЭН} = \rho_H Q_{ЭН}$, $R_{Эв} = \rho_{в} Q_{Эв}$ - эквивалентное резонансное сопротивление контура соответственно на нижней и верхней частоте диапазона

$|Z_{Aн}|$ и $|Z_{Aв}|$ для схемы с трансформаторной связью определяются формулой (14.9) на соответствующих частотах. В схеме с автотрансформаторной связью $|Z_A| = \rho_A$.

14.1.8. Определяется неравномерность передачи ВЦ по диапазону

$$H_{ex} = \frac{K_{0 \max}}{K_{0 \min}}. \quad (14.11)$$

Этот показатель рассчитывается в преселекторе, состоящем только из ВЦ без УРЧ. Если преселектор содержит и УРЧ, то в дальнейшем определяется неравномерность передачи всего преселектора, т.е. ВЦ и УРЧ.

14.2. Методика расчета одноконтурной входной цепи при оптимальной связи с антенной

14.2.1. Для схемы с трансформаторной связью (рисунок 14.1) определяется индуктивность катушки связи на средней частоте диапазона $f_{cp} = \sqrt{f_n f_v}$:

$$L_{св} = \frac{\rho_A}{\omega_{cp}}, \quad (14.12)$$

где $\omega_{cp} = 2\pi \cdot f_{cp}$.

14.2.2. На верхней частоте диапазона f_v рассчитывается коэффициент трансформации со стороны антенны

$$m_1 = \sqrt{\frac{D-1}{2} \cdot \frac{G_{K.B.}}{G_{A.B.}}}, \quad (14.13)$$

где $D = \frac{Q_K}{Q_{\mathcal{O}}} = \frac{d_{\mathcal{O}}}{d_K}$ - коэффициент затухания;

Q_K - конструктивно реализуемая добротность контура ВЦ (в диапазоне метровых волн $Q_K = 120 \dots 200$);

$Q_{\mathcal{O}}$ - эквивалентная добротность контура (рассчитана в п.10);

$G_{K.B.} = \frac{1}{R_{K.B.}}$ - собственная резонансная проводимость контура на верхней

частоте диапазона;

$R_{K.B.} = \rho_B Q_K$ - собственное резонансное сопротивление контура на верхней частоте диапазона;

$\rho_B = \omega_v L_K = 2\pi f_v L_K$ - характеристическое сопротивление контура на верхней частоте диапазона;

$G_{A.B.} = \frac{\rho_A}{|Z_{A.B.}|^2}$ - активная составляющая проводимости антенной цепи (АЦ)

на верхней частоте диапазона. При автотрансформаторной связи

$G_{A.B.} = G_A = \frac{1}{\rho_A}$. При трансформаторной связи

$$G_{A.B.} = \frac{\rho_A}{\rho_A^2 + (\omega_{\text{в}} L_{\text{св}})^2}. \quad (14.14)$$

14.2.3. Рассчитывается коэффициент трансформации со стороны входа АЭ на верхней частоте диапазона

$$n_1 = \sqrt{\frac{D-1}{2} \cdot \frac{G_{K.B.}}{G_{\text{вх.в}}}}, \quad (14.15)$$

где $G_{\text{вх.в}}$ - активная составляющая входной проводимости АЭ на верхней частоте диапазона.

14.2.4. Определяется избирательность ВЦ по первому зеркальному каналу на верхней частоте диапазона

$$Se_{\text{зк}} = \frac{|Z_{A.3\text{к}}|}{|Z_{A.в.}|} \sqrt{1 + (y_{\text{зк}} Q_{\text{Э}})^2}, \quad (14.16)$$

$$Se_{\text{зк}} (\text{дБ}) = 20 \lg Se_{\text{зк}},$$

здесь

$$|Z_{A.3\text{к}}| = \sqrt{\rho_A^2 + (\omega_{\text{зк}} L_{\text{CB}})^2} \quad (14.17)$$

- модуль полного сопротивления АЦ в схеме с трансформаторной связью на частоте первого зеркального канала $\omega_{\text{зк}} = \omega_{\text{в}} + 2\omega_{\text{нр1}}$;

$$|Z_{A.в.}| = \sqrt{\rho_A^2 + (\omega_{\text{в}} L_{\text{CB}})^2} \quad (14.18)$$

- модуль полного сопротивления АЦ на верхней частоте диапазона в схеме с трансформаторной связью.

В схеме с автотрансформаторной связью $|Z_{A.3\text{к}}| = |Z_{A.в.}| = |Z_A| = \rho_A$, поэтому выражение (14.16) приобретает вид:

$$Se_{\text{зк}} = \sqrt{1 + (y_{\text{зк}} Q_{\text{Э}})^2} \approx y_{\text{зк}} Q_{\text{Э}}, \quad (14.19)$$

где $y_{\text{зк}}$ - относительная расстройка первого зеркального канала определяется формулой (10.4).

14.2.5. Вычисляется эквивалентное затухание контура на нижней частоте диапазона $f_{\text{н}}$

$$d_{\text{Э.н}} = d_{\text{к}} + m_1^2 \rho_{\text{н}} G_{A.н} + n_1^2 \rho_{\text{н}} G_{\text{вх.н}}, \quad (14.20)$$

где $d_K = \frac{1}{Q_K}$ - конструктивное затухание контура;

$\rho_H = \omega_H L_K = 2\pi f_H L_K$ - характеристическое сопротивление контура на нижней частоте диапазона;

$G_{A.H} = \frac{\rho_A}{|Z_{A.H}|^2}$ - активная составляющая проводимости антенной цепи на

нижней частоте диапазона. В схеме с трансформаторной связью

$$|Z_{A.H}| = \sqrt{\rho_A^2 + (\omega_H L_{CB})^2}. \quad (14.21)$$

Поэтому при трансформаторной связи $G_{A.H} = \frac{\rho_A}{(\rho_A^2 + \omega_H^2 L_{CB}^2)}$. При

автотрансформаторной связи $G_A = 1/\rho_A$.

$G_{ex.H}$ - активная составляющая входной проводимости АЭ на нижнем конце диапазона. При коэффициентах перекрытия диапазона $k_o \leq 1,5$ можно полагать $G_{ex.H} \cong G_{ex.B} = G_{ex}$.

14.2.6. Определяется резонансный коэффициент передачи ВЦ на нижней и верхней частоте рассчитываемого диапазона

$$K_{OB} = \frac{m_1 n_1 R_{\mathcal{E}.B}}{|Z_{A.B.}|}, \quad (14.22)$$

$$K_{OH} = \frac{m_1 n_1 R_{\mathcal{E}.H}}{|Z_{A.H.}|}, \quad (14.23)$$

где $R_{\mathcal{E}.H} = \rho_H Q_{\mathcal{E}.H}$, $R_{\mathcal{E}.B} = \rho_B Q_{\mathcal{E}.B}$ - эквивалентное резонансное сопротивление контура соответственно на нижней и верхней частоте диапазона;

$|Z_{A.H.}|$, $|Z_{A.B.}|$ - модуль полного сопротивления АЦ соответственно на нижней и верхней частоте диапазона. В схеме с трансформаторной связью они определяются выражениями (14.18) и (14.21). В схеме с автотрансформаторной связью $|Z_{A.3K}| = |Z_{A.B.}| = |Z_A| = \rho_A$.

Пример расчета одноконтурной входной цепи с оптимальной автотрансформаторной связью с антенной

Исходные данные

Диапазон частот $f = (170...180)$ МГц.

Параметры антенны $\rho_A = 50$ Ом.

Параметры контура $L_K = 0,05$ мкГн, $Q_{\mathcal{E}} = 50$, $Q_K = 150$.

Параметры АЭ $G_{ex} = 1,66 \cdot 10^{-4}$ См.

Избирательность входной цепи по первому зеркальному каналу

$$Se_{3K} = 26 \text{ дБ.}$$

Первая промежуточная частота $f_{np1} = 25 \text{ МГц.}$

Расчет

1. Коэффициент трансформации со стороны антенны

$$m_1 = \sqrt{\frac{D-1}{2} \cdot \frac{G_{K.B.}}{G_{A.B.}}} = \sqrt{\frac{3-1}{2} \cdot \frac{50}{8,5 \cdot 10^{-3}}} = 7,7 \cdot 10^{-2}.$$

здесь

$$D = \frac{Q_K}{Q_{\mathcal{E}}} = \frac{150}{50} = 3; \quad G_{A.B.} = \frac{1}{\rho_A} = \frac{1}{50} \text{ См};$$

$$G_{K.B.} = \frac{1}{R_{K.B.}}, \quad R_{K.B.} = \rho_{\theta} Q_K = 56,5 \cdot 150 = 8,5 \text{ кОм};$$

$$\rho_{\theta} = \omega_{\theta} L_K = 1,13 \cdot 10^9 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6} = 56,5 \text{ Ом};$$

$$\omega_{\theta} = 2\pi f_{\theta} = 2\pi \cdot 180 \cdot 10^6 = 1,13 \cdot 10^9 \text{ рад/с.}$$

2. Коэффициент трансформации со стороны входа АЭ:

$$n_1 = \sqrt{\frac{D-1}{2} \cdot \frac{G_{K.B.}}{G_{\text{вх.в}}}} = \sqrt{\frac{3-1}{2} \cdot \frac{50}{8,5 \cdot 10^3 \cdot 1,66 \cdot 10^{-4}}} \cong 0,84.$$

3. Избирательность ВЦ по первому зеркальному каналу:

$$Se_{3K} \cong y_{3K} Q_{\mathcal{E}} = 0,5 \cdot 50 = 25;$$

$$Se_{3K}(\text{дБ}) = 20 \lg 25 = 28 \text{ дБ,}$$

здесь

$$y_{3K} = \frac{f_{3K}}{f_{\theta}} - \frac{f_{\theta}}{f_{3K}} = \frac{230}{180} - \frac{180}{230} \cong 0,5;$$

$$f_{3K} = f_{\theta} + 2f_{np1} = 180 + 2 \cdot 25 = 230 \text{ МГц.}$$

4. Эквивалентное затухание контура на нижней частоте диапазона:

$$d_{\mathcal{E}.H} = d_K + m_1^2 \rho_H G_{A.H} + n_1^2 \rho_H G_{\text{вх.н}} =$$

$$= 6,67 \cdot 10^{-3} + \left(7,7 \cdot 10^{-2}\right)^2 \cdot \frac{53}{50} + 0,84^2 \cdot 53 \cdot 1,66 \cdot 10^{-4} \cong 1,9 \cdot 10^{-2}$$

$$Q_{\mathcal{E}.H} = \frac{1}{d_{\mathcal{E}.H}} \cong 52,5,$$

здесь

$$d_K = \frac{1}{Q_K} = \frac{1}{150} = 6,67 \cdot 10^{-3};$$

$$\rho_H = \omega_H L_K = 1,06 \cdot 10^9 \cdot 5 \cdot 10^{-8} = 53 \text{ Ом};$$

$$\omega_H = 2\pi f_H = 2 \cdot 3,14 \cdot 170 \cdot 10^6 \cong 1,06 \cdot 10^9 \text{ рад/с};$$

$$G_{A.H} = G_{A.B} = \frac{1}{\rho_A} = \frac{1}{50} \text{ См.}$$

5. Резонансный коэффициент передачи ВЦ

$$K_{OH} = \frac{m_1 n_1 R_{\Sigma.H}}{|Z_{A.H}|} = \frac{7,7 \cdot 10^{-2} \cdot 0,84 \cdot 2,79 \cdot 10^3}{50} \cong 3,6,$$

здесь

$$R_{\Sigma.H} = \rho_H Q_{\Sigma.H} = 53 \cdot 52,5 = 2,79 \text{ кОм};$$

$$|Z_{A.H}| = \rho_A = 50 \text{ Ом.}$$

$$K_{OB} = \frac{m_1 n_1 R_{\Sigma.B}}{|Z_{A.B}|} = \frac{7,7 \cdot 10^{-2} \cdot 0,84 \cdot 2,8 \cdot 10^3}{50} \cong 3,62,$$

здесь

$$R_{\Sigma.B} = \rho_B Q_{\Sigma.B} = 56,5 \cdot 50 \cong 2,8 \text{ кОм.}$$

15. Расчет одноконтурных входных цепей при работе с ненастроенными антеннами

Связь между входным контуром и ненастроенной антенной чаще всего внешнеемкостная или трансформаторная в режиме удлинения (рисунок 15.1).

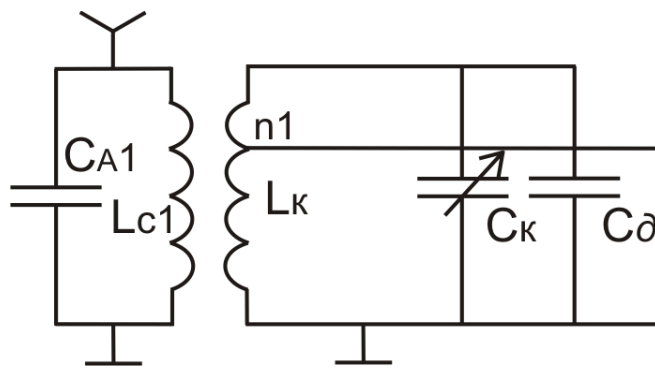


Рисунок 15.1- Схема ВЦ с трансформаторной связью контура с антенной

Схема с внешнеемкостной связью проще, но коэффициент передачи сильно зависит от частоты настройки, а избирательность по зеркальному каналу хуже, чем в схеме с трансформаторной связью. Применение схемы с емкостной связью целесообразно, если допустима неравномерность коэффициента передачи по диапазону порядка κ_{∂}^2 , то есть на растянутых и полурастянутых поддиапазонах. Схему с трансформаторной связью следует применять, если требуемая неравномерность передачи по диапазону не должна быть более κ_{∂} , то есть на нерастянутых поддиапазонах. Подключение контура к активному элементу с малым входным сопротивлением должно быть частичное: автотрансформаторное, трансформаторное, внутримемкостное или

комбинированное. Активный элемент с большим входным сопротивлением может подключаться к контуру ВЦ полностью.

15.1 Методика расчета входной цепи с трансформаторной связью с ненастроенной антенной

15.1.1 Определяется коэффициент трансформации между контуром ВЦ и АЭ на верхней частоте поддиапазона:

а) из условия заданного шунтирования контура активным элементом

$$n_1 = \sqrt{\frac{D-1}{2} \frac{R_{вх}}{\rho_{\text{в}} Q_k}}, \quad (15.1)$$

где $D = Q_k / Q_{\text{Э}} = d_{\text{Э}} / d_k$; $\rho_{\text{в}} = \omega_{\text{в}} L_k = 2\pi f_{\text{в}} L_k$;

б) из условия смещения настройки контура при изменении входной емкости активного элемента $C_{\text{вх}}$ на $\Delta C_{\text{вх}} = (0,3...0,4)C_{\text{вх}}$

$$n_{1\text{дон}} = \sqrt{\frac{DC_{\text{min}}}{2Q_k \Delta C_{\text{вх}}}}. \quad (15.2)$$

Здесь C_{min} - минимальная результирующая емкость контура ВЦ.

Для схемы контура рисунка 11.1 $C_{\text{min}} = C_k \text{ min} + C_{\text{д}}$; для схемы рисунка 11.2 C_{min} определяется формулой (11.10). Из двух значений (15.1), (15.2) берется меньшее. Если по расчету $n_1 > 1$, то берется $n_1 = 1$.

15.1.2 Рассчитывается коэффициент удлинения

$$\kappa_{y\partial} = \sqrt{\frac{H \kappa_{\partial}^2 - 1}{\kappa_{\partial}^2 (H - 1)}}, \quad (15.3)$$

где H – неравномерность по поддиапазону. Задаются $H = 2...3$.

15.1.3 Определяется максимальная резонансная частота антенной цепи

$$f_{A\text{max}} = \frac{f_H}{\kappa_{y\partial}}, \quad (15.4)$$

где f_H – частота нижней границы рассчитываемого поддиапазона.

15.1.4 Вычисляется индуктивность катушки связи с антенной

$$L_{C1} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_{A \max}^2 C_{A \min}} - L_A, \quad (15.5)$$

где f_A – в кГц, C_A – в пФ, L_{C1} – в мкГн.

Если в (15.5) окажется $L_{C1} < 0$, что физически неосуществимо, то берется $L_{C1} = 5L_A$ и определяется максимальная частота антенной цепи

$$f_{A \max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{6L_A C_{A \min}}}.$$

Здесь L_A – в Гн, C_A – в Ф, f_A – в Гц.

Если $L_{C1} > (3...6)L_K$, то целесообразно принять $L_{C1} = (3...6)L_K$ и включить параллельно катушке связи конденсатор C_{A1}

$$C_{A1(n\Phi)} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_{A \max(\kappa \Gamma y)}^2 (L_{C1} + L_A)_{\text{мкГн}}} - C_{A \min(n\Phi)}. \quad (15.6)$$

15.1.5 Рассчитываются резонансные частоты антенной цепи

$$f_{Acp} = f_{A \max} \sqrt{\frac{C_{A \min} + C_{A1}}{C_{Acp} + C_{A1}}}, \quad (15.7)$$

$$f_{A \min} = f_{A \max} \sqrt{\frac{C_{A \min} + C_{A1}}{C_{A \max} + C_{A1}}}. \quad (15.8)$$

$$\text{В (15.7) } C_{Acp} = 0,5(C_{A \min} + C_{A \max}). \quad (15.9)$$

15.1.6 Определяется активная проводимость антенной цепи на нижнем конце диапазона

$$G_{Aн} = \frac{R_{Aэ} \omega_n^2 (C_{Acp} + C_{A1})^2}{1 + \left[R_{Aэ} \omega_n (C_{Acp} + C_{A1}) \right]^2}, \quad (15.10)$$

где

$$R_{A\partial} = \frac{R_A C_{Acp}^2}{(C_{Acp} + C_{A1})^2} + \frac{\omega_H L_{c1}}{Q_c}. \quad (15.11)$$

Здесь Q_c – добротность катушки связи. Обычно $Q_c = (0,5 \dots 0,7) Q_k$.

15.1.7 Рассчитывается коэффициент связи между антенной и контуром ВЦ из условия смещения настройки ВЦ при изменении C_A

$$k_{1\partial on} = \frac{C_{A1} + C_{Acp}}{C_{Acp}} \sqrt{\frac{2(1-A)(1-B)}{Q_3(A-B)}}, \quad (15.12)$$

где

$$A = f_{A\max}^2 / f_H^2, \quad B = f_{A\min}^2 / f_B^2.$$

15.1.8 На нижнем конце диапазона определяется коэффициент трансформации между контуром ВЦ и антенной из условия смещения частоты настройки ВЦ

$$m_{1\partial on} = k_{1\partial on} \frac{C_{Acp}}{C_{Acp} + C_{A1}} \sqrt{\frac{L_{C1} + L_A}{L_k}} \frac{1}{\left(f_H^2 / f_{Acp}^2\right)^{-1}}. \quad (15.13)$$

15.1.9 На нижнем конце диапазона рассчитывается коэффициент трансформации между контуром ВЦ и антенной из условия допустимого шунтирования контура антенной

$$m_{1H\partial on} = \sqrt{\frac{(D-1)G_{KH}}{G_{AH}} - n_1^2 \frac{G_{BX}}{G_H}}, \quad (15.14)$$

где $G_{KH} = 1/(\rho_H Q_k)$ – резонансная проводимость контура ВЦ на нижней частоте диапазона.

Из двух значений (15.13) и (15.14) берется меньшее, но оно должно быть не больше половины согласующего, т. е.

$$m_{1H} \leq 0,5 m_C.$$

Здесь m_C – коэффициент трансформации при согласовании антенны со входом приемника

$$m_C = \sqrt{\frac{G_{KH} + n_1^2 G_{BX}}{G_{AH}}},$$

где $G_{KH} = \frac{1}{\omega_H L_K Q_K}$; G_{AH} - определяется (15.10);

G_{BX} - активная составляющая входной проводимости транзистора с учетом элементов цепей смещения.

15.1.10 Находится коэффициент связи между катушкой индуктивности контура ВЦ и катушкой связи

$$k_{\partial on} = \frac{k_{1\partial on} m_{1H} \partial on}{m_{1\partial on}}. \quad (15.15)$$

Этот коэффициент не должен превышать конструктивно реализуемого значения: для однослойных катушек – 0,2...0,3; для многослойных – 0,4...0,6; для магнитной антенны – 0,7...0,9. При $L \geq 100$ мкГн катушки многослойные.

15.1.11 Определяется коэффициент трансформации со стороны антенны на верхней частоте диапазона

$$m_{1B} = m_{1H} \frac{\left(f_H / f_{Acp}\right)^2 - 1}{\left(f_B / f_{Acp}\right)^2 - 1}. \quad (15.16)$$

15.1.12 Рассчитывается эквивалентное затухание контура на нижней частоте диапазона

$$d_{ЭН} = d_K + m_{1H}^2 \rho_H G_{AH} + n_1^2 \rho_H G_{BX}. \quad (15.17)$$

15.1.13 Определяется неравномерность в полосе пропускания входной цепи

$$\sigma_{вц} = \sqrt{1 + (y \sigma Q_{ЭН})^2}, \quad \sigma_{вц}(\text{дБ}) = 20 \lg \sigma_{вц}. \quad (15.18)$$

Здесь

$$Q_{ЭН} = 1/d_{ЭН}; \quad y \sigma = \Pi_{прес} / f_H.$$

15.1.14 Рассчитывается эквивалентное затухание контура на верхнем конце диапазона

$$d_{\text{эв}} = d_{\text{к}} + m_{\text{в}}^2 \rho_{\text{в}} G_{\text{Ав}} + n_1^2 \rho_{\text{в}} G_{\text{вх}}, \quad (15.19)$$

где $G_{\text{Ав}}$ – определяется формулами, аналогичными (15.10), (15.11) для верхней частоты диапазона.

15.1.13 Рассчитывается избирательность по зеркальному каналу на верхнем конце диапазона

$$Se_{\text{зк}} = \frac{\left(1 - f_{\text{Аср}}^2 / f_{\text{зк}}^2\right) \left(f_{\text{зк}}^2 / f_{\text{в}}^2 - 1\right)}{d_{\text{эв}} \left(1 - f_{\text{Аср}}^2 / f_{\text{в}}^2\right)}, \quad (15.20)$$

$$Se_{\text{зк}}(\text{дБ}) = 20 \lg Se_{\text{зк}}.$$

По упрощенной формуле

$$Se_{\text{зк}} \approx \text{узк} Q_{\text{эв}} \quad (15.21)$$

результат вычислений может оказаться заниженным на 1...3 дБ.

На нерастянутых поддиапазонах ($\kappa_{\text{д}} \geq 2$), при малых значениях входного сопротивления первого АЭ, изменения эквивалентной добротности по диапазону могут превышать границы, допустимые из условия неравномерности в полосе пропускания и избирательности по зеркальному каналу. Тогда рекомендуется применять комбинированную связь контура со входом активного элемента, например, показанную на рисунке 15.2.

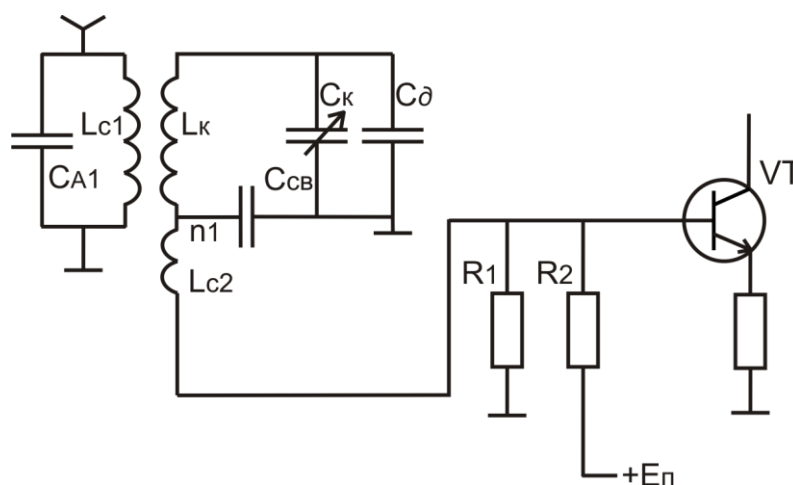


Рисунок 15.2- Схема ВЦ с комбинированной связью с АЭ

Если использовать внутриемкостную в сочетании с индуктивной связью между контуром и входом АЭ, то можно так рассчитать изменения коэффициента подключения контура ко входу АЭ, чтобы эквивалентная добротность оставалась постоянной. Порядок расчета элементов такого включения может быть следующий:

15.1.16 Определяется коэффициент подключения контура ко входу АЭ на нижней частоте диапазона

$$n_{1H} = \sqrt{\frac{(D-1)G_{KH}}{G_{\text{вх}}} - m_{1H}^2 \frac{G_{AH}}{G_{\text{вх}}}} \approx \sqrt{\frac{(D-1)G_{KH}}{G_{\text{вх}}}}. \quad (15.22)$$

Здесь $G_{\text{вх}}$ – входная проводимость АЭ с учетом делителя $R1, R2$, т.е. $G_{\text{вх}} = G_{\text{вх.АЭ}} + 1/R1 + 1/R2$, где $G_{\text{вх.АЭ}}$ – входная проводимость только АЭ.

Если в (15.22) окажется $n_{1H} > 1$, то берется $n_{1H} = 1$ и находится d_K из условия получения необходимого эквивалентного затухания $d_{\text{э}}$

$$d_K = d_{\text{э}} - m_{1H}^2 \rho_H G_{AH} - \rho_H G_{\text{вх}}. \quad (15.23)$$

15.1.17 Рассчитывается коэффициент подключения контура ко входу АЭ на верхней частоте диапазона

$$n_{1B} = \sqrt{\frac{(D-1)G_{KB}}{G_{\text{вх}}} - m_{1B}^2 \frac{G_{AB}}{G_{\text{вх}}}} \approx \sqrt{\frac{(D-1)G_{KB}}{G_{\text{вх}}}}. \quad (15.24)$$

15.1.18 Определяются элементы связи контура с АЭ. Находится вспомогательный коэффициент

$$p = \frac{n_{1H} - n_{1B}}{\frac{2}{\kappa_{\partial}} - 1}. \quad (15.25)$$

Вычисляется емкость конденсатора связи с АЭ

$$C_{\text{св}} = (C_{\text{к min}} + C_{\partial}) \frac{1-p}{p}. \quad (15.26)$$

Берется ближайшее номинальное значение емкости. Рассчитывается индуктивность катушки связи с АЭ

$$L_{C2} = L_K (n_{1в} - p)^2 / k_{св}^2, \quad (15.27)$$

где $k_{св}$ – коэффициент связи между катушками L_{C2} и L_K . Для однослойных катушек, расположенных рядом на одном каркасе $k_{св}$ принимается равным 0,2...0,3; для аналогично расположенных многослойных катушек коэффициент связи достигает величины 0,4...0,6. При $L \geq 100$ мкГн катушки многослойные.

15.1.19 Поскольку включение конденсатора связи $C_{св}$ уменьшает коэффициент перекрытия диапазона, следует уточнить элементы контура входной цепи.

Определяется новое значение емкости добавочного конденсатора, включенного параллельно катушке индуктивности

$$C'_\partial = \frac{C'_{K \max} - k_\partial^2 C'_{K \min}}{k_\partial^2 - 1}, \quad (15.28)$$

где

$$C'_{K \max} = \frac{C_{K \max} C_{св}}{C_{K \max} + C_{св}}; \quad C'_{K \min} = \frac{C_{K \min} C_{св}}{C_{K \min} + C_{св}}. \quad (15.29)$$

Проверяется коэффициент перекрытия диапазона

$$k'_\partial = \sqrt{\frac{C'_{K \max} + C_\partial}{C'_{K \min} + C_\partial}}. \quad (15.30)$$

Находится новое значение индуктивности контура

$$L'_K = \frac{1}{\omega_H^2 (C'_{K \max} + C'_\partial)}. \quad (15.31)$$

Если L'_K отличается от L_K более чем на 25%, следует произвести расчет заново, начиная с п.15.1.1, подставляя в расчетные формулы вместо L_K значение L'_K .

15.1.20 Рассчитывается коэффициент передачи ВЦ на нижнем и верхнем конце диапазона

$$K_{он} = \omega_n C_{Аср} m_{1н} n_{1н} R_{эн}; \quad K_{ов} = \omega_v C_{Аср} m_{1в} n_{1в} R_{эв}. \quad (15.32)$$

15.1.21 Определяется неравномерность коэффициента передачи по диапазону (в преселекторах, содержащих ВЦ без УРЧ):

$$H_{вх} = \frac{K_{о\max}}{K_{о\min}}. \quad (15.33)$$

15.2 Расчет входных цепей с внешнеемкостной связью с ненастроенной антенной

Как отмечалось выше, внешнеемкостная связь входного контура с антенной проще, чем трансформаторная, но обеспечивает меньшее ослабление зеркального канала. Кроме того, коэффициент передачи входной цепи с внешнеемкостной связью имеет большую неравномерность в пределах частотного диапазона, порядка κ_{∂}^2 , где κ_{∂} - коэффициент перекрытия диапазона. Поэтому применение этой схемы целесообразно при $\kappa_{\partial} \leq 1.5$, то есть на растянутых и полурастянутых поддиапазонах (рисунок 15.3), которые используются на коротких (декаметровых) волнах. В этих диапазонах широко применяется телескопическая антенна (штырь).

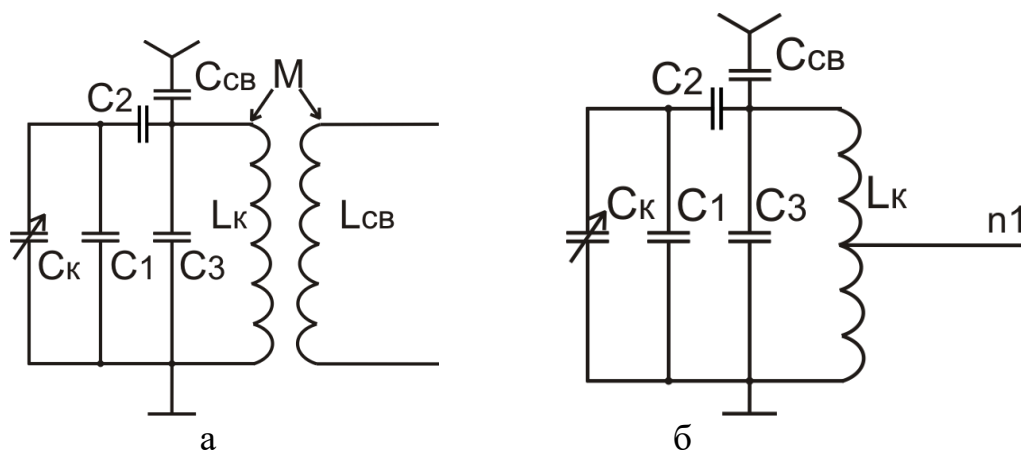


Рисунок 15.3 - Схема входной цепи с внешнеемкостной связью с антенной

Так как антенна короткая по сравнению с длиной волны, то она имеет емкостное реактивное сопротивление

$$Z = R_A + \frac{1}{j\omega C_A}.$$

Для определения C_A используется эмпирическая формула $C_A(n\Phi) = 10l(m)$, где l – геометрическая длина антенны. R_A рассчитывается по формуле

$$R_A = \frac{80\pi^2 h_d(m)}{\lambda(m)},$$

где $h_d \approx 0,5l$ – действующая высота антенны; $\lambda = v/f$ – длина волны; $v = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме.

У телескопической антенны длина меняется в зависимости от количества выдвинутых секций, что приводит к изменению емкости C_A . Например, если телескопическая антенна состоит из четырех секций длиной 30 см каждая, то C_A может меняться в пределах от 3 пФ до 12 пФ. Емкость связи входного контура с антенной определяется из условия допустимого смещения настройки входной цепи при изменении C_A , не более чем на половину полосы пропускания. При этом связь входного контура с антенной получается слабая, поэтому можно пренебречь затуханием, вносимым из антенны в контур.

Подключение контура ко входу активного элемента (АЭ) обычно трансформаторное или автотрансформаторное, если первый АЭ выполнен на биполярном транзисторе (рисунок 15.3). В схеме с полевым транзистором возможно полное подключение контура к АЭ.

Методика расчета входных цепей с внешнеемкостной связью с антенной

15.2.1 На верхней частоте диапазона f_v определяется коэффициент трансформации между контуром входной цепи и активным элементом из двух условий:

а) Из условия заданного шунтирования контура активным элементом

$$n_1 = \sqrt{\frac{(D-1)R_{вх}}{\rho_v Q_k}}, \quad (15.34)$$

где $D = Q_k / Q_{\Sigma} = d_{\Sigma} / d_k$; Q_k – максимальная конструктивно реализуемая добротность контура; Q_{Σ} – эквивалентная добротность, рассчитанная исходя из избирательности по зеркальному каналу; $\rho_v = \omega_v L_k$ – характеристическое сопротивление контура на верхней частоте диапазона; $R_{вх}$ – входное сопротивление АЭ.

б) Из условия смещения настройки контура при изменении входной емкости АЭ $C_{вх}$ на $\Delta C_{вх} = (0,3 \dots 0,4) C_{вх}$

$$n_1 = \sqrt{\frac{D}{2} \frac{C_{\min}}{Q_K \Delta C_{\text{вх}}}}. \quad (15.35)$$

Здесь C_{\min} – минимальная результирующая емкость контура ВЦ. Из двух значений (15.34) и (15.35) берется меньшее. Если по расчету $n_1 > 1$, то берется $n_1 = 1$.

При трансформаторной связи контура ВЦ с АЭ (рисунок 15.3.а) определяется величина индуктивности катушки связи

$$L_{\text{св}} = \frac{L_K n_1^2}{k_{\text{св}}}, \quad (15.36)$$

где $k_{\text{св}} = (0,2 \dots 0,3)$ – для однослойных катушек, $k_{\text{св}} = (0,4 \dots 0,6)$ – для многослойных катушек, $k_{\text{св}} = (0,7 \dots 0,9)$ – для магнитной антенны. При $L \geq 100$ мкГн катушки многослойные.

Проверяется условие

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{св}}C_{\text{вх}}}} \geq 3f_{\text{в}}.$$

Если это условие не выполняется и уменьшить $L_{\text{св}}$ невозможно, то следует отказаться от трансформаторной связи контура с АЭ и применить автотрансформаторную (рисунок 15.3 б).

15.2.2 На верхней частоте диапазона определяется допустимый коэффициент трансформации между антенной и контуром ВЦ из условия смещения настройки контура при изменении емкости антенны C_A

$$m_1 = \sqrt{\frac{C_{\min} D}{Q_K \Delta C_A} - n_1^2 \frac{\Delta C_{\text{вх}}}{\Delta C_A}} \cong \sqrt{\frac{C_{\min} D}{Q_K \Delta C_A}}, \quad (15.37)$$

где $\Delta C_A = C_{A \text{ max}} - C_{A \text{ min}}$.

15.2.3 Рассчитывается емкость конденсатора связи с антенной

$$C_{\text{св}} = \frac{m_1}{1 - m_1} C_{A \text{ max}}. \quad (15.38)$$

15.2.4 Находится эквивалентное затухание контура на нижней частоте диапазона

$$d_{\text{ЭН}} = d_K + n_1^2 \rho_H G_{\text{вх}}, \quad (15.39)$$

где $\rho_H = \omega_H L_K$; $d_K = 1/Q_K$; $G_{\text{вх}} = 1/R_{\text{вх}}$.

15.2.5 Проверяется неравномерность в полосе пропускания ВЦ на нижней частоте диапазона

$$\sigma_{вц} = \sqrt{1 + (y\sigma Q_{ЭН})^2}, \quad (15.40)$$

где $y\sigma = \Pi_{прес} / f_H$; $Q_{ЭН} = 1/d_{ЭН}$.

15.2.6 Определяется эквивалентное затухание контура на верхней частоте диапазона

$$d_{ЭВ} = d_K + n_1^2 \rho_B G_{вх}. \quad (15.41)$$

15.2.7 Проверяется избирательность по зеркальному каналу

$$Se_{зк} = Q_{ЭВ} \left| 1 - \left(\frac{f_B}{f_{зк}} \right)^2 \right|, \quad (15.42)$$

где $Q_{ЭВ} = 1/d_{ЭВ}$; $f_{зк} = f_B + 2f_{HP}$; $Se_{зк}(\text{дБ}) = 20 \lg Se_{зк}$.

15.2.8 Рассчитывается коэффициент передачи ВЦ на нижней и верхней частоте диапазона

$$K_{ОН} = n_1 m_1 R_{ЭН} \omega_H C_A; \quad K_{ОВ} = n_1 m_1 R_{ЭВ} \omega_B C_A. \quad (15.43)$$

$$\text{Здесь } C_A = \frac{C_{св} C_{Аср}}{C_{св} + C_{Аср}}; \quad C_{Аср} = 0,5(C_{A \min} + C_{A \max}).$$

15.2.9 Неравномерность передачи ВЦ по диапазону

$$H_{вц} = \frac{K_{o \max}}{K_{o \min}}. \quad (15.44)$$

16. Расчет входных цепей с двухконтурным фильтром

Двухконтурный полосовой фильтр применяется для получения более высокой избирательности. Входная цепь с двухконтурным фильтром в радиовещательных приемниках используется чаще всего в диапазонах длинных и средних волн, а в профессиональных приемниках и в декаметровом, и в метровом диапазонах волн. Длинноволновые и средневолновые диапазоны

имеют достаточно большое перекрытие по частоте $\kappa_{\partial} > 1.5$, поэтому связь первого контура с ненастроенной антенной целесообразно выполнять трансформаторной в режиме удлинения. В профессиональных и трансляционных приемниках часто используются настроенные антенны. Они должны быть согласованы с фидером, а фидер со входом приемника. Следовательно, связь первого контура с антенно-фидерной цепью рассчитывается из условия согласования. Связь между контурами фильтра нужно выбирать так, чтобы обеспечить постоянство полосы пропускания в заданном диапазоне частот. Это достигается применением комбинированной связи трансформаторной и внутриемкостной (рисунок 16.1 вариант-1) или внешнеемкостной и внутриемкостной (рисунок 16.2 – вариант-2).

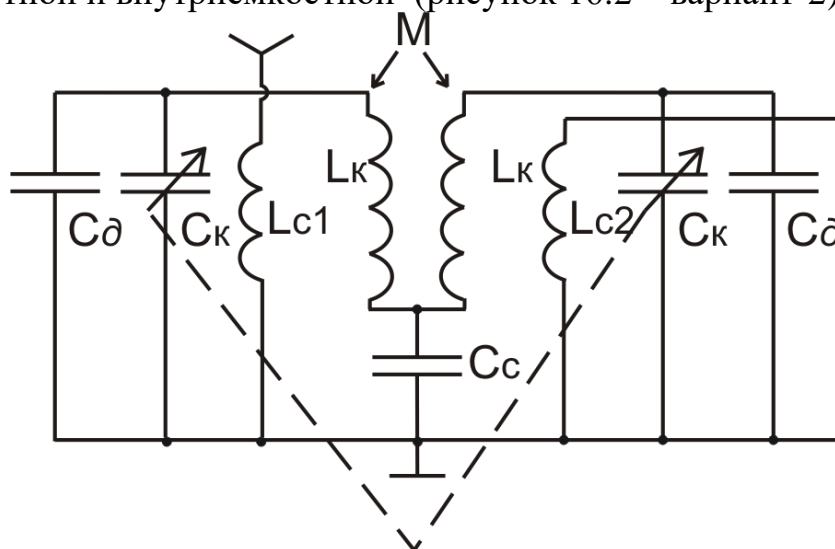


Рисунок 16.1- Двухконтурный фильтр первого варианта

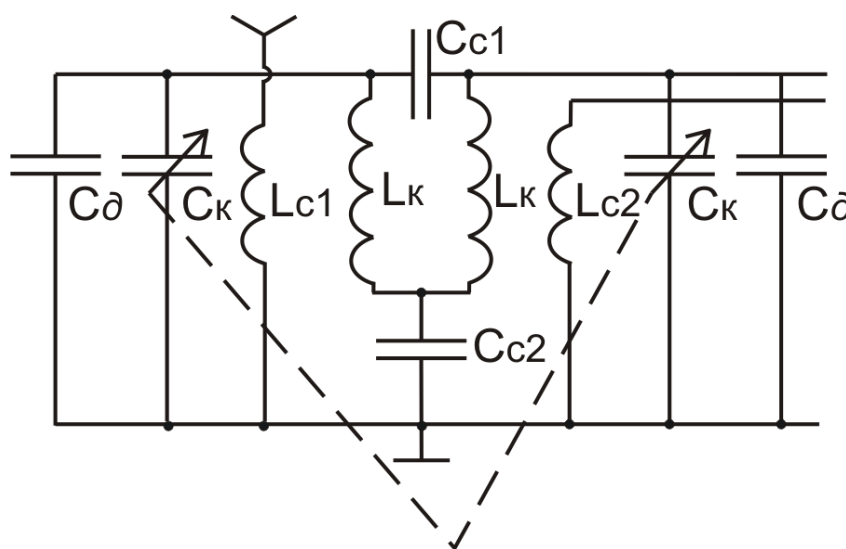


Рисунок 16.2 - Двухконтурный фильтр второго варианта

Подключение второго контура фильтра к активному элементу с малым входным сопротивлением обычно трансформаторное или

автотрансформаторное. При большом входном сопротивлении АЭ возможно полное подключение второго контура к АЭ.

16.1 Методика расчета входной цепи с двухконтурным полосовым фильтром при трансформаторной связи с ненастроенной антенной

16.1.1 На средней частоте рассчитываемого диапазона $f_{cp} = \sqrt{f_n f_v}$ параметр связи между контурами $\beta_{cp} = k_{св} Q_{\Sigma}$ принимается равным единице. При этом эквивалентную добротность каждого контура полосового фильтра можно увеличить в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с эквивалентной добротностью в одноконтурной цепи: $Q_{\Sigma} = \sqrt{2} Q_{\Sigma 1}$. Методика расчета $Q_{\Sigma 1}$ рассмотрена в параграфе 10.

Конструктивная добротность контуров берется в пределах $Q_K = (1, 2 \dots 1, 3) Q_{\Sigma}$, но не больше реализуемой.

16.1.2 Рассчитывается величина сопротивления связи между контурами фильтра на средней частоте диапазона

$$X_{cp} = \omega_{cp} L_K \beta_{cp} / Q_{\Sigma}, \quad (16.1)$$

Далее рассчитываются элементы связи между контурами фильтра.

Для схемы варианта 1 (рисунок 16.1):

16.1.3 Определяется взаимная индукция между катушками фильтра

$$M = X_{cp} / 2\omega_{cp}. \quad (16.2)$$

Оценивается реальность полученной величины M путем определения необходимого коэффициента связи $k_{св} = M/L_K$. Этот коэффициент не должен превышать конструктивно-реализуемого значения: для однослойных катушек – 0,2...0,3; для многослойных – 0,4...0,9.

16.1.4 Определяется величина емкости конденсатора связи

$$C_c = 2 / \omega_{cp} X_{cp}. \quad (16.3)$$

При небольших перекрытиях диапазонов ($\kappa_{\partial} \leq 1,5$) применение комбинированной связи между контурами излишне, достаточно если будет или только индуктивная связь (тогда $M = X_{cp} / \omega_{cp}$), или только емкостная связь (тогда $C_c = 1 / \omega_{cp} X_{cp}$).

Для схемы варианта 2 (рисунок 16.2):

16.1.5 Определяется величина емкости конденсатора связи

$$C_{c2} = 1,33 / \omega_{cp} X_{cp}. \quad (16.4)$$

16.1.6 Определяется емкость конденсатора связи

$$C_{c1} = 0,2 C_{c2} X_{cp}^2 / \omega_{cp}^2 L_K^2. \quad (16.5)$$

Для обоих вариантов производится расчет связи первого контура полосового фильтра с антенной, а второго контура с активным элементом.

16.1.7 Рассчитывается связь первого контура с антенной в соответствии с пунктами 15.1.2...15.1.8.

На нижнем конце диапазона коэффициент трансформации между антенной и первым контуром фильтра из условия допустимого шунтирования контура антенной

$$m_{1H \text{ доп}} = \sqrt{\frac{(D-1)G_{KH}}{G_{AH}}}, \quad (16.6)$$

$$\text{где } G_{KH} = 1/\rho_H Q_K; \rho_H = \omega_H L_K; D = \frac{Q_K}{Q_{\text{Э}}} = \frac{d_{\text{Э}}}{d_K}.$$

$$m_{1H \text{ доп}} = 0,5 m_c = 0,5 \sqrt{\frac{G_{KH}}{G_{AH}}}, \quad (16.7)$$

где G_{AH} – определяется формулой (15.10).

Из трех значений (15.13), (16.6) и (16.7) берется меньшее.

Далее рассчитывается коэффициент трансформации со стороны антенны на верхней частоте диапазона для выбранного $m_{1H \text{ доп}}$ по формуле (15.16).

16.1.8 Рассчитывается коэффициент трансформации между вторым контуром и АЭ на верхней частоте диапазона из условия смещения настройки контура при изменении $C_{\text{вх}}$ на $\Delta C_{\text{вх}} = (0,3 \dots 0,4) C_{\text{вх}}$

$$n_1 = \sqrt{\frac{DC_{\min}}{Q_K \Delta C_{\text{вх}}}}. \quad (16.8)$$

Из условия шунтирования контура транзистором

$$n_1 = \sqrt{\frac{(D-1)R_{\text{ex}}}{\rho_{\text{в}} Q_K}}. \quad (16.9)$$

Из двух полученных значений n_I берется меньшее.

Если по расчету $n_I > 1$ то берется $n_I = 1$.

16.1.9 Определяются эквивалентные затухания и добротности контуров на нижнем и верхнем конце диапазона

$$\begin{aligned} d_{\text{э1н}} &= d_{\text{к}} + m_{1\text{н}}^2 \rho_{\text{н}} G_{\text{Ан}}; & Q_{\text{э1н}} &= 1/d_{\text{э1н}}. \\ d_{\text{э2н}} &= d_{\text{к}} + n_{1\text{н}}^2 \rho_{\text{н}} G_{\text{вх}}; & Q_{\text{э2н}} &= 1/d_{\text{э2н}}. \\ d_{\text{э1в}} &= d_{\text{к}} + m_{1\text{в}}^2 \rho_{\text{в}} G_{\text{Ав}}; & Q_{\text{э1в}} &= 1/d_{\text{э1в}}. \\ d_{\text{э2в}} &= d_{\text{к}} + n_{1\text{в}}^2 \rho_{\text{в}} G_{\text{вх}}; & Q_{\text{э2в}} &= 1/d_{\text{э2в}}. \end{aligned} \quad (16.10)$$

Здесь $m_{1\text{в}}$ определяется формулой (15.16); $n_{1\text{в}} = n_{1\text{н}} = n_1$.

16.1.10 Определяется эквивалентная добротность полосового фильтра на нижнем и верхнем конце диапазона:

$$\begin{aligned} Q_{\text{эн}} &= \sqrt{Q_{\text{э1н}} Q_{\text{э2н}}}. \\ Q_{\text{эв}} &= \sqrt{Q_{\text{э1в}} Q_{\text{э2в}}}. \end{aligned} \quad (16.11)$$

16.1.11 Рассчитывается величина сопротивления связи на нижнем и верхнем конце диапазона:
для варианта 1

$$\begin{aligned} X_{\text{н}} &= \omega_{\text{н}} M + 1/\omega_{\text{н}} C_{\text{с}}; \\ X_{\text{в}} &= \omega_{\text{в}} M + 1/\omega_{\text{в}} C_{\text{с}}; \end{aligned} \quad (16.12)$$

для варианта 2

$$\begin{aligned} X_{\text{н}} &= \omega_{\text{н}}^3 C_{\text{с1}} L_{\text{к}}^2 + 1/\omega_{\text{н}} C_{\text{с2}}; \\ X_{\text{в}} &= \omega_{\text{в}}^3 C_{\text{с1}} L_{\text{к}}^2 + 1/\omega_{\text{в}} C_{\text{с2}}. \end{aligned} \quad (16.13)$$

16.1.12 Определяется параметр связи между контурами на нижнем и верхнем конце диапазона

$$\beta_H = \frac{X_H Q_{ЭН}}{\omega_H L_K}; \quad (16.14)$$

$$\beta_В = \frac{X_В Q_{ЭВ}}{\omega_В L_K}. \quad (16.15)$$

16.1.13 Определяется неравномерность в полосе пропускания входной цепи на нижней частоте диапазона (рисунок 16.3).

$$\sigma_H = \frac{K_H}{K_{ОН}} = \frac{1 + \beta_H^2}{\sqrt{\left(1 + \beta_H^2 - \xi_H^2\right)^2 + 4\xi_H^2}}. \quad (16.16)$$

$$\sigma_H (\text{дБ}) = 20 \lg(\sigma_H).$$

Здесь $\xi_H = \Pi_{нрес} Q_{ЭН} / f_H$ – обобщенная (нормированная) расстройка на краю полосы пропускания относительно резонансной частоты фильтра на нижнем конце диапазона.

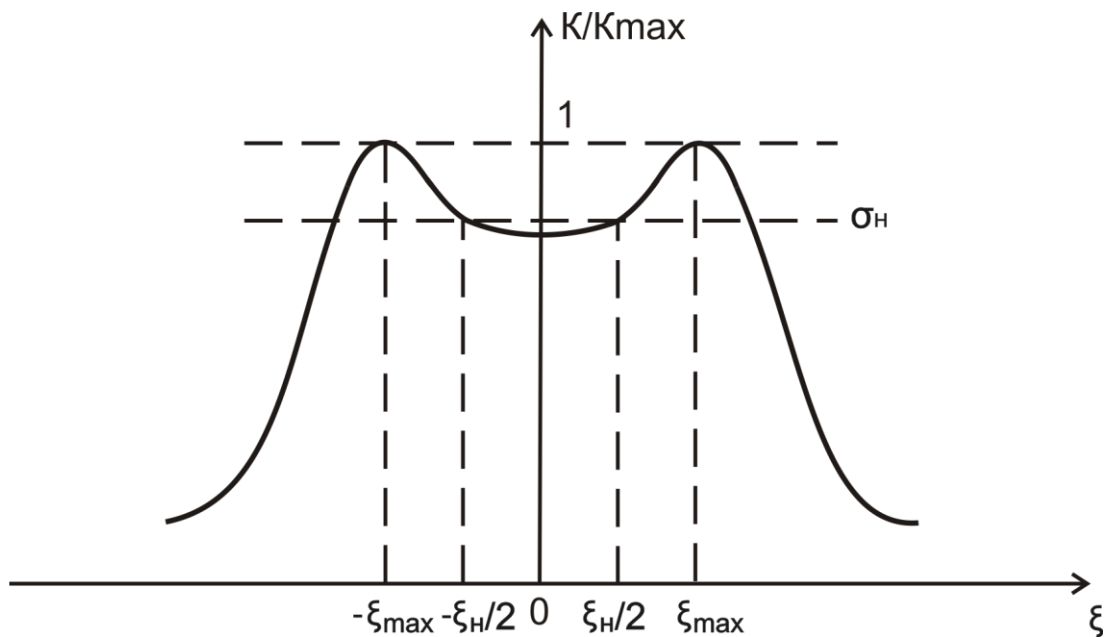


Рисунок 16.3 - Резонансная характеристика двухконтурного фильтра на нижней частоте диапазона

16.1.14 Рассчитывается избирательность по зеркальному каналу ВЦ на верхней частоте диапазона

$$Se_{3K} = \frac{\sqrt{(1 + \beta_B^2 - \xi_{3K}^2)^2 + 4\xi_{3K}^2}}{1 + \beta_B^2}; \quad (16.17)$$

$$Se_{3K}(\partial B) = 20 \lg Se_{3K}.$$

$$\text{Здесь } \xi_{3K} = Q_{\text{эв}} \left| \frac{f_{\text{в}} + 2f_{\text{ПП}}}{f_{\text{в}}} - \frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{в}} + 2f_{\text{ПП}}} \right| \quad (16.18)$$

- обобщенная расстройка зеркального канала.

16.1.15 Вычисляется резонансный коэффициент передачи ВЦ на нижней и верхней частотах диапазона

$$K_{\text{он}} = \omega_{\text{н}} C_{\text{Аср}} m_{1\text{н}} n_1 R_{\text{эн}} \frac{\beta_{\text{н}}}{1 + \beta_{\text{н}}^2}, \quad (16.19)$$

где $R_{\text{эн}} = \rho_{\text{н}} Q_{\text{эн}} = \omega_{\text{н}} L_{\text{эн}} Q$ - эквивалентное резонансное сопротивление контуров фильтра на нижней частоте диапазона;

$$K_{\text{ов}} = \omega_{\text{в}} C_{\text{Аср}} m_{1\text{в}} n_1 R_{\text{эв}} \frac{\beta_{\text{в}}}{1 + \beta_{\text{в}}^2}, \quad (16.20)$$

где $R_{\text{эв}} = \rho_{\text{в}} Q_{\text{эв}} = \omega_{\text{в}} L_{\text{эв}} Q$ - эквивалентное резонансное сопротивление контуров фильтра на верхней частоте диапазона.

16.1.16 Определяется неравномерность передачи ВЦ по диапазону

$$H = \frac{K_{0\text{max}}}{K_{0\text{min}}}. \quad (16.21)$$

Пример расчета входной цепи с двухконтурным фильтром при трансформаторной связи с ненастроенной антенной

Исходные данные

Диапазон частот: $f' = 525 \dots 1605 \text{ кГц}$, с двухпроцентным запасом на перекрытие $f = 514 \dots 1637 \text{ кГц}$; $\omega_{\text{н}} = 2\pi f_{\text{н}} = 3,2 \cdot 10^6 \text{ рад/с}$;

$$\omega_{\theta} = 2\pi f_{\theta} = 10,3 \cdot 10^6 \text{ p/c}.$$

Параметры антенны: $R_A=50 \text{ Ом}$; $L_A=50 \text{ мкГн}$; $C_A=(50 \dots 200) \text{ пФ}$.

Параметры контуров фильтра: $L_K=224 \text{ мкГн}$; $C_K=(10 \dots 400) \text{ пФ}$;

$Q_{\theta 1}=25$; $C_{\theta}=33 \text{ пФ}$.

Параметры АЭ: $R_{BX} = 2 \cdot 10^5 \text{ Ом}$; $C_{BX}=4 \text{ пФ}$.

Параметры входной цепи: $P=12 \text{ кГц}$; $\sigma_H = 2 \text{ дБ}$, $S_{\text{взк}}=50 \text{ дБ}$.

Промежуточная частота $f_{\text{ПР}} = 465 \text{ кГц}$.

Расчет

1. На средней частоте диапазона $f_{cp} = \sqrt{f_H f_{\theta}} = \sqrt{5,14 \cdot 1637} = 917,3 \text{ кГц}$;

$\omega_{cp} = 2\pi f_{cp} = 5,76 \cdot 10^6 \text{ p/c}$, параметр связи (обобщенный коэффициент связи)

$\beta_{cp} = k_{св} Q_{\theta}$ берется равным единице. Увеличиваем эквивалентную

добротность контуров фильтра в $\sqrt{2}$ раз $Q_{\theta} = \sqrt{2} Q_{\theta 1} = \sqrt{2} \cdot 25 \cong 35$.

Конструктивную добротность контуров берем

$Q_K = 1,2 \cdot 35 = 42$ (конструктивно реализуемая см. §10).

2. Рассчитывается фильтр первого варианта по схеме рисунка 16.1. Сопротивление связи между контурами фильтра на средней частоте диапазона

$$X_{cp} = \omega_{cp} L_K \beta_{cp} / Q_{\theta} = 5,76 \cdot 10^6 \cdot 224 \cdot 10^{-6} / 35 \cong 37 \text{ Ом}.$$

3. Взаимоиндукция между катушками фильтра

$$M = X_{cp} / 2\omega_{cp} = 37 / 2 \cdot 5,76 \cdot 10^6 = 3,2 \text{ мкГн}.$$

Коэффициент связи $k_{св} = M / L_K = \frac{3,2}{224} = 1,4 \cdot 10^{-2}$ имеет конструктивно реализуемое значение.

4. Емкость конденсатора связи $C_c = 2 / \omega_{cp} X_{cp} = \frac{2}{5,76 \cdot 10^6 \cdot 37} = 9,4 \text{ нФ}$.

Берется номинал 9,1 нФ.

5. Рассчитывается величина связи первого контура с антенной. Определяется коэффициент удлинения

$$\kappa_{y\theta} = \sqrt{\frac{H \kappa_{\theta}^2 - 1}{\kappa_{\theta}^2 (H - 1)}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 3,2^2 - 1}{3,2^2 (2 - 1)}} = 1,4,$$

здесь $\kappa_{\theta} = f_{\theta} / f_H = \frac{1637}{514} = 3,2$; $H=2$.

6. Определяется максимальная частота антенной цепи

$$f_{A\max} = f_H / \kappa_{y\partial} = \frac{514}{1,4} = 367 \text{ кГц.}$$

7. Рассчитывается индуктивность катушки связи с антенной

$$L_{C1}(\text{мкГн}) = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_{A\max}^2(\text{кГц}) C_{A\min}(\text{нФ})} - L_A = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{(367)^2 \cdot 50} - 50 = 3700 \text{ мкГн.}$$

Так как L_{C1} больше $6L_K$, то берется $L_{C1} = 5L_K = 5 \cdot 224 = 1120 \text{ мкГн}$ и включается параллельно катушке связи емкость

$$\begin{aligned} C_{A1}(\text{нФ}) &= \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_{A\max}^2(\text{кГц}) L_{C1}(\text{мкГн})} - C_{A\min}(\text{нФ}) = \\ &= \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{(367)^2 \cdot 1120} - 50 = 565 \text{ пФ;} \end{aligned}$$

10. Находятся резонансные частоты антенной цепи

$$f_{Acp} = f_{A\max} \sqrt{\frac{C_{A\min} + C_{A1}}{C_{Acp} + C_{A1}}} = 367 \sqrt{\frac{50 + 565}{125 + 565}} = 346 \text{ кГц;}$$

$$f_{A\min} = f_{A\max} \sqrt{\frac{C_{A\min} + C_{A1}}{C_{A\max} + C_{A1}}} = 367 \sqrt{\frac{50 + 565}{200 + 565}} = 329 \text{ кГц.}$$

$$\text{Здесь } C_{Acp} = 0,5(C_{A\max} + C_{A\min}) = 0,5(200 + 50) = 125 \text{ пФ.}$$

11. Рассчитывается коэффициент связи между антенной и первым контуром из условия смещения настройки ВЦ

$$\kappa_{1\partial on} = \frac{C_{A1} + C_{Acp}}{C_{Acp}} \sqrt{\frac{2(1-A)(1-B)}{Q_{\partial}(A-B)}} = \frac{565 + 125}{125} \sqrt{\frac{2 \cdot 0,5 \cdot 0,96}{35 \cdot 0,46}} = 1,35.$$

$$\text{Здесь } A = \left(\frac{f_{A\max}}{f_H} \right)^2 = \left(\frac{367}{514} \right)^2 = 0,5; B = \left(\frac{f_{A\min}}{f_{\partial}} \right)^2 = \left(\frac{329}{1637} \right)^2 = 0,04;$$

$$A - B = 0,5 - 0,04 = 0,46.$$

По расчету $K_{1\partial on}=1,35$ это означает, что коэффициент связи можно взять конструктивно реализуемый $K_{1\partial on}=0,4...0,6$ для многослойных катушек. Возьмем $K_{1\partial on}=0,5$.

12. Определяете коэффициент трансформации из условия смещения настройки ВЦ на нижней частоте диапазона при $K_{1\partial on}=0,5$:

$$m_{1\partial on} = \kappa_{1\partial on} \frac{C_{Acp}}{C_{Acp} + C_{A1}} \sqrt{\frac{L_{C1} + L_A}{L_K}} \cdot \frac{1}{\left| \left(\frac{f_H}{f_{Acp}} \right)^2 - 1 \right|} =$$

$$= 0,5 \frac{125}{125 + 565} \sqrt{\frac{3750}{224}} \cdot \frac{1}{\left| \left(\frac{514}{346} \right)^2 - 1 \right|} = 0,445.$$

13. Вычисляется коэффициент трансформации между антенной и первым контуром фильтра из условия допустимого шунтирования контура антенной на нижней частоте диапазона

$$m_{1H\partial on} = \sqrt{\frac{(D-1)G_{KH}}{G_{AH}}} = \sqrt{\frac{(1,2-1) \cdot 3,3 \cdot 10^{-5}}{1,24 \cdot 10^{-4}}} = 0,23.$$

Здесь $G_{KH} = 1/\omega_H L_K Q_K = 1/3,2 \cdot 10^6 \cdot 224 \cdot 10^{-6} \cdot 42 = 3,3 \cdot 10^{-5}$ Сим;

$$G_{AH} = R_{AЭ} \omega_H^2 (C_{Acp} + C_{A1})^2 = 560 \cdot (3,2 \cdot 10^6)^2 \cdot (690 \cdot 10^{-12})^2 =$$

$$= 1,24 \cdot 10^{-4} \text{ Сим},$$

где
$$R_{AЭ} = \frac{R_A C_{Acp}^2}{(C_{Acp} + C_{A1})^2} + \frac{\omega_H L_{C1}}{Q_C} = 50 \left(\frac{125}{690} \right)^2 +$$

$$+ \frac{3,2 \cdot 10^6 \cdot 3,7 \cdot 10^{-3}}{21} = 560 \text{ Ом}.$$

Из условия половины согласующего значения

$$m_{1H\partial on} = 0,5 \sqrt{\frac{G_{KH}}{G_{AH}}} = 0,5 \sqrt{\frac{3,3 \cdot 10^{-5}}{1,24 \cdot 10^{-4}}} = 0,26.$$

Берется меньшее значение $m_{1H} = 0,23$.

14. Рассчитывается коэффициент трансформации со стороны антенны на верхней частоте диапазона

$$m_{1B} = m_{1H} \frac{\left(f_H / f_{Acp}\right)^2 - 1}{\left(f_{\varepsilon} / f_{Acp}\right)^2 - 1} = 0,23 \frac{(514/346)^2 - 1}{(1637/346)^2 - 1} = 0,013.$$

15. Определяется коэффициент трансформации между вторым контуром фильтра и АЭ из условия смещения настройки контура

$$n_1 = \sqrt{\frac{DC_{\min}}{Q_K \Delta C_{BX}}} = \sqrt{\frac{1,2 \cdot 43}{42 \cdot 1,2}} = 1,01.$$

Здесь $C_{\min} = C_{K \min} + C_{\partial} = 10 + 33 = 43$ пФ;

$$\Delta C_{\varepsilon x} = 0,3 C_{\varepsilon x} = 0,3 \cdot 4 = 1,2 \text{ пФ}; \quad D = \frac{Q_K}{Q_{\varepsilon}} = 1,2.$$

Из условия шунтирования второго контура активным элементом на верхней частоте диапазона $n_1 \approx 1$. Берется $n_1 = 1$.

16. Уточняются эквивалентные затухания и добротности контуров фильтра на нижней и верхней частотах диапазона

$$d_{\varepsilon 1H} = d_K + m_{1H}^2 \rho_H G_{AH} = 1/42 + 0,23^2 \cdot 717 \cdot 1,24 \cdot 10^{-4} = 2,77 \cdot 10^{-2};$$

$$Q_{\varepsilon 1H} = \frac{1}{d_{\varepsilon 1H}} = \frac{1}{2,77 \cdot 10^{-2}} = 36,1;$$

$$d_{\varepsilon 2H} = d_K + n_1^2 \rho_H G_{\varepsilon x} = 1/42 + 717/2 \cdot 10^5 = 2,66 \cdot 10^{-2};$$

$$Q_{\varepsilon 2H} = \frac{1}{d_{\varepsilon 2H}} = \frac{1}{2,66 \cdot 10^{-2}} = 37,6;$$

$$d_{\varepsilon 1B} = d_K + m_{1B}^2 \rho_B G_{AB} =$$

$$= 1/42 + \left(1,3 \cdot 10^{-2}\right)^2 \cdot 2,3 \cdot 10^3 \cdot 1,28 \cdot 10^{-5} = 2,43 \cdot 10^{-2};$$

$$Q_{\varepsilon 1B} = \frac{1}{d_{\varepsilon 1B}} = \frac{1}{2,43 \cdot 10^{-2}} = 41,15;$$

$$d_{\varepsilon 2B} = d_K + \frac{n_1^2 \rho_B}{R_{\varepsilon x}} = 1/42 + \frac{2,3 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^5} = 3,53 \cdot 10^{-2};$$

$$Q_{\varepsilon 2B} = \frac{1}{d_{\varepsilon 2B}} = \frac{1}{3,53 \cdot 10^{-2}} = 28,3.$$

17. Эквивалентная добротность фильтра на нижней частоте диапазона

$$Q_{\varepsilon H} = \sqrt{Q_{\varepsilon 1H} \cdot Q_{\varepsilon 2H}} = \sqrt{36,1 \cdot 37,6} = 36,84.$$

Эквивалентная добротность фильтра на верхней частоте диапазона

$$Q_{\mathcal{B}} = \sqrt{Q_{\mathcal{B}1} \cdot Q_{\mathcal{B}2}} = \sqrt{41,15 \cdot 28,3} = 34,1.$$

18. Сопротивления связи на нижней и верхней частотах диапазона

$$X_H = \omega_H M + \frac{1}{\omega_H C_C} = 3,2 \cdot 10^6 \cdot 3,2 \cdot 10^{-6} +$$

$$+ \frac{1}{3,2 \cdot 10^6 \cdot 9,4 \cdot 10^{-9}} = 43,24 \text{ Ом},$$

$$X_B = \omega_B M + \frac{1}{\omega_B C_C} = 10,3 \cdot 10^6 \cdot 3,2 \cdot 10^{-6} +$$

$$+ \frac{1}{10,3 \cdot 10^6 \cdot 9,4 \cdot 10^{-9}} = 43,29 \text{ Ом},$$

19. Параметр связи между контурами

$$\beta_H = \frac{X_H Q_{\mathcal{H}}}{\omega_H L_K} = \frac{43,24 \cdot 36,84}{3,2 \cdot 10^6 \cdot 224 \cdot 10^{-6}} = 2,22;$$

$$\beta_B = \frac{X_B Q_{\mathcal{B}}}{\omega_B L_K} = \frac{43,29 \cdot 34,1}{10,3 \cdot 10^6 \cdot 224 \cdot 10^{-6}} = 0,64.$$

20. Неравномерность в полосе пропускания ВЦ на нижней частоте диапазона

$$\begin{aligned} \sigma_H &= \frac{K_H}{K_{OH}} = \frac{1 + \beta_H^2}{\sqrt{\left(1 + \beta_H^2 - \xi_H^2\right)^2 + 4\xi_H^2}} = \\ &= \frac{1 + 2,22^2}{\sqrt{\left(1 + 2,22^2 - 0,86^2\right)^2 + 4 \cdot 0,86^2}} = 1,084; \end{aligned}$$

$$\text{где } \xi_H = \frac{PQ_{\mathcal{H}}}{f_H} = 12 \cdot 36,84 / 514 = 0,86;$$

$$\sigma_H (\text{дБ}) = 20 \lg 1,084 = 0,7 \text{ дБ}.$$

21. Избирательность по зеркальному каналу ВЦ на верхней частоте диапазона

$$Se_{3K} = \frac{\sqrt{\left(1 + \beta_B^2 - \xi_{3K}^2\right)^2 + 4\xi_{3K}^2}}{1 + \beta_B^2} =$$

$$= \frac{\sqrt{(1 + 0,64^2 - 31,4^2)^2 + 4 \cdot 31,4^2}}{1 + 0,64^2} = 699,$$

$$\begin{aligned} \text{где } \xi_{3\kappa} &= Q_{эв} \left| \frac{f_в + 2f_{ПП}}{f_в} - \frac{f_B}{f_в + 2f_{ПП}} \right| = \\ &= 31,4 \left| \frac{1637 + 930}{1637} - \frac{1637}{1637 + 930} \right| = 31,4; \end{aligned}$$

$$Se_{3\kappa}(\partial B) = 20LgSe_{3\kappa} = 20lg 699 = 56,88 \partial B.$$

22. Рассчитывается резонансный коэффициент передачи ВЦ на нижней и верхней частоте диапазона

$$\begin{aligned} K_{он} &= \omega_n C_{Аср} m_{1н} n_1 R_{эн} \frac{\beta_n}{1 + \beta_n^2} = \\ &= 3,2 \cdot 10^6 \cdot 125 \cdot 10^{-12} \cdot 0,23 \cdot 26,4 \cdot 10^3 \frac{2,22}{1 + 2,22^2} = 0,91. \end{aligned}$$

$$\text{Здесь } R_{эн} = \rho_n Q_{эн} = 26,4 \text{ кОм.}$$

$$\begin{aligned} K_{ов} &= \omega_v C_{Аср} m_{1в} n_1 R_{эв} \frac{\beta_v}{1 + \beta_v^2} = \\ &= 10,3 \cdot 10^6 \cdot 125 \cdot 10^{-12} \cdot 0,013 \cdot 78,4 \cdot 10^3 \frac{0,64}{1 + 0,64^2} = 0,59. \end{aligned}$$

$$\text{Здесь } R_{эв} = \rho_v Q_{эв} = 78,4 \text{ кОм.}$$

23. Неравномерность передачи ВЦ по диапазону

$$H = \frac{\kappa_{0\max}}{\kappa_{0\min}} = \frac{0,91}{0,59} = 1,54.$$

Результаты расчета ВЦ удовлетворяют исходным данным с запасом.

16.2 Методика расчета входной цепи с полосовым фильтром при работе с настроенными антеннами

16.2.1 На средней частоте рассчитываемого диапазона $f_{ср} = \sqrt{f_n f_v}$ параметр связи между контурами $\beta_{ср} = \kappa_{св} Q_{э}$ принимается равным единице. Эквивалентная добротность каждого контура полосового фильтра берется равной $Q_{э} = \sqrt{2} Q_{э1}$. Конструктивная добротность контуров при малом входном сопротивлении АЭ (биполярный транзистор) берется реализуемая

($Q_K=120...200$), но не менее, чем $Q_K=(2,1...2,3)Q_{\Delta}$. При большом входном сопротивлении АЭ (полевой транзистор) конструктивная добротность второго контура берется в пределах $Q_K=(1,1...1,3)Q_{\Delta}$, а у первого контура $Q_K=(2,1...2,3)Q_{\Delta}$. Это сделано для того, чтобы различие в эквивалентных добротностях контуров не превышало 30%. Если затруднено выполнение контуров фильтра с различной конструктивной добротностью, то выровнять эквивалентные добротности можно при помощи сопротивления шунта у второго контура

$$R_{ш} = \frac{\rho_{cp}}{d_{\Delta} - d_K - \rho_{cp} G_{вх}} \approx \frac{\rho_{cp} Q_K}{D-1}. \quad (16.22)$$

Здесь $\rho_{cp} = \omega_{cp} L_K$; $D = Q_K/Q_{\Delta} = d_{\Delta}/d_K$.

16.2.2 Определяется коэффициент трансформации между антенно-фидерной цепью и контуром из условия согласования на средней частоте диапазона:

$$m_1 = \sqrt{\rho_A / R_{\Delta cp}} \quad (16.23)$$

- при трансформаторном согласовании;

$$m_1 = \sqrt{\rho_A / 2R_{\Delta cp}} \quad (16.24)$$

- при автотрансформаторном согласовании.

В (16.23), (16.24) ρ_A - волновое сопротивление антенного фидера;

$R_{\Delta cp} = \rho_{cp} Q_{\Delta}$ - эквивалентное резонансное сопротивление контура.

16.2.3 Определяется индуктивность катушки связи с антенной

$$L_{C1} = \rho_A / \omega_{cp}. \quad (16.25)$$

16.2.4 Рассчитывается коэффициент трансформации между вторым контуром и АЭ на верхней частоте диапазона по формулам (16.8) и (16.9)

16.2.5 Рассчитывается связь между контурами полосового фильтра в соответствии с пунктами 16.1.2...16.1.6.

16.2.6 Определяются эквивалентные затухания и добротности контуров на нижнем и верхнем конце диапазона по формулам (16.10) и добротности фильтра по (16.11). В (16.10) при автотрансформаторном согласовании

$G_{AH}=G_{AB}=1/\rho_A$. При трансформаторном согласовании антенно-фидерной цепи со входом приемника

$$G_{AH} = \frac{\rho_A}{\rho_A^2 + \omega_H^2 L_{C1}^2}; \quad G_{AB} = \frac{\rho_A}{\rho_A^2 + \omega_B^2 L_{C1}^2}. \quad (16.26)$$

При наличии шунта формулы (16.10) приобретают вид:

$$d_{\varepsilon 2H} = d_K + n_{1H}^2 \rho_H G_{\varepsilon x} + n_{1H}^2 \rho_H / R_{ш}. \quad (16.27)$$

$$d_{\varepsilon 2B} = d_K + \frac{n_{1H}^2 \rho_B}{R_{\varepsilon x} + R_{ш}}. \quad (16.28)$$

16.2.7 Определяются параметры связи между контурами фильтра в соответствии с пунктами 16.1.11 и 16.1.12.

16.2.8 Рассчитываются неравномерность в полосе пропускания и избирательность по зеркальному каналу в соответствии с пунктами 16.1.13 и 16.1.14.

16.2.9 Рассчитывается коэффициент передачи ВЦ по нижней и верхней частоте диапазона

$$K_{OH} = \frac{m_1 n_1 R_{\varepsilon H}}{|Z_{AH}|} \cdot \frac{\beta_H}{1 + \beta_H^2}; \quad K_{OB} = \frac{m_1 n_1 R_{\varepsilon B}}{|Z_{AB}|} \cdot \frac{\beta_B}{1 + \beta_B^2}. \quad (16.29)$$

Здесь $R_{\varepsilon H} = \rho_H Q_{\varepsilon H}$; $R_{\varepsilon B} = \rho_B Q_{\varepsilon B}$; $|Z_{AH}| = |Z_{AB}| = \rho_A$ - в схеме с автотрансформаторным согласованием;

$$|Z_{AH}| = \sqrt{\rho_A^2 + (\omega_H L_{C1})^2}, \quad |Z_{AB}| = \sqrt{\rho_A^2 + (\omega_B L_{C1})^2}$$

- в схеме с трансформаторным согласованием.

16.2.10 Определяется неравномерность передачи ВЦ по диапазону по формуле (15.33)

17. Расчет входных цепей с магнитной антенной

Магнитные антенны (МА) находят широкое применение главным образом в радиовещательных приемниках длинных и средних волн. Особенностью ВЦ с МА является то, что антенная катушка одновременно является и катушкой контура, поэтому нет расчета связи входного контура с

антенной. После расчета элементов входного контура ведется конструктивный расчет МА по методике [18]. В результате конструктивного расчета будет определен тип и размеры ферритового сердечника, число витков катушки, действующая высота МА и конструктивная добротность. Применение одножильного провода позволяет получить конструктивную добротность МА порядка 50, при многожильном проводе - 150...200. Но добротность МА сильно зависит от расположенных вблизи нее проводящих элементов конструкции приемника. Однако методики расчета их влияния нет. Разработчики здесь полагаются на эксперимент, поэтому в учебных целях для последующих электрических расчетов ВЦ можно задаваться требуемой конструктивной добротностью в пределах реализуемых значений.

В одноконтурных ВЦ при малом входном сопротивлении АЭ (биполярный транзистор) конструктивную добротность можно брать равной реализуемой. При большом входном сопротивлении АЭ (полевой транзистор) берется $Q_K = (1,1 \dots 1,2) Q_{\Sigma}$. Конструктивные добротности контуров двухконтурного полосового фильтра должны быть такими, чтобы эквивалентные добротности отличались не более, чем на 30%. При большом входном сопротивлении АЭ Q_K берется, как и в одноконтурной ВЦ, на 10...20% больше Q_{Σ} . При малом входном сопротивлении АЭ $Q_K = (1,3 \dots 1,35) Q_{\Sigma}$

17.1 Методика расчета одноконтурной входной цепи с магнитной антенной

17.1.1 На верхней частоте диапазона определяется коэффициент трансформации между контуром ВЦ и АЭ из условия смещения настройки контура при изменении $C_{вх}$ на $\Delta C = (0,3 \dots 0,4) C_{вх}$

$$n_1 = \sqrt{\frac{D \cdot C_{\min}}{Q_K \Delta C_{BX}}} \quad (17.1)$$

и условия шунтирования контура входом транзистора:

$$n_1 = \sqrt{\frac{(D-1) R_{BX}}{\rho_B Q_K}} \quad (17.2)$$

Из двух значений (17.1) и (17.2) берется меньшее.

Если по расчету $n_1 > 1$, то берется $n_1 = 1$.

Проверяется возможность использования трансформаторной связи контура МА с АЭ. Для этого рассчитывается $L_{св}$ по формуле (15.36) и проверяется условие $f_{св} \geq 3f_{\text{в}}$.

17.1.2 Находится эквивалентное затухание контура на нижней частоте диапазона по формуле (15.39) и проверяется неравномерность в полосе пропускания ВЦ по формуле (15.40).

17.1.3 Определяется эквивалентное затухание контура на верхней частоте диапазона по формуле (15.41) и проверяется избирательность по зеркальному каналу по формуле

$$Se_{зк} \approx y_{зк} Q_{эв}, \quad (17.3)$$

где $y_{зк}$ определяются формулой (16.18).

Если в результате расчетов изменения эквивалентной добротности окажутся слишком велики, превышающие допустимые из условия неравномерности в полосе пропускания и избирательности по зеркальному каналу, то рекомендуется применять комбинированную связь контура со входом АЭ (биполярного транзистора), например, схему, приведенную на рисунке 15.2. Тогда расчет выполняется в следующем порядке.

17.1.4 Рассчитываются коэффициенты трансформации и элементы связи в соответствии с пунктами 15.1.16...15.1.19. Коэффициенты трансформации вместо (15.22), (15.24) определяются по формулам

$$n_{1н} = \sqrt{\frac{(D-1)G_{кн}}{G_{вх}}}; \quad n_{1в} = \sqrt{\frac{(D-1)G_{кв}}{G_{вх}}}. \quad (17.4)$$

Элементы комбинированной связи рассчитываются по формулам (15.26), (15.27). Далее уточняются элементы контура ВЦ по формулам (15.28)...(15.31).

17.1.5 Рассчитывается коэффициент передачи ВЦ на нижней и верхней частоте диапазона

$$K_{он} = n_{1н} Q_{эн}; \quad K_{ов} = n_{1в} Q_{эв}. \quad (17.5)$$

При трансформаторной и автотрансформаторной связи контура с АЭ коэффициент трансформации n_I не меняется ($n_I = n_{1н} = n_{1в} = const$).

17.1.6 Неравномерность передачи ВЦ по диапазону определяется формулой (15.33).

17.2 Методика расчета двухконтурной входной цепи с магнитной антенной

17.2.1 Рассчитывается связь между контурами полосового фильтра в соответствии с пунктами 16.1.1...16.1.6.

17.2.2 Рассчитывается коэффициент трансформации между вторым контуром фильтра и АЭ на верхней частоте диапазона по формулам (17.1) и (17.2).

17.2.3 Определяются эквивалентные затухания и добротности контуров и полосового фильтра на нижнем и верхнем конце диапазона в соответствии с пунктами 16.1.9, 16.1.10. При этом $d_{ЭI_H} = d_{ЭI_в} = d_k$, если нет связи с внешней антенной ($G_A=0$).

17.2.4 Определяются параметры связи между контурами фильтра в соответствии с пунктами 16.1.11 и 16.1.12.

17.2.5 Рассчитывается неравномерность в полосе пропускания входной цепи на нижней частоте диапазона по формуле (16.16).

17.2.6 Рассчитывается избирательность по зеркальному каналу на верхней частоте диапазона по формуле (16.17).

17.2.7 Рассчитывается коэффициент передачи ВЦ на нижней и верхней частотах диапазона

$$K_{он} = n_1 Q_{Эн} \frac{\beta_n}{1 + \beta_n^2}; \quad K_{ов} = n_1 Q_{Эв} \frac{\beta_v}{1 + \beta_v^2}.$$

17.2.8 Определяется неравномерность передачи ВЦ по диапазону по формуле (15.33).

18. Расчет резонансных усилителей радиочастоты

Резонансные УРЧ могут быть одноконтурными и двухконтурными. На рисунках 14.1, 14.2, 18.1 приведены схемы одноконтурного УРЧ на биполярных транзисторах, на рисунках 14.3, 14.4, 18.2, 18.3 представлены схемы одноконтурных УРЧ на полевых транзисторах. Схемы отличаются способами связи контура с нагрузкой. Нагрузкой УРЧ является входное сопротивление следующего каскада, в данном случае входное сопротивление интегральной микросхемы (ИМС).

Так как интегральная микросхема (ИМС) имеет относительно малое входное сопротивление то подключение выходного контура УРЧ к нагрузке должно быть частичным, чтобы шунтирование контура было в допустимых пределах. В зависимости от диапазона усиливаемых частот и соотношения между эквивалентной ($Q_{Э}$) и конструктивной (Q_K) добротностями контуров их подключение ко входам последующих каскадов может быть с постоянным или частотно-зависимым коэффициентом включения n_2 . На рисунках 14.1...14.4, 18.3, 18.5 приведены схемы с частотно-независимой связью контура с нагрузкой. На рисунках 14.1...14.3, 18.3 применено автотрансформаторное подключение контура к несимметричному входу

интегральной микросхемы (ИМС). На рисунке 14.4 приведена схема с трансформаторной связью контура с симметричным входом ИМС.

Схемы с частотно-зависимой связью контура УРЧ с нагрузкой приведена на рисунке 18.1, 18.2. В них применена комбинированная: внутриемкостная (C_{CB}) и трансформаторная (L_{C2}) связь контура УРЧ с входом последующего каскада (ИМС). Такая связь может потребоваться на нерастянутых диапазонах, т. е. с перекрытием по диапазону $k_d \geq 2$. Ее применение позволяет сохранить эквивалентную добротность, необходимую для получения требуемой избирательности по зеркальному каналу и неравномерности в полосе пропускания преселектора. На рисунках 18.1 и 18.2 показано соединение второго входа микросхемы с землей через емкость C_p . Такое соединение может потребоваться при симметричном входе ИМС, если гальваническая связь с землей нежелательна.

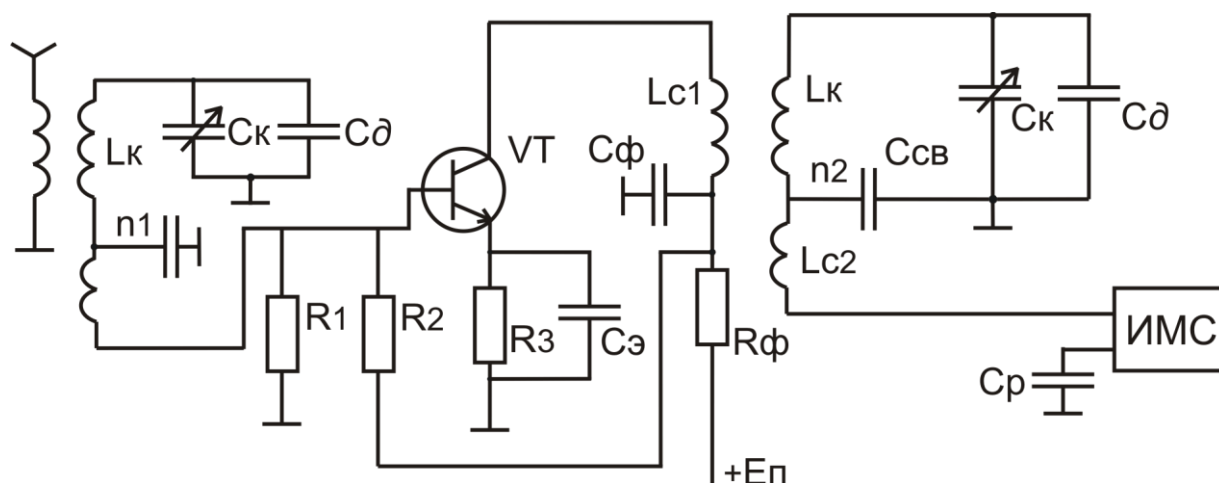


Рисунок 18.1- Преселектор с УРЧ на биполярном транзисторе с частотно-зависимой связью контура с нагрузкой

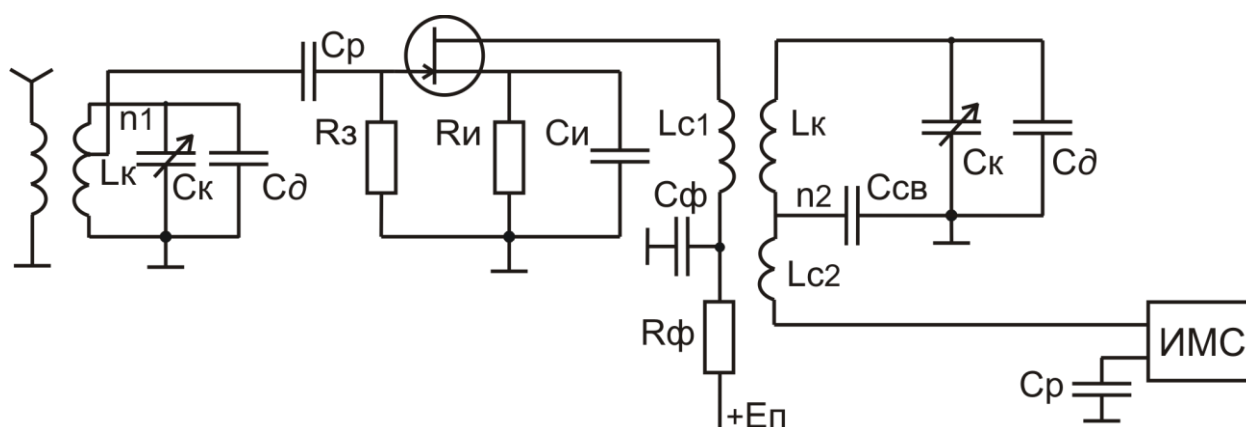


Рисунок 18.2- Преселектор с УРЧ на полевом транзисторе с частотно-зависимой связью контура с нагрузкой

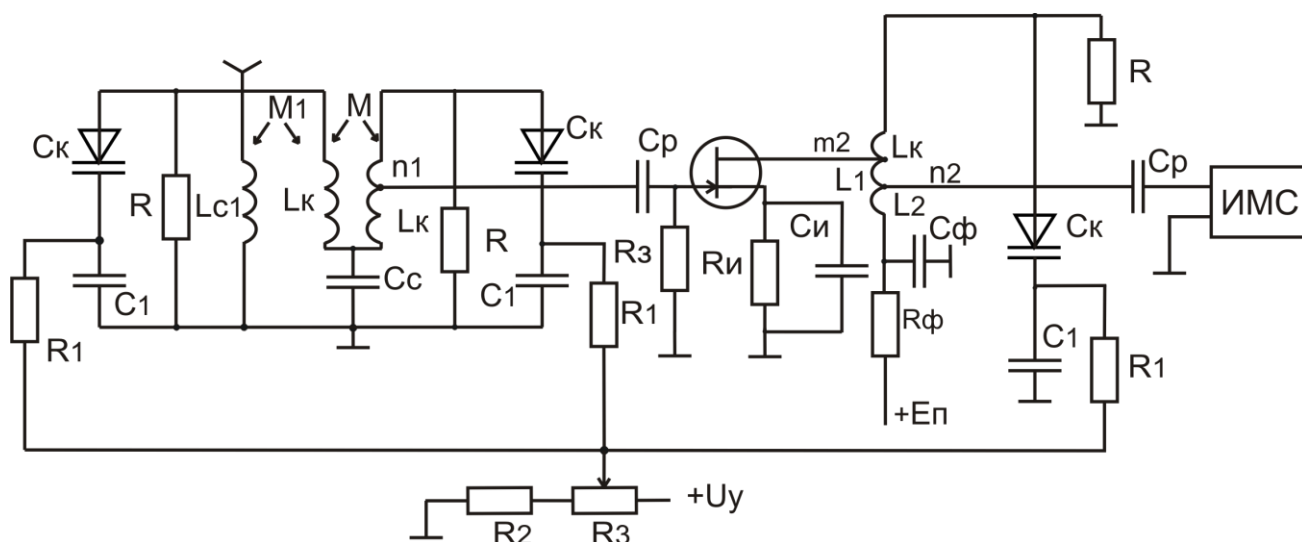


Рисунок 18.3 - Преселектор с двухконтурным полосовым фильтром во входной цепи.

В двухконтурных УРЧ можно использовать такие же полосовые фильтры, как и во входных цепях (рисунки 16.1, 16.2). На рисунке 18,3 показано применение полосового фильтра первого варианта во входной цепи. На рисунке 18.4 приведена схема УРЧ с двухконтурным фильтром первого варианта с параллельным питанием цепи стока транзистора через дроссель (Др), индуктивность которого должна быть в 10...20 раз больше индуктивности контуров фильтра. В этих схемах R,R1,R2,R3 выбираются величиной порядка 100 кОм.

Перед выполнением расчетов необходимо убедиться в возможности применения простых схем УРЧ на одном транзисторе с общим истоком или общим эмиттером, например, таких как на рисунках 14.1, 14.4, и 18.1... 18.4. Для этого после выбора транзистора и расчета его параметров на верхней частоте рассчитываемого диапазона оценивается коэффициент устойчивого усиления каскада УРЧ на одном транзисторе в схеме с общим истоком или общим эмиттером: $K_{0уст} = 0,45 / \sqrt{|Y_{21}|/|Y_{12}|}$.

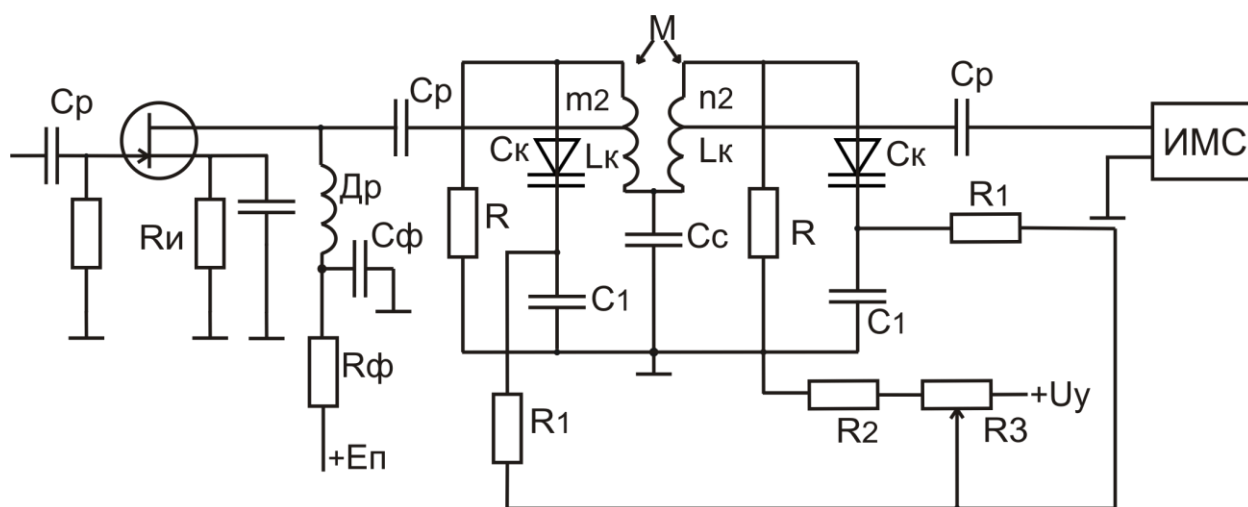


Рисунок 18.4 - УРЧ с двухконтурным фильтром.

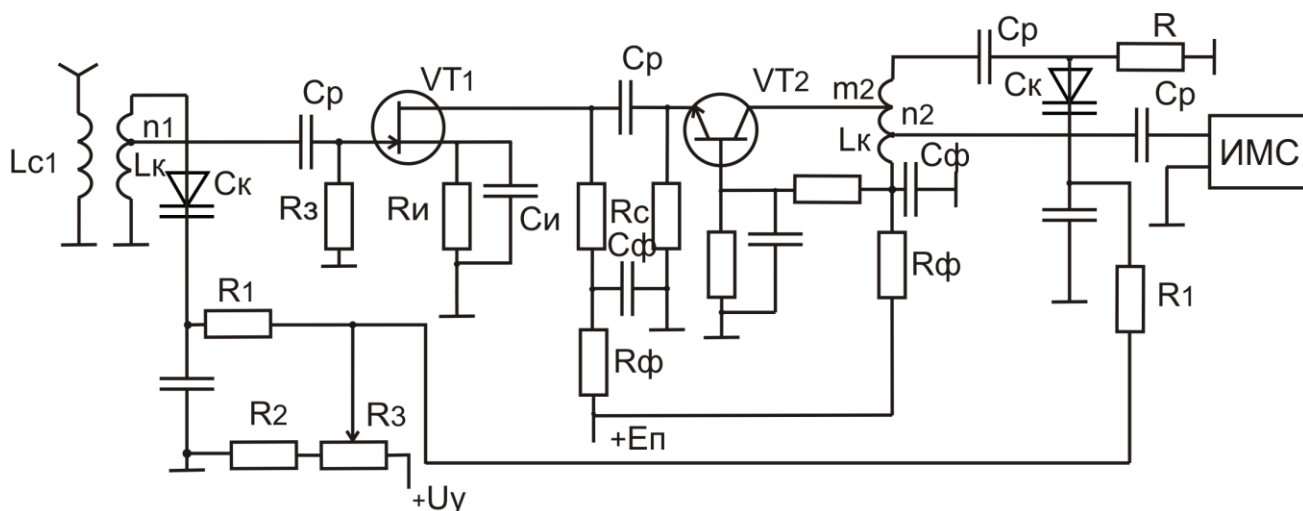


Рисунок 18.5 - Преселектор с одноконтурным УРЧ каскодного типа ОИ-ОБ.

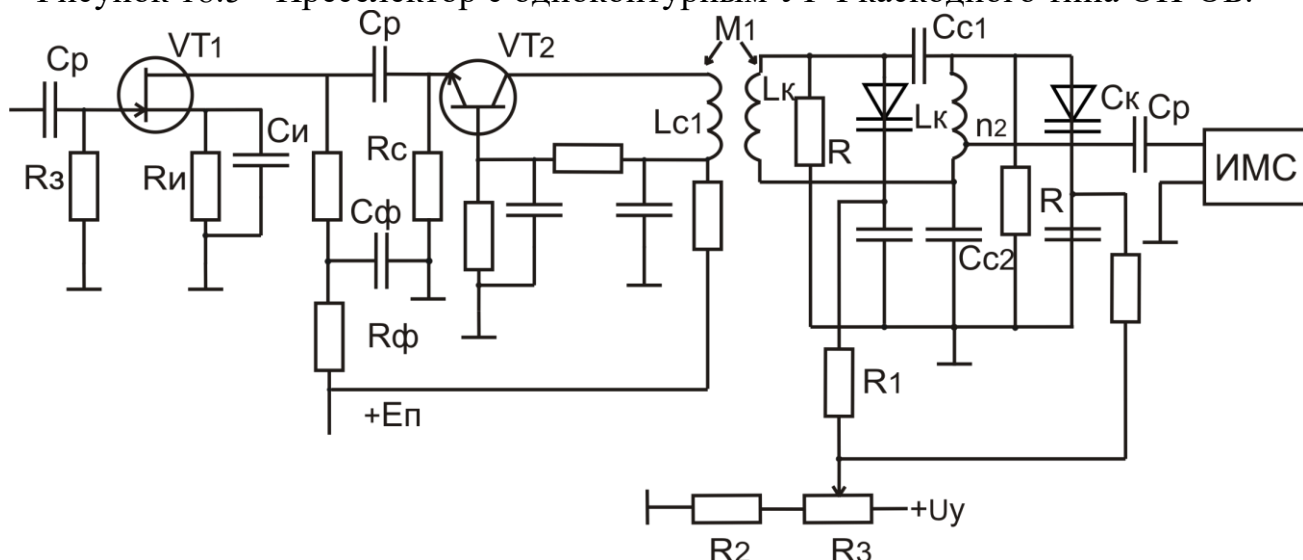


Рисунок 18.6 - Каскодный УРЧ ОИ-ОБ с двухконтурным фильтром

Здесь $|Y_{21}|$ – модуль крутизны характеристики прямой передачи транзистора; $|Y_{12}|$ – модуль проводимости внутренней обратной связи транзистора на верхней частоте диапазона.

Если $K_{0уст}$ близок к единице, то применение простой схемы УРЧ на одном транзисторе с общим истоком или общим эмиттером нецелесообразно. В диапазоне метровых волн достаточно большое устойчивое усиление можно получить при каскодном соединении транзисторов по схеме типа общий исток – общий затвор (ОИ - ОЗ), общий эмиттер – общая база (ОЭ - ОБ) общий исток – общая база (ОИ – ОБ рисунки 18.5, 18.6). Особенно предпочтителен вариант схемы ОИ – ОБ, поскольку при этом будет большое входное сопротивление УРЧ, что позволит получить большое устойчивое усиление преселектора в целом. Заметим, что в схеме УРЧ на рисунке 18.6 применен двухконтурный фильтр второго варианта.

В схемах на рисунках 18.5 и 18.6 режим питания по постоянному току каждого транзистора VT_1 и VT_2 обеспечивается своими цепями независимо, поэтому токи транзисторов могут быть разными, что целесообразно для выбора оптимального режима усиления. К каждому транзистору при этом приложено все напряжение источника питания E_{Π} , поэтому усиление будет максимальным для данного E_{Π} .

Методика расчета каскодных усилителей не отличаются от расчета простых каскадов на одном транзисторе, если использовать эквивалентные Y -параметры каскодного соединения транзисторов, их можно рассчитать по методике [14]. В этом случае активным элементом будет каскодное соединение транзисторов. Пример расчета высокочастотных параметров каскодного соединения транзисторов приведен в приложении В. Этот пример можно использовать в качестве методики расчета параметров каскодного соединения транзисторов.

Последний каскад УРЧ рассчитывается исходя из входной проводимости нагрузки преселектора (входной проводимости последующей интегральной микросхемы).

18.1 Методика расчета резонансных усилителей радиочастоты при частотно-независимой связи контура с нагрузкой

18.1.1 На верхней частоте рассчитываемого диапазона определяется коэффициент подключения контура УРЧ к выходу транзистора. В общем случае этот расчет ведется из трех условий: из условия устойчивости, из условия допустимого расширения полосы пропускания и из условия расстройки контура при изменениях выходной емкости транзистора. Для современных транзисторов условие устойчивости является самым жестким, поэтому можно ограничиться расчетом m_2 только из условия устойчивого усиления

$$m_2 \leq \frac{0,45}{n_1 R_{\Sigma B} \sqrt{|Y_{12} \cdot Y_{21}|}}. \quad (18.1)$$

Здесь n_1 - известно из расчета входной цепи (ВЦ);

$R_{\Sigma B} = \rho_B Q_{\Sigma} = \omega_B L_K Q_{\Sigma}$; если параметры контуров ВЦ и УРЧ различны, то

$R_{\Sigma B} = \sqrt{R_{\Sigma 1B} R_{\Sigma 2B}}$, где $R_{\Sigma 1B}$ и $R_{\Sigma 2B}$ соответственно эквивалентное резонансное сопротивление контура ВЦ и УРЧ на верхней частоте диапазона.

Если по расчету $m_2 > 1$, то берется $m_2 = 1$.

18.1.2 На верхней частоте диапазона f_{Σ} рассчитывается коэффициент подключения контура УРЧ ко входу следующего каскада

$$n_2 \approx \sqrt{\frac{(D-1)R_{BX2}}{\rho_B Q_K}}.$$

(18.2)

Если по расчету $n_2 > 1$, то берется $n_2 = 1$.

Здесь R_{BX2} - входное сопротивление следующего за УРЧ каскада;

$D = Q_K / Q_{\Sigma}$; при выборе Q_K возможны два варианта:

1 вариант - Q_K берется максимальное конструктивно-реализуемое;

2 вариант - Q_K берется на 20...30% больше Q_{Σ} , т.е. $Q_K = (1,2...1,3) Q_{\Sigma}$.

Первый вариант позволяет получить больший коэффициент усиления, но при этом будут большие изменения эквивалентной добротности Q_{Σ} по диапазону, что может привести к большой неравномерности в полосе пропускания УРЧ. Во втором варианте изменения Q_{Σ} существенно меньше, но и усиление меньше. Для уменьшения изменений эквивалентной добротности по диапазону применяется частотно-зависимая связь контура с нагрузкой (§18.2)

18.1.3 Определяются параметры элементов связи контура УРЧ с транзистором и следующим каскадом. При автотрансформаторной связи контура с транзистором

$$L_1 + M_1 = m_2 L_K, \quad (18.3)$$

где L_1 - индуктивность части контурной катушки между точками подключения транзистора;

M_1 - коэффициент взаимоиндукции между L_K и L_1 .

Аналогично при автотрансформаторной связи с нагрузкой

$$L_2 + M_2 = n_2 L_K. \quad (18.4)$$

При трансформаторной связи в режиме укорочения

$$L_{CB} = L_{C1} = n_2^2 L_K / k_{CB}^2, \quad (18.5)$$

где k_{CB} - коэффициент связи между L_{CB} и L_K ;

$k_{CB} = 0,2...0,3$ - для однослойных катушек;

$k_{CB} = 0,4...0,6$ - для многослойных катушек;

$k_{CB} \approx 0,9$ - для катушек, расположенных на сердечнике с замкнутой цепью (типа СБ или чашечных).

При $L \geq 100 \text{ мк Гн}$ катушки многослойные.

Проверяется условие

$$1/2 \pi \sqrt{L_{CB} C} \geq 3 f_{\theta}, \quad (18.6)$$

где $C = C_{BX2} + C_M + C_L$.

Здесь C_{BX2} - входная емкость последующего каскада (нагрузки);

C_M - емкость монтажа (5...10) пФ;

C_L - емкость катушки связи (2...3) пФ.

Если это условие режима укорочения не выполняется и уменьшить L_{CB} невозможно, то следует отказаться от трансформаторной связи и применить автотрансформаторную.

18.1.4 Рассчитывается эквивалентное затухание контура на нижней частоте диапазона

$$d_{ЭН} = dk + n_2^2 \rho_H / R_{BX2} + m_2^2 \rho_H G_{ВЫХ} \approx dk + n_2^2 \rho_H / R_{BX2}. \quad (18.7)$$

Здесь $dk = 1/Qk$; $\rho_H = \omega_H Lk$.

18.1.5 Определяется неравномерность в полосе пропускания УРЧ на нижней частоте диапазона

$$\sigma_{УРЧ} = \sqrt{1 + (y_\sigma Q_{ЭН})^2}; \sigma_{УРЧ} (\partial B) = 20 \lg \sigma_{УРЧ}, \quad (18.8)$$

где $y_\sigma = \Pi_{ПРЕС} / f_H$; $Q_{ЭН} = 1/d_{ЭН}$.

Неравномерность в полосе пропускания преселектора $\sigma_{ПРЕС} = \sigma_{ВЦ} \cdot \sigma_{УРЧ}$
или

$$\sigma_{ПРЕС} (\partial B) = \sigma_{ВЦ} (\partial B) + \sigma_{УРЧ} (\partial B). \quad (18.9)$$

18.1.6 Проверяется избирательность УРЧ по зеркальному каналу

$$Se_{ЗК.УРЧ} = \sqrt{1 + (y_{ЗК} Q_{ЭВ})^2} \approx y_{ЗК} Q_{ЭВ}, \quad (18.10)$$

$$\text{где } y_{ЗК} = \left| \frac{f_\sigma + 2f_{ПП}}{f_\sigma} - \frac{f_\sigma}{f_\sigma + 2f_{ПП}} \right|.$$

Избирательность по зеркальному каналу преселектора

$$Se_{ЗК.ПРЕС} (\partial B) = Se_{ЗК.ВЦ} (\partial B) + Se_{ЗК.УРЧ} (\partial B). \quad (18.11)$$

Если резонансный УРЧ не один, то в (18.11) $Se_{ЗК.УРЧ}$ (дБ) определяется всеми избирательными УРЧ.

18.1.7 Рассчитывается резонансный коэффициент усиления УРЧ на нижней и верхней частоте диапазона

$$K_{OH.УРЧ} = m_2 n_2 |Y_{21}| R_{ЭН}; \quad K_{ОВ.УРЧ} = m_2 n_2 |Y_{21}| R_{ЭВ}. \quad (18.12)$$

18.1.8 Определяется неравномерность усиления по диапазону преселектора. Для этого находится коэффициент передачи преселектора на нижней и верхней частоте диапазона

$$\begin{aligned} K_{OH.ПРЕС} &= K_{OH.ВЦ} K_{OH.УРЧ}; \\ K_{ОВ.ПРЕС} &= K_{ОВ.ВЦ} K_{ОВ.УРЧ} \end{aligned} \quad (18.13)$$

и берется отношение большей величины к меньшей

$$H_{ПРЕС} = K_{0ПРЕС \max} / K_{0ПРЕС \min}. \quad (18.14)$$

В формулах (18.13) результирующий коэффициент усиления УРЧ $K_{OH.УРЧ}$ и $K_{ОВ.УРЧ}$ определяется произведением коэффициентов усиления всех каскадов УРЧ, входящих в преселектор.

18.2 Методика расчета резонансного усилителя радиочастоты при частотно-зависимой связи контура с нагрузкой

18.2.1 На верхней частоте диапазона рассчитывается коэффициент трансформации m_2 по формуле (18.1).

18.2.2 Определяется индуктивность катушки связи с транзистором

$$L_{C1} = m_2^2 L_K / k_{св}^2, \quad (18.15)$$

где $k_{св}$ выбирается в соответствии с рекомендациями пунктами 18.1.3.

Далее проверяется выполнение неравенства (18.6), в котором вместо L_{CB} и C подставляются соответственно L_{C1} и

$$C_{ВЫХ} = C_{22} + C_M + C_L,$$

где C_{22} - выходная емкость транзистора;

C_M - емкость монтажа (5...10) пФ;

C_L - распределенная емкость катушки связи (2...3) пФ.

Если неравенство (18.6) не выполняется даже при максимальном $k_{св}$, то можно рассчитать индуктивность L_{C1} , задаваясь частотой $f_{CB} = 3f_B$,

$$L_{C1} = 1 / (2\pi f_{CB})^2 C_{ВЫХ}$$

и определить реализуемое значение коэффициента трансформации

$$m_2 = k_{CB} \sqrt{\frac{L_{C1}}{L_K}},$$

которое используется в дальнейших расчетах.

18.2.3 Рассчитывается коэффициент подключения контура ко входу следующего каскада на нижней частоте диапазона

$$n_{2H} = \sqrt{\frac{(D-1)R_{BX2}}{\rho_H Q_K}}, \quad (18.16)$$

где $\rho_H = \omega_H L_K$; $D = Q_K / Q_{\mathcal{D}}$. Здесь Q_K берется максимальное реализуемое. Если в (18.16) окажется $n_{2H} > 1$, то берется $n_{2H} = 1$ и находится d_K из условия получения необходимого эквивалентного затухания $d_{\mathcal{D}}$

$$d_K = d_{\mathcal{D}} - \rho_H / R_{BX2}. \quad (18.17)$$

18.2.4 Рассчитывается n_2 на верхней частоте диапазона

$$n_{2B} = \sqrt{\frac{(D-1)R_{BX2}}{\rho_B Q_K}}. \quad (18.18)$$

Здесь $Q_K = 1/d_K$ берется реализуемое при $n_{2B} \leq 1$ или уточненное по (18.17), если $n_{2B} > 1$.

18.2.5 Определяются параметры элементов связи контура УРЧ со входом следующего каскада. Находится вспомогательный коэффициент

$$p = \frac{n_{2H} - n_{2B}}{k_{\mathcal{D}}^2 - 1}, \quad (18.19)$$

где $k_{\mathcal{D}} = f_{\mathcal{B}} / f_H$ - коэффициент диапазона с запасом по перекрытию.

Вычисляется емкость конденсатора связи

$$C'_{CB} = (C'_{K.\min} + C_{\mathcal{D}}) \frac{1-p}{p}. \quad (18.20)$$

Выбирается ближайшее по номиналу значение емкости.

Рассчитывается индуктивность катушки связи:

$$L_{C2} = L_K (n_{2B} - p)^2 / k_{CB}^2, \quad (18.21)$$

где k_{CB} берется в соответствии с рекомендациями пункта 18.1.3.

18.2.6 Уточняются элементы контура УРЧ. Новое значение емкости добавочного конденсатора

$$C'_\partial = \frac{C'_{\kappa.\max} - k_\partial^2 C'_{\kappa.\min}}{k_\partial^2 - 1}, \quad (18.22)$$

где $C_{\kappa.\max} = \frac{C_{\kappa.\max} C_{CB}}{C_{\kappa.\max} + C_{CB}}; C_{\kappa.\min} = \frac{C_{\kappa.\min} C_{CB}}{C_{\kappa.\min} + C_{CB}}.$ (18.23)

Проверяется коэффициент перекрытия диапазона

$$k'_\partial = \sqrt{\frac{C'_{\kappa.\max} + C'_\partial}{C'_{\kappa.\min} + C'_\partial}}. \quad (18.24)$$

Находится новое значение индуктивности контура

$$L'_K = 1/\omega_n^2 (C'_{\kappa.\max} + C'_\partial). \quad (18.25)$$

Если L'_K отличается от L_K более чем на 25 %, следует произвести расчет заново, начиная с пункта 18.2.1, подставляя в расчетные формулы вместо L_K новое значение L'_K .

18.2.7 Проверяется избирательность по зеркальному каналу аналогично пункту. 18.1.6.

18.2.8 Рассчитывается резонансный коэффициент усиления УРЧ по формулам (18.12).

18.2.9 Определяется неравномерность усиления по диапазону преселектора согласно пункту 18.1.8.

Пример расчета одноконтурного УРЧ на полевом транзисторе

Рассчитывается УРЧ по схеме рисунков 14.3 и 14.4 с частотно-независимой связью контура с нагрузкой.

Исходные данные

Диапазон частот: $f' = 2...4$ МГц, с двухпроцентным запасом на перекрытие $f' = 1,96...4,12$ МГц

Параметры транзистора: $|Y_{21}| = 4 \text{ мА/В}$; $C_{12} = 2 \text{ пФ}$; $G_{22} = 40 \cdot 10^{-6} \text{ См}$.

Параметры контура : $L_K = 15 \text{ мкГн}$; $Q_{\Sigma} = 26$; $Q_K = 120$.

Параметры нагрузки УРЧ: входное сопротивление и входная емкость ИМС по несимметричному входу соответственно $R_{BX2} = 3 \text{ кОм}$; $C_{BX2} = 40 \text{ пФ}$; по симметричному входу $R_{BX2} = 6 \text{ кОм}$; $C_{BX2} = 20 \text{ пФ}$.

Требования к УРЧ: полоса пропускания $\Pi = 19 \text{ кГц}$ при неравномерности в полосе $\sigma = 1 \text{ дБ}$, избирательность по зеркальному каналу $Se_{3K} = 20 \text{ дБ}$. Промежуточная частота $f_{ПЧ} = 465 \text{ кГц}$.

Расчет

1 Определяется коэффициент трансформации со стороны транзистора из условия устойчивости

$$m_2 \leq \frac{0,45}{n_1 R_{\Sigma B} \sqrt{|Y_{12} \cdot Y_{21}|}} = \frac{0,45}{10^{-4} \sqrt{4 \cdot 10^{-3} \cdot 52 \cdot 10^{-6}}} = 0,1.$$

Здесь

$$n_1 = 1; \rho_B = \omega_{\Sigma} L_K = 25,8 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^{-6} = 387 \text{ Ом};$$

$$R_{\Sigma B} = \rho_B Q_{\Sigma} = 387 \cdot 26 \approx 10 \text{ кОм};$$

$$\omega_{\Sigma} = 2\pi f_{\Sigma} = 25,8 \cdot 10^6 \text{ рад/с};$$

$$|Y_{12}| = \omega_{\Sigma} C_{12} = 25,8 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-12} = 52 \cdot 10^{-6} \text{ См}.$$

2 Коэффициент подключения контура УРЧ к нагрузке. При несимметричном входе ИМС (автотрансформаторная связь)

$$n_2 \approx \sqrt{\frac{(D-1)R_{BX2}}{\rho_B Q_K}} = \sqrt{\frac{3,6 \cdot 3 \cdot 10^3}{387 \cdot 120}} = 0,48.$$

Здесь $D = Q_K / Q_{\Sigma} = 120 / 26 = 4,6$.

При симметричном входе ИМС (трансформаторная связь)

$$n_2 = \sqrt{\frac{3,6 \cdot 6 \cdot 10^3}{387 \cdot 120}} = 0,67.$$

3 Элементы связи контура с транзистором

$$L_1 + M_1 = m_2 L_K = 0,1 \cdot 15 \cdot 10^{-6} = 1,5 \text{ мкГн}$$

и последующим каскадом при несимметричном входе ИМС (автотрансформаторная связь)

$$L_2 + M_2 = n_2 L_K = 0,48 \cdot 15 \cdot 10^{-6} = 7,2 \text{ мкГн.}$$

При симметричном входе ИМС (трансформаторная связь)

$$L_{CB} = n_2^2 L_K / k_{CB}^2 = 0,67^2 \cdot 15 \cdot 10^{-6} / 0,9^2 = 8,3 \text{ мкГн.}$$

Здесь взято $k_{CB} = 0,9$ для чашечного сердечника.

Проверка условия (18.6)

$$f_{CB} = 1/2\pi \sqrt{L_{CB} C_{BX2}} = 1/2\pi \sqrt{8,3 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \approx 12,4 \text{ МГц.}$$

$f_{CB} \approx 3f_\theta$ - условие сильного укорочения выполняется.

4 Эквивалентное затухание и добротность контура на нижней частоте диапазона

$$d_{ЭН} = dk + n_2^2 \rho_H / R_{BX2} = 8,3 \cdot 10^3 + 0,48^2 \cdot 185 / 3 \cdot 10^3 = 2,23 \cdot 10^{-2};$$

$$Q_{ЭН} = 1/d_{ЭН} = 1/2,23 \cdot 10^{-2} = 44,8.$$

5 Неравномерность в полосе пропускания УРЧ на нижней частоте диапазона

$$\sigma_{УРЧ} = \sqrt{1 + (y_\sigma Q_{ЭН})^2} = \sqrt{1 + (9,6 \cdot 10^{-3} \cdot 44,8)^2} = 1,089.$$

$$\text{Здесь } y_\sigma = \Pi / f_H = 19 \cdot 10^3 / 1,96 \cdot 10^6 = 9,6 \cdot 10^{-3}.$$

$$\sigma_{УРЧ}(\partial B) = 20 \lg \sigma_{УРЧ} = 20 \lg 1,089 \approx 0,8 \text{ дБ.}$$

Неравномерность в полосе пропускания преселектора

$$\sigma_{ПРЕС}(\partial B) = \sigma_{ВЦ}(\partial B) + \sigma_{УРЧ}(\partial B) = 1,4 + 0,8 = 2,2 \text{ дБ.}$$

Здесь $\sigma_{ВЦ} = 1,4$ дБ взято из расчета входной цепи.

6 Избирательность по зеркальному каналу УРЧ

$$Se_{ЗК.УРЧ} \approx y_{ЗК} Q_{ЭВ} = 0,41 \cdot 26 = 10,66; \quad Se_{ЗК.УРЧ}(\partial B) \approx 20,5 \text{ дБ.}$$

$$\text{Здесь } y_{ЗК} = \frac{f_{ЗК}}{f_\theta} - \frac{f_\theta}{f_{ЗК}} = \frac{5,05}{4,12} - \frac{4,12}{5,05} \approx 0,41;$$

$$f_{ЗК} = f_\theta + 2f_{np} = 4,12 + 2 \cdot 0,465 = 5,05 \text{ МГц.}$$

Избирательность по зеркальному каналу преселектора

$$Se_{3K.ПРЕС}(\partial B) = Se_{3K.ВЦ}(\partial B) + Se_{3K.УРЧ}(\partial B) = 45 + 20,5 = 65,5 \text{ ДБ.}$$

Здесь $Se_{3K.ВЦ}(\partial B) = 45 \text{ ДБ}$ взято из расчета входной цепи.

7 Резонансный коэффициент усиления УРЧ при автотрансформаторной связи с последующим каскадом (рисунок 14.3)

$$K_{ОН.УРЧ} = m_2 n_2 |Y_{21}| R_{ЭН} = 0,1 \cdot 0,48 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cdot 8,3 \cdot 10^3 \approx 1,6.$$

Здесь $R_{ЭН} = \rho_H Q_{ЭН} = 185 \cdot 44,8 \approx 8,3 \text{ кОм,}$

где $\rho_H = 2\pi f_H L_H = 2\pi \cdot 1,96 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^{-6} = 185 \text{ Ом.}$

$$K_{ОВ.УРЧ} = m_2 n_2 |Y_{21}| R_{ЭВ} = 0,1 \cdot 0,48 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 \approx 1,92.$$

При трансформаторной связи с последующим каскадом (рисунок 14.4)

$$K_{ОН.УРЧ} = m_2 n_2 |Y_{21}| R_{ЭН} = 0,1 \cdot 0,67 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cdot 8,3 \cdot 10^3 \approx 2,26;$$

$$K_{ОВ.УРЧ} = m_2 n_2 |Y_{21}| R_{ЭВ} = 0,1 \cdot 0,67 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 \approx 2,7.$$

8 Неравномерность усиления по диапазону преселектора.

Для расчета $K_{ОН.ВЦ} = 0,76; K_{ОВ.ВЦ} = 0,53$ взяты из расчета входной цепи.

Коэффициент передачи преселектора для схемы с автотрансформаторной связью УРЧ с последующим каскадом

$$K_{ОН.ПРЕС} = K_{ОН.ВЦ} \cdot K_{ОН.УРЧ} = 0,76 \cdot 1,6 = 1,21;$$

$$K_{ОВ.ПРЕС} = K_{ОВ.ВЦ} \cdot K_{ОВ.УРЧ} = 0,53 \cdot 1,92 = 1,02.$$

Для схемы с трансформаторной связью:

$$K_{ОН.ПРЕС} = K_{ОН.ВЦ} \cdot K_{ОН.УРЧ} = 0,76 \cdot 2,26 = 1,7;$$

$$K_{ОВ.ПРЕС} = K_{ОВ.ВЦ} \cdot K_{ОВ.УРЧ} = 0,53 \cdot 2,7 = 1,4.$$

Неравномерность усиления по диапазону:

$$H_{ПРЕС} = K_{ОПРЕС. \max} / K_{ОПРЕС. \min} = \frac{1,7}{1,4} = \frac{1,21}{1,02} \approx 1,2.$$

Пример
расчета одноконтурного каскодного усилителя радиочастоты
типа общий источник – общая база

Рассчитывается УРЧ по схеме рисунка 18.5.

Исходные данные

Диапазон частот $f = (170...180) \text{ МГц}$.

Параметры контура $L_K = 0,05 \text{ мкГн}$; $Q_{\mathcal{O}} = 50$; $Q_K = 150$.

Избирательность УРЧ по первому зеркальному каналу $Se_{3K} = 26 \text{ дБ}$.

Первая промежуточная частота $f_{\text{ПП1}} = 25 \text{ МГц}$.

Параметры АЭ (из приложения В):

$$|Y_{21}| = 8,73 \text{ мА/В}; |Y_{12}| = 1,86 \cdot 10^{-5} \text{ См}; G_{22} = 2 \cdot 10^{-6} \text{ См}.$$

Коэффициент трансформации во входной цепи $n_1 = 0,84$.

Нагрузка

$$G_{\text{ВХ.СЛ}} = 1,7 \cdot 10^{-4} \text{ См}.$$

Расчет

1. Определяется коэффициент трансформации m_2 из условия устойчивости

$$m_2 = \frac{0,45}{n_1 R_{\mathcal{O}B} \sqrt{|Y_{21} Y_{12}|}} = \frac{0,45}{0,84 \cdot 2,85 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{8,73 \cdot 10^{-3} \cdot 1,86 \cdot 10^{-5}}} = 0,46.$$

Здесь $R_{\mathcal{O}B} = \rho_B Q_{\mathcal{O}} = 56,5 \cdot 50 = 2,85 \text{ кОм}$, где

$$\rho_B = \omega_{\mathcal{O}} L_K = 1,1 \cdot 10^9 \cdot 5 \cdot 10^{-8} = 56,5 \text{ Ом};$$

$$\omega_{\mathcal{O}} = 2\pi f_{\mathcal{O}} = 2\pi \cdot 180 \cdot 10^6 \cong 1,1 \cdot 10^9 \text{ рад/с}.$$

2. Коэффициент трансформации со стороны входа следующего каскада (нагрузки)

$$n_2 = \sqrt{\frac{(D-1)G_{KB}}{G_{\text{ВХСЛ}}}} = \sqrt{\frac{(3-1)}{8,5 \cdot 10^3 \cdot 1,7 \cdot 10^{-4}}} = 1,18.$$

Здесь

$$D = \frac{Q_K}{Q_{\mathcal{O}}} = \frac{150}{50} = 3; G_{KB} = \frac{1}{R_{KB}}; R_{KB} = \rho_B Q_K = 56,5 \cdot 150 = 8,5 \text{ кОм}.$$

Так как по расчету $n_2 > 1$, то берется $n_2 = 1$ и уточняется величина

$$Q_{\mathcal{O}B} = 1/d_{\mathcal{O}B}$$

$$d_{\partial B} \approx d_K + \rho_B \cdot G_{BX.CЛ} = \frac{1}{150} + 56,5 \cdot 1,7 \cdot 10^{-4} \approx 1,6 \cdot 10^{-2};$$

$$Q_{\partial B} = 1/1,6 \cdot 10^{-2} = 62,5.$$

3. Рассчитывается избирательность УРЧ по первому зеркальному каналу на верхней частоте диапазона:

$$Se_{3KУРЧ} = \sqrt{1 + (y_{3K} Q_{\partial B})^2} \approx y_{3K} Q_{\partial B} = 0,5 \cdot 62,5 = 31,25;$$

$$Se_{3KУРЧ}(\partial B) = 20 \lg Se_{3K} = 20 \cdot \lg 31,25 \cong 30 \partial B.$$

Здесь

$$y_{3K} = \left| \frac{f_{\partial} + 2f_{ПП1}}{f_{\partial}} - \frac{f_{\partial}}{f_{\partial} + 2f_{ПП1}} \right| = \left| \frac{180 + 50}{180} - \frac{180}{180 + 50} \right| \cong 0,5.$$

Избирательность ВЦ и УРЧ по зеркальному каналу:

$$Se_{3K}(\partial B) = Se_{3KВЦ}(\partial B) + Se_{3KУРЧ}(\partial B) = 28 + 30 = 58 \partial B;$$

Здесь $Se_{3KВЦ}(\partial B) = 28 \partial B$ из примера параграфа 14.2.

4. Вычисляется эквивалентное затухание на нижней частоте диапазона:

$$d_{\partial.H} = d_K + m_2^2 \rho_H G_{22} + n_2^2 \rho_H G_{BX.CЛ} =$$

$$= 6,67 \cdot 10^{-3} + 0,46^2 \cdot 53 \cdot 2 \cdot 10^{-6} + 53 \cdot 1,7 \cdot 10^{-4} \cong 15,7 \cdot 10^{-3}.$$

$$Q_{\partial.H} = \frac{1}{Q_K} \cong 64.$$

$$d_K = \frac{1}{Q_K} = \frac{1}{150} = 6,67 \cdot 10^{-3};$$

Здесь

$$\rho_H = \omega_H L_K = 2\pi \cdot 170 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-8} = 53 \text{ Ом}.$$

5. Рассчитывается резонансный коэффициент усиления УРЧ на нижней и верхней частоте диапазона:

$$K_{0.HУРЧ} = m_2 n_2 R_{\partial.H} |Y_{21}| = 0,46 \cdot 3,4 \cdot 10^3 \cdot 8,73 \cdot 10^{-3} \cong 13,6.$$

Здесь

$$R_{\partial.H} = \rho_H Q_{\partial.H} = 53 \cdot 64 = 3,4 \text{ кОм}.$$

$$K_{0.BУРЧ} = m_2 n_2 R_{\partial.B} |Y_{21}| = 0,46 \cdot 3,48 \cdot 10^3 \cdot 8,73 \cdot 10^{-3} \cong 13,9.$$

Здесь $R_{\partial.B} = \rho_B Q_{\partial.B} = 56,5 \cdot 62,5 = 3,48 \text{ кОм}$

6. Определяется неравномерность усиления по диапазону ВЦ и УРЧ. Для этого находится коэффициент передачи ВЦ и УРЧ на нижней и верхней

частоте диапазона (коэффициент передачи ВЦ взяты из примера параграфа 14.2):

$$K_{0.H} = K_{0.H ВЦ} \cdot K_{0.H УРЧ} = 3,6 \cdot 13,6 = 49;$$

$$K_{0.B} = K_{0.B ВЦ} \cdot K_{0.B УРЧ} = 3,62 \cdot 13,9 = 50,5$$

и берется отношение большей величины к меньшей:

$$H = \frac{K_{0\max}}{K_{0\min}} = \frac{50,5}{49} = 1,03.$$

18.3 Методика расчета усилителей радиочастоты с двухконтурным фильтром

18.3.1 На средней частоте рассчитываемого диапазона $f_{cp} = \sqrt{f_H f_B}$ параметр связи (обобщенный коэффициент связи) между контурами $\beta_{cp} = \kappa_{св} Q_{\varnothing}$ принимается равным единице. При этом эквивалентную добротность каждого контура фильтра можно увеличить в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с эквивалентной добротностью в одноконтурной цепи, т.е. $Q_{\varnothing} = \sqrt{2} Q_{\varnothing 1}$. Методика расчета $Q_{\varnothing 1}$ рассмотрена в параметре 10. Конструктивная добротность контуров берется в пределах $Q_K = (1,2 \dots 1,3) Q_{\varnothing}$, но не больше реализуемой.

18.3.2 на верхней частоте рассчитываемого диапазона определяется коэффициент подключения первого контура УРЧ к выходу АЭ (транзистора или каскодного соединения транзисторов) из условия устойчивого усиления

$$m_2 \leq \frac{0,9}{n_1 R_{\varnothing \varnothing} \sqrt{|Y_{21} Y_{12}|}}. \quad (18.26)$$

Здесь n_1 - известно из расчета ВЦ;

$R_{\varnothing \varnothing} = \sqrt{R_{\varnothing 1 \varnothing} R_{\varnothing 2 \varnothing}}$, где $R_{\varnothing 1 \varnothing} = \omega_B L_K Q_{\varnothing.вц}$, $R_{\varnothing 2 \varnothing} = \omega_B L_K Q_{\varnothing}$ - соответственно эквивалентное резонансное сопротивление контура ВЦ и УРЧ на верхней частоте диапазона; $Q_{\varnothing.вц}$ и Q_{\varnothing} - эквивалентные добротности ВЦ и УРЧ (если ВЦ одноконтурная, то $Q_{\varnothing} = \sqrt{2} Q_{\varnothing.вц}$).

Если по расчету $m_2 > 1$, то берется $m_2 = 1$.

18.3.3 На верхней частоте диапазона рассчитывается коэффициент подключения второго контура по входу следующего каскада (нагрузки)

$$n_2 = \sqrt{\frac{(D-1)R_{\text{вх}2}}{\rho_{\text{в}} Q_K}}. \quad (18.27)$$

Здесь $R_{\text{вх}2} = 1/G_{\text{вх}2}$ - входное сопротивление следующего за УРЧ каскада;

$$D = \frac{Q_K}{Q_{\text{э}}}; \quad \rho_{\text{в}} = \omega_{\text{в}} L_K, \text{ Если по расчету } n_2 > 1, \text{ то берется } n_2 = 1.$$

18.3.4 Рассчитывается величина сопротивления связи между контурами фильтра на средней частоте диапазона.

$$X_{\text{ср}} = \omega_{\text{ср}} L_K \beta_{\text{ср}} / Q_{\text{эср}} \quad (18.28)$$

Здесь $\beta_{\text{ср}} = 1$; $Q_{\text{эср}} = 1/d_{\text{эср}}$ - эквивалентная добротность

контуров фильтра на средней частоте диапазона; $d_{\text{эср}} = \sqrt{d_{\text{э1ср}} d_{\text{э2ср}}}$, где

$$d_{\text{э1ср}} = d_K + m \frac{2}{2} \rho_{\text{ср}} G_{22}; \text{ и } d_{\text{э2ср}} = d_K + m \frac{2}{2} \rho_{\text{ср}} G_{\text{вх}2}. \quad (18.29)$$

Далее рассчитывается элементы связи между контурами фильтра.

Для схемы варианта 1 (рисунки 16.1; 18.4)

18.3.5 Определяется взаимоиндукция между катушками фильтра

$$M = X_{\text{ср}} / 2 \omega_{\text{ср}}. \quad (18.30)$$

Оценивается реальность полученной величины М путем определения необходимого коэффициента связи $k_{\text{СВ}} = M/L_K$. Этот коэффициент не должен превышать конструктивно реализуемого значения 0,2...0,3 для однослойных катушек: $k_{\text{СВ}} = 0,4...0,6$ - для многослойных ($L_K \geq 100 \text{ мкГн}$); $k_{\text{СВ}} = 0,9$ - для катушек сердечниками типа СВ или чашечных.

18.3.6 Определяется величина емкости конденсатора связи

$$C_C = 2 / \omega_{\text{ср}} X_{\text{ср}}. \quad (18.31)$$

Если связь между контурами фильтра только трансформаторная, то взаимоиндукция между катушками определяется по формуле $M = X_{\text{ср}} / \omega_{\text{ср}}$.

Если связь между контурами фильтра только внутриемкостная, то величина емкости связи определяется формулой $C_C = 1 / \omega_{\text{ср}} X_{\text{ср}}$.

Для схемы варианта 2 (рисунок 16.2, 18.6):

18.3.7 Определяется величина емкости конденсатора связи

$$C_{C2} = 1,33 / \omega_{\text{ср}} X_{\text{ср}}. \quad (18.32)$$

18.3.8 Определяется емкость конденсатора связи

$$C_{C1} = 0,2 C_{C2} X_{\text{ср}}^2 / \omega_{\text{ср}}^2 L_K^2. \quad (18.33)$$

18.3.9 Для обоих вариантов схем рассчитываются эквивалентные затухания и добротности контуров фильтра на нижней частоте диапазона

$$d_{\text{Э1H}} = d_K + m_2^2 \rho_H G_{22}; Q_{\text{Э1H}} = 1/d_{\text{Э1H}}.$$

$$d_{\text{Э2H}} = d_K + n_2^2 \rho_H G_{\text{BX}2}; Q_{\text{Э2H}} = 1/d_{\text{Э2H}}. \quad (18.34)$$

18.3.10 Определяется эквивалентная добротность полосового фильтра на нижней частоте диапазона

$$Q_{\text{Э.Н}} = \sqrt{Q_{\text{Э1H}} Q_{\text{Э2H}}}. \quad (18.34)$$

18.3.11 аналогично на верхней частоте диапазона

$$d_{\text{Э1В}} = d_K + m_2^2 \rho_B G_{22}; Q_{\text{Э1В}} = 1/d_{\text{Э1В}}; \quad (18.35)$$

$$d_{\text{Э2В}} = d_K + m_2^2 \rho_B G_{\text{BX}2}; Q_{\text{Э2В}} = 1/d_{\text{Э2В}}.$$

$$Q_{\text{ЭВ}} = \sqrt{Q_{\text{Э1В}} Q_{\text{Э2В}}}. \quad (18.36)$$

18.3.12 Рассчитывается величина сопротивления связи на нижней и верхней частоте диапазона:

для варианта 1

$$X_H = \omega_H M + 1/\omega_H C_C;$$

$$X_B = \omega_B M + 1/\omega_B C_C; \quad (18.37)$$

для варианта 2

$$X_H = \omega_H^3 C_{C1} L_K^2 + 1/\omega_H C_{C2};$$

$$X_B = \omega_B^3 C_{C1} L_K^2 + 1/\omega_B C_{C2}. \quad (18.38)$$

Если связь между контурами фильтра при малых коэффициентах перекрытия диапазона ($k_d \leq 1,5$) только трансформаторная, то $X_H = \omega_H M$; $X_B = \omega_B M$.

Если связь между контурами фильтра только внутриемкостная, то

$$X_H = 1/\omega_H C_C; X_B = 1/\omega_B C_C.$$

18.3.13 Определяется параметр связи (обобщенный коэффициент связи) между контурами фильтра на нижней и верхней частоте диапазона

$$\beta_H = X_H Q_{\text{Э.Н}} / \omega_H L_K;$$

$$\beta_B = X_B Q_{\text{ЭВ}} / \omega_B L_K. \quad (18.39)$$

18.3.14 Рассчитывается избирательность УРЧ по первому зеркальному каналу на верхней частоте диапазона

$$Se_{3K} = \frac{\sqrt{(1 - \xi_{3K}^2 + \beta_B^2)^2 + 4\xi_{3K}^2}}{1 + \beta_B^2}. \quad (18.40)$$

$$Se_{3K}(\partial B) = 20 \lg Se_{3K}.$$

Здесь $\xi_{3K} = y_{3K} Q_{ЭВ}$;

$$y_{3K} = \left| \frac{f_{\epsilon} + 2f_{ПП}}{f_{\epsilon}} - \frac{f_{\epsilon}}{f_{\epsilon} + 2f_{ПП}} \right|.$$

18.3.15 Определяется избирательность по зеркальному каналу всего преселектора в соответствии с пунктом 18.1.6 по формуле (18.11).

18.3.16 Определяется неравномерность в полосе пропускания усилителя радиочастоты на нижней частоте диапазона

$$\sigma_{н \text{ урч}} = \frac{1 + \beta_H^2}{\sqrt{(1 + \beta_H^2 - \xi_H^2)^2 + 4\xi_H^2}}, \quad (18.41)$$

где $\xi_H = \frac{PQ_{ЭН}}{f_H}$.

$$\sigma_{н \text{ урч}}(\partial B) = 20 \lg \sigma_{н \text{ урч}}.$$

Неравномерность в полосе пропускания преселектора определяется формулой (18.9)

18.3.17 Находится резонансный коэффициент усиления УРЧ на нижней и верхней частотах диапазона

$$K_{ОН} = m_2 n_2 |Y_{21}| R_{Э.Н} \frac{\beta_H}{1 + \beta_H^2}. \quad (18.42)$$

$$K_{ОВ} = m_2 n_2 |Y_{21}| R_{Э.В} \frac{\beta_B}{1 + \beta_B^2}.$$

Определяется неравномерность усиления по диапазону в преселектора по методике пункта 18.1.8 (формулы 18.13 и 18.14).

18.4 Методика расчета цепей питания резонансных усилителей на биполярных транзисторах

(для схем, приведенных на рисунках 14.1, 14.2, 18.1)

18.4.1 Выбирается режим транзистора по постоянному току. Ток покоя коллектора берется $I_{K0} = 1 \dots 2$ мА, ему соответствует ток базы $I_{Б0} = I_{K0} / h_{21Э}$, где $h_{21Э}$ коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером (ОЭ). По входной характеристике находится соответствующее значение

напряжения между базой и эмиттером $U_{бэ0}$. При отсутствии входных характеристик выбранного транзистора можно ориентировочно принять $U_{бэ0} \approx 0,2 \dots 0,4$ В. Напряжение между коллектором и эмиттером целесообразно взять $U_{кэ0} = 5$ В (его величина не критична).

18.4.2 Рассчитывается величина сопротивления резистора в цепи эмиттера R_3 из условия допустимого падения напряжения на нем

$$R_3 = \frac{U_{R3}}{I_{K0} + I_{б0}} = \frac{E_{п} - U_{Rф} - U_{кэ0}}{I_{K0} + I_{б0}}, \quad (18.43)$$

где $U_{Rф} = 0,1 E_{п}$; $E_{п}$ – напряжение питания, подаваемое на данный каскад.

Берется номинал R_3 по шкале таблицы 11.1.

18.4.3 Рассчитывается величина $R_{ф}$

$$R_{ф} = \frac{U_{Rф}}{I_{дел} + I_{K0} + I_{б0}}, \quad (18.44)$$

где $I_{дел} = (10 \dots 15) I_{б0}$. Берется номинал $R_{ф}$ по таблице 11.1.

18.4.4 Рассчитываются резисторы делителя R_1 и R_2 , чтобы они обеспечивали точку покоя:

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_{дел}} = \frac{U_{R3} + U_{бэ0}}{I_{дел}}; \quad (18.45)$$

$$R_1 = \frac{E_{п} - U_{Rф} - U_{R2}}{I_{дел} + I_{б0}}. \quad (18.46)$$

Берутся значения R_1 и R_2 по номиналу.

18.4.5 Для проверки стабильности точки покоя при изменении температуры рассчитывается коэффициент неустойчивости St :

$$S_t = \frac{R_{б} + R_3}{R_3 + R_{б}(1 - h_{21б})}. \quad (18.47)$$

Здесь $h_{21б} = \frac{h_{21э}}{1 + h_{21э}}$ – коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общей базой (ОБ);

$$R_{б} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (18.48)$$

Коэффициент неустойчивости St должен быть не более $St \leq 4$, если каскад не охвачен режимной автоматической регулировкой усиления (АРУ). Если каскад охвачен режимной АРУ, то $St \leq 10 \dots 20$. Если по расчету (18.47) $St > 4$, то следует задаться большим значением тока делителя $I_{дел}$, что приведет к уменьшению R_1 и R_2 и увеличению стабильности схемы, ценой уменьшения

результатирующего входного сопротивления каскада $R_{вх\ каск} = \frac{R_{\sigma} R_{вх}}{R_{\sigma} + R_{вх}}$, где

$R_{вх}$ - входное сопротивление транзистора, R_{σ} - определяется (18.48).

При этом возможен следующий порядок расчета:
Берется $St=(3...4)$. Определяются:

$$R_{\sigma} = R_3 \frac{h_{21э}(S_t - 1)}{h_{21э} - (S_t - 1)}; \quad (18.49)$$

$$R_1 = \frac{E_{II}(S_t - 1)}{I_{к0}}. \quad (18.50)$$

18.4.6 Рассчитываются величины емкостей конденсаторов: разделительного C_p , блокировочного в цепи эмиттера C_{ε} , фильтра C_{ϕ} , чтобы их сопротивления на минимальной частоте f_{\min} УРЧ были в 100...500 раз меньше сопротивлений $R_{вх}$, R_3 , R_{ϕ} соответственно

$$C_p \geq \frac{100...500}{2\pi f_{\min} R_{вх}}; C_{\varepsilon} \geq \frac{100...500}{2\pi f_{\min} R_3}; C_{\phi} \geq \frac{100...500}{2\pi f_{\min} R_{\phi}}. \quad (18.51)$$

Берутся номинальные значения. Здесь $R_{вх}$ - входное сопротивление каскада следующего за C_p .

18.5 Методика расчета цепей питания резонансных усилителей на полевых транзисторах (с р-п переходом и каналом n-типа)

(схемы приведены на рисунках 14.3, 14.4, 18.2, 18.3.)

18.5.1 Выбирается точка покоя. Напряжение сток-исток ($U_{си}$) берется в области, где ток стока I_c слабо зависит от $U_{си}$. Для многих транзисторов можно рекомендовать $U_{си0} = 5V$.

Напряжение затвор-исток берется равным половине напряжения отсечки $U_{зи0} = 0.5U_{отс}$ из соображений увеличения динамического диапазона транзистора, хотя при уменьшении $U_{зи0}$ увеличивается крутизна и уменьшается коэффициент шума.

Величина сопротивления резистора в цепи затвора R_3 (см. рисунки 14.4, 18.2, 18.3) выбирается достаточно большим, чтобы не шунтировать контур ВЦ, но увеличение R_3 снижает стабильность точки покоя. Приемлемый для практики компромисс $R_3 \approx 200...300k\Omega$.

18.5.2 Исходя из $U_{си0}$ и $U_{зи0}$ определяется значение тока стока I_{c0} по характеристике прямой передачи $I_c = f(U_{зи})$ или по выходным характеристикам $I_c = f(U_{си})$. Для ориентировки эти характеристики приведены в приложении Б

(рисунки Б1 и Б2). Если для выбранного транзистора характеристик нет, то I_{c0} рассчитывается по формуле:

$$I_{C0} = I_{снач} \left(1 - \frac{U_{зи0}}{U_{отс}} \right)^2, \quad (18.52)$$

где $I_{снач}$ - начальный ток стока при $U_{зи0}=0$;

$U_{отс}$ - напряжение отсечки.

Значения $I_{снач}$ и $U_{отс}$, как правило, приводятся в справочниках.

18.5.3 Рассчитывается сопротивление резистора R_u :

$$R_u = \frac{U_{Ru}}{I_{C0}}, \quad (18.53)$$

где $U_{Ru} = U_{зи0}$.

Берется значение R_u по номиналу.

Заметим, что стабильность режима работы обеспечивается в результате автоматического смещения при протекании тока истока через R_u .

18.5.4 Емкость блокирующего конденсатора в цепи истока

$$C_{II} \geq \frac{100...500}{2\pi f_{\min} R_u}, \quad (18.54)$$

где f_{\min} - минимальная частота, принимаемая приемником.

18.5.5 Определяется сопротивление фильтра в цепи стока

$$R_{\Phi} = \frac{E_{II} - U_{си0} - U_{зи0}}{I_{c0}}. \quad (18.55)$$

Берется номинал.

Заметим, что в нерезонансном (апериодическом) УРЧ, например, на транзисторе VT1 в каскодной схеме (рисунки 18.5, 18.6) необходимо предусмотреть подачу питания на сток через резистор R_c . Тогда в отличие от (18.55) величина сопротивления резистора фильтра будет равна

$$R_{\Phi} = \frac{U_{R\Phi}}{I_{c0}}, \quad (18.56)$$

где $U_{R\Phi} = 0,1 E_{п}$.

Сопротивление в цепи стока

$$R_c = \frac{E_{II} - U_{R\Phi} - U_{си0} - U_{зи0}}{I_{c0}}. \quad (18.57)$$

Значения R_{Φ} и R_c выбираются по номиналу.

Если R_c (18.57) получается близким к нулю или отрицательным, то возможно отказаться от фильтра в этом каскаде или уменьшить U_{cu0} и U_{zu0} в пределах возможного.

18.5.6 Рассчитываются емкости конденсаторов C_p и C_ϕ по формулам (18.51).

Приложения

Приложение А

Пример

расчета высокочастотных параметров биполярного транзистора

Исходные данные

Диапазон частот $f = (170...180)\text{МГц}$.

Транзистор КТ368. Режим работы транзистора по постоянному току $U_{КЭ0} = 5\text{В}$; $I_{К0} = 1\text{мА}$. Параметры транзистора (из справочника [15]): $C_K = 1,7\text{пФ}$; $\tau_K = 15\text{пСек}$; $h_{21Э} = 50$; $\xi = 2$.

Граничная частота по крутизне (из таблицы 13.1): $f_S = 1347\text{МГц}$.

Рассчитать ВЧ параметры транзистора $G_{11}, C_{11}, G_{21}, B_{21}, |Y_{21}|, G_{12}, C_{12}, |Y_{12}|, G_{22}, C_{22}$. Так как коэффициент перекрытия диапазона $k_\partial < 1,5$, то рассчитываются параметры только на верхней частоте $f_B = 180\text{МГц}$.

Подготовка необходимых данных

1. Определяется коэффициент

$$\gamma_S = \frac{f_B}{f_S} = \frac{180 \cdot 10^6}{1347 \cdot 10^6} = 0,137.$$

Поскольку $\gamma_S < 0,3$, то расчет параметров можно вести по упрощенным формулам таблицы 2.5 из [14].

2. Определяется низкочастотное значение выходной проводимости $G_{КЭ}$ по выходным характеристикам (из справочника [15]):

$$G_{КЭ} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}},$$

где ΔI_K и $\Delta U_{КЭ}$ приращение тока и напряжения вблизи рабочей области. Так как для тока $I_{К0} = 1\text{мА}$ этот расчет выполнить невозможно, берутся приращения тока и напряжения около точки $I_K = 10\text{мА}$, $U_{КЭ} = 5\text{В}$:

$$G_{КЭ(10)} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}} = \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{6} = 0,25 \cdot 10^{-3} \text{См}.$$

3. Рассчитывается значение $G_{КЭ}$ при токе $I_{К0} = 1\text{мА}$:

$$G_{КЭ} = G_{КЭ(10)} \cdot \frac{I_{К0}}{I_K} = 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}} = 0,25 \cdot 10^{-4} \text{См}.$$

4. Определяется значение общего сопротивления базы:

$$r_B = \xi \frac{\tau_K}{C_K} = 2 \cdot \frac{15 \cdot 10^{-12}}{1,7 \cdot 10^{-12}} = 17,65 \text{ Ом.}$$

5. Определяется значение входного сопротивления транзистора в схеме с общей базой (ОБ):

$$h_{11B} = r_E + \frac{r_B}{h_{21E}} = \frac{26}{I_E [\text{мА}]} + \frac{r_B}{h_{21E}} = \frac{26}{1} + \frac{17,65}{50} = 26,35 \text{ Ом.}$$

6. Определяется коэффициент прямой передачи тока в схеме с ОБ:

$$h_{21B} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}} = \frac{50}{51} = 0,98.$$

Расчет ВЧ параметров транзистора в схеме с ОБ

1. Определяется значение активной составляющей проводимости \underline{Y}_{11B} :

$$G_{11B} = \frac{1}{h_{11B}} = \frac{1}{26,35} = 3,795 \cdot 10^{-2} \text{ См.}$$

2. Определяется величина емкости C_{11B} :

$$C_{11B} = -\frac{1}{\omega_S h_{11B}} \left(1 - \frac{h_{11B}}{r_B} \right) = -\frac{\left(1 - \frac{26,35}{17,65} \right)}{6,28 \cdot 1347 \cdot 10^6 \cdot 26,35} = 2,21 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

3. Определяется величина активной составляющей проводимости прямой передачи:

$$G_{21B} = -\frac{h_{21B}}{h_{11B}} = -\frac{0,98}{26,35} = -3,72 \cdot 10^{-2} \text{ См.}$$

4. Рассчитывается значение реактивной составляющей проводимости прямой передачи:

$$B_{21B} = \frac{h_{21B} \gamma_S}{h_{11B}} = \frac{0,98 \cdot 0,134}{26,35} = 4,98 \cdot 10^{-3} \text{ См.}$$

5. Определяется модуль проводимости прямой передачи (крутизна):

$$|\underline{Y}_{21B}| = \sqrt{G_{21B}^2 + B_{21B}^2} = \sqrt{(3,72 \cdot 10^{-2})^2 + (4,98 \cdot 10^{-3})^2} = 3,75 \cdot 10^{-2} \text{ А/В.}$$

6. Находится значение активной составляющей проводимости обратной связи:

$$G_{12B} = \gamma_S \frac{\omega \tau_K}{h_{11B}} \left(\frac{h_{11B}}{r_B} - 1 \right) =$$

$$= 0,134 \cdot \frac{6,28 \cdot 180 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^{-12}}{26,35} \cdot \left(\frac{26,35}{17,65} - 1 \right) = 42,5 \cdot 10^{-6} \text{ См.}$$

7. Определяется величина емкости обратной связи:

$$C_{12Б} = -\frac{\tau_K}{h_{11Б}} = -\frac{15 \cdot 10^{-12}}{26,35} = -5,69 \cdot 10^{-13} \text{ Ф.}$$

8. Рассчитывается модуль проводимости обратной связи:

$$|\underline{Y}_{12Б}| = \sqrt{G_{12Б}^2 + B_{12Б}^2} = \\ = \sqrt{(42,5 \cdot 10^{-6})^2 + (6,28 \cdot 180 \cdot 10^6 \cdot 5,69 \cdot 10^{-13})^2} = 64,46 \cdot 10^{-5} \text{ См,}$$

где $B_{12Б} = \omega_B C_{12Б}$.

9. Определяется величина активной составляющей проводимости $\underline{Y}_{22Б}$:

$$G_{22Б} = G_{КЭ} + \frac{\omega \tau_K}{h_{11Б}} \gamma_S = \\ = 0,25 \cdot 10^{-4} + \frac{6,28 \cdot 180 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^{-12}}{26,35} \cdot 0,134 = 1,11 \cdot 10^{-4} \text{ См.}$$

10. Рассчитывается значение емкости $C_{22Б}$:

$$C_{22Б} = C_K + \frac{\tau_K}{h_{11Б}} (1 - \gamma_S^2) = 1,7 \cdot 10^{-12} + \frac{15 \cdot 10^{-12}}{26,35} \cdot (1 - 0,134^2) = 2,26 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Расчет ВЧ параметров транзистора в схеме с ОЭ

1. Определяется значение активной составляющей проводимости $\underline{Y}_{11Э}$:

$$G_{11Э} = \frac{1}{h_{11Б} h_{21Э}} = \frac{1}{26,35 \cdot 50} = 7,59 \cdot 10^{-4} \text{ См.}$$

2. Определяется величина емкости $C_{11Э}$:

$$C_{11Э} = \frac{1}{\omega_S r_B} \left(1 - \frac{r_B}{h_{21Э} h_{11Б}} \right) = \\ = \frac{1}{6,28 \cdot 1347 \cdot 10^6 \cdot 17,65} \cdot \left(1 - \frac{17,65}{50 \cdot 26,35} \right) = 6,6 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

3. Определяется значение активной составляющей проводимости прямой передачи:

$$G_{21Э} = \frac{h_{21Б}}{h_{11Б}} = \frac{0,98}{26,35} = 3,72 \cdot 10^{-2} \text{ См.}$$

4. Рассчитывается реактивная составляющая проводимости прямой передачи:

$$B_{21Э} = -\frac{h_{21Б}}{h_{11Б}} \gamma_S = -4,98 \cdot 10^{-3} \text{ См.}$$

5. Находится модуль проводимости прямой передачи (крутизна):

$$|\underline{Y}_{21Э}| = \sqrt{G_{21Э}^2 + B_{21Э}^2} = \sqrt{(3,72 \cdot 10^{-2})^2 + (4,98 \cdot 10^{-3})^2} = 3,75 \cdot 10^{-2} \text{ А/В.}$$

6. Определяется величина активной составляющей проводимости обратной связи:

$$G_{12Э} = -\gamma_S \frac{\omega \tau_K}{r_B} \left(1 - \frac{\omega \tau_K}{h_{21Э} h_{11Б}} \right) =$$

$$= -0,134 \cdot \frac{6,28 \cdot 180 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^{-12}}{17,65} \cdot \left(1 - \frac{6,28 \cdot 180 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^{-12}}{50 \cdot 26,35} \right) =$$

$$= -1,287 \cdot 10^{-4} \text{ См.}$$

7. Рассчитывается емкость обратной связи:

$$C_{12Э} = \frac{\tau_K}{h_{21Э} h_{11Б}} - C_K = \frac{15 \cdot 10^{-12}}{50 \cdot 26,35} - 1,7 \cdot 10^{-12} = -1,59 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

8. Определяется модуль проводимости обратной связи:

$$|\underline{Y}_{12Э}| = \sqrt{G_{12Э}^2 + B_{12Э}^2} = \sqrt{(1,287 \cdot 10^{-4})^2 + (1,8 \cdot 10^{-3})^2} \cong 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ См,}$$

где $B_{12Э} = \omega C_{12Э} = -6,28 \cdot 180 \cdot 10^6 \cdot 1,59 \cdot 10^{-12} = -1,8 \cdot 10^{-3} \text{ См.}$

9. Активная составляющая проводимости \underline{Y}_{22} и емкость C_{22} в схеме с ОЭ имеют такие же значения, как и в схеме с ОБ:

$$G_{22Э} = 1,11 \cdot 10^{-4} \text{ См,}$$

$$C_{22Э} = 2,26 \text{ пФ.}$$

Приложение Б
Пример
расчета высокочастотных параметров полевого транзистора
в схеме с общим истоком

Исходные данные

Диапазон частот $f = (170...180)\text{МГц}$.

Транзистор 2П341Б. Параметры транзистора при напряжении $U_{СИ} = 5\text{В}$ (из справочника [16]):

$$S_{СПР} = 18 \text{ мА/В} \text{ при } U_{ЗИ} = 0; C_{12И} = 1 \text{ пФ при } U_{ЗИ} = 2\text{В};$$

$$C_{11И} = 5 \text{ пФ при } I_C = 5 \text{ мА}; C_{22И} = 1,6 \text{ пФ при } U_{ЗИ} = 2\text{В}.$$

Рассчитать ВЧ параметры транзистора в схеме с ОИ $G_{11И}; C_{11И}; G_{21И}; B_{21И}; G_{12И}; C_{12И}; G_{22И}; C_{22И}$.

Так как коэффициент перекрытия диапазона $k_\partial < 1,5$, то рассчитываются параметры только на верхней частоте $f_B = 180\text{МГц}$.

Подготовка необходимых данных

1. По типовой передаточной характеристике транзистора 2П341Б (рисунок Б.1), приведенной для $U_{СИ} = 5\text{В}$, выбирается точка покоя $U_{ЗИ0}$. Для уменьшения нелинейных искажений $U_{ЗИ0}$ выбирается равным половине напряжения отсечки ($U_{ОТС}$):

$$U_{ОТС} = 1,04\text{В};$$

$$U_{ЗИ0} = 0,5U_{ОТС} = 0,5 \cdot 1,04 = 0,52\text{В},$$

при этом $I_{C0} = 6\text{мА}$.

2. По выходной характеристике (рисунок Б.2), приведенной для $U_{ЗИ} = 0,6\text{В}$ (ближайшее значение к точке покоя), определяется значение выходного сопротивления на низкой частоте:

$$R_{СИ} = \frac{\Delta U_{СИ}}{\Delta I_C} = \frac{5,1}{3,9 \cdot 10^{-3}} = 1,31 \text{ кОм}.$$

3. Значение сопротивления $r_{И}$ оценивается по зависимости $S(U_{ЗИ})$ (рисунок Б.3) по методике работы [14]:

$$r_{И} = \frac{1}{S_{\max}} - \frac{1}{S'_{\max}} = \frac{1}{26 \cdot 10^{-3}} - \frac{1}{33 \cdot 10^{-3}} = 8,15 \text{ Ом}.$$

Расчет ВЧ параметров транзистора в схеме с ОИ

1. Уточняется значение частоты $f_{ГЕН}$ для выбранного режима:

$$f_{ГЕН} = \frac{S}{2\pi C_{3C}} = \frac{9 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 10^{-12} \cdot 1} = 1433 \text{ МГц},$$

где

$$S = S_{СПР} \left(1 - \frac{U_{3И0}}{U_{СПР}} \right) = 18 \cdot (1 - 0,5) = 9 \text{ мА/В};$$

$$C_{3C} = C_{12И} = 1 \text{ пФ}.$$

2. Определяется значение частоты f_S :

$$f_S = \frac{1}{2\pi C_{3И} r_{И}} = \frac{1}{6,28 \cdot 4 \cdot 10^{-12} \cdot 8,15} = 4885 \text{ МГц},$$

где

$$C_{3И} = C_{11И} - C_{12И} = 5 - 1 = 4 \text{ пФ}.$$

3. Рассчитывается коэффициент γ_S :

$$\gamma_S = \frac{f_{РАБ}}{f_S} = \frac{180 \cdot 10^6}{4885 \cdot 10^6} = 0,0368.$$

Поскольку $\gamma_S < 0,3$, то расчет ВЧ параметров производится по приближенным формулам 3.27 [14] на максимальной частоте диапазона.

4. Определяется значение активной составляющей входной проводимости:

$$G_{11И} = \frac{\gamma_S^2}{r_{И}} = \frac{(3,68 \cdot 10^{-2})^2}{8,15} = 1,66 \cdot 10^{-4} \text{ См}.$$

5. Определяется значение реактивной составляющей входной проводимости:

$$B_{11И} = \omega(C_{3И} + C_{3C}) = 6,28 \cdot 180 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12} = 5,652 \cdot 10^{-3} \text{ См}.$$

6. Активная составляющая проводимости обратной связи $G_{12И} = 0$.

7. Значение реактивной составляющей проводимости обратной связи:

$$B_{12И} = -\omega C_{3C} = 6,28 \cdot 180 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^{-12} = 1,13 \cdot 10^{-3} \text{ См},$$

где $-C_{3C} = C_{12И}$.

8. Значение активной составляющей проводимости прямой передачи:

$$G_{21И} = S = 9 \cdot 10^{-3} \text{ А/В}.$$

9. Величина реактивной составляющей проводимости прямой передачи:

$$B_{21И} = -\omega C_{3C} = 1,13 \cdot 10^{-3} \text{ См}.$$

10. Определяется значение активной составляющей выходной проводимости:

$$G_{22И} = \frac{1}{R_{СИ}} = \frac{1}{1,31 \cdot 10^3} = 0,763 \cdot 10^{-3} \text{ См.}$$

11. Величина реактивной составляющей выходной проводимости:

$$B_{22И} = \omega C_{22И} = 1,81 \cdot 10^{-3} \text{ См.}$$

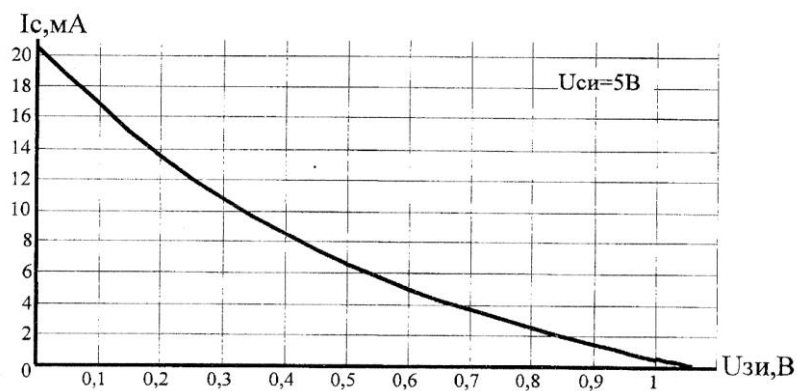


Рисунок Б.1 – Характеристика прямой передачи ПТ

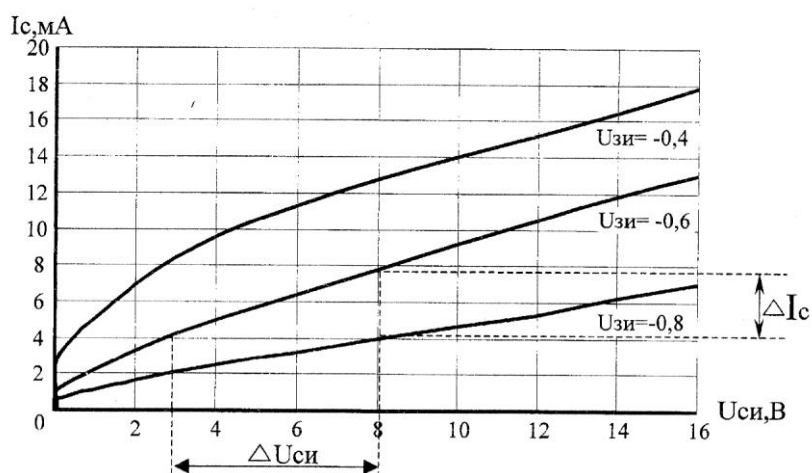


Рисунок Б.2 – Выходные характеристики ПТ

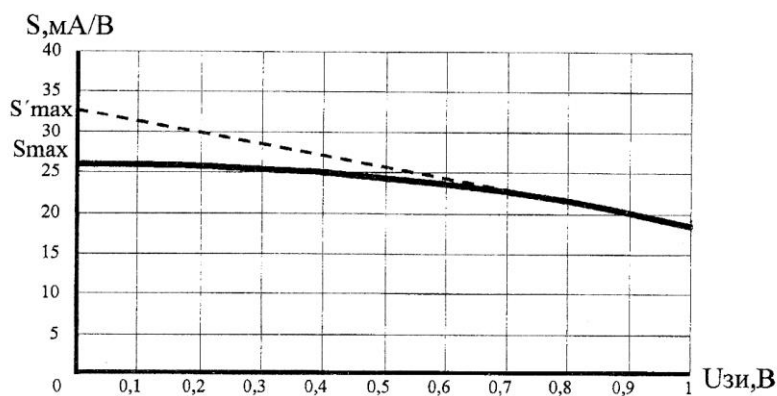


Рисунок Б.3 – Зависимость крутизны от Uзи ПТ

Приложение В
Пример
расчета высокочастотных параметров
каскадной схемы общий исток – общая база

Рассчитываются ВЧ параметры каскадной схемы ОИ–ОБ, приведенной на рисунке 18.5, 18.6, на частоте $f = 180 \text{ МГц}$. Исходными данными для расчета параметров каскадной схемы являются ВЧ параметры транзисторов 2П341Б в схеме с ОИ и КТ368 в схеме с ОБ из приложений А и Б. Комплексные параметры записываются в форме $\underline{Y} = G + jB$.

Параметры транзистора в схеме с ОИ

$$\begin{aligned} G'_{11И} &= 1,66 \cdot 10^{-4} \text{ См}; B'_{11И} = 5,65 \cdot 10^{-3} \text{ См}; C'_{11И} = 5 \text{ пФ}; \\ G'_{22И} &= 0,763 \cdot 10^{-3} \text{ См}; B'_{22И} = 1,81 \cdot 10^{-3} \text{ См}; C'_{22И} = 1,6 \text{ пФ}; \\ G'_{12И} &= 0; B'_{12И} = 1,13 \cdot 10^{-3} \text{ См}; C'_{12И} = 1 \text{ пФ}; \\ B'_{21И} &= 1,13 \cdot 10^{-3} \text{ См}; G'_{21И} = 9 \cdot 10^{-3} \text{ А/В}; \\ \underline{Y}'_{11И} &= 1,66 \cdot 10^{-4} + j \cdot 5,65 \cdot 10^{-3}; \\ \underline{Y}'_{12И} &= 0 + j \cdot 1,13 \cdot 10^{-3}; \\ \underline{Y}'_{21И} &= 9 \cdot 10^{-3} + j \cdot 1,13 \cdot 10^{-3}; \\ \underline{Y}'_{22И} &= 0,763 \cdot 10^{-3} + j \cdot 1,81 \cdot 10^{-3}. \end{aligned}$$

Параметры транзистора в схеме с ОБ

$$\begin{aligned} G''_{11Б} &= 3,8 \cdot 10^{-2} \text{ См}; B''_{11Б} = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ См}; C''_{11Б} = 2,21 \text{ нФ}; \\ G''_{22Б} &= 1,11 \cdot 10^{-4} \text{ См}; B''_{22Б} = 2,56 \cdot 10^{-3} \text{ См}; C''_{22Б} = 2,26 \text{ нФ}; \\ G''_{12Б} &= 42,5 \cdot 10^{-6} \text{ См}; B''_{12Б} = -0,644 \cdot 10^{-3} \text{ См}; C''_{12Б} = -0,57 \text{ нФ}; \\ G''_{11Б} &= 3,8 \cdot 10^{-2} \text{ См}; B''_{11Б} = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ См}; C''_{11Б} = 2,21 \text{ пФ}; \\ G''_{22Б} &= 1,11 \cdot 10^{-4} \text{ См}; B''_{22Б} = 2,56 \cdot 10^{-3} \text{ См}; C''_{22Б} = 2,26 \text{ пФ}; \\ G''_{12Б} &= 42,5 \cdot 10^{-6} \text{ См}; B''_{12Б} = -0,644 \cdot 10^{-3} \text{ См}; C''_{12Б} = -0,57 \text{ пФ}; \\ B''_{21Б} &= 4,98 \cdot 10^{-3} \text{ См}; G''_{21Б} = -3,72 \cdot 10^{-2} \text{ См}; \\ \underline{Y}''_{11Б} &= 3,8 \cdot 10^{-2} + j \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}; \\ \underline{Y}''_{12Б} &= 42,5 \cdot 10^{-6} + j \cdot (-0,644 \cdot 10^{-3}); \\ \underline{Y}''_{21Б} &= -3,72 \cdot 10^{-2} + j \cdot 4,98 \cdot 10^{-3}; \\ \underline{Y}''_{22Б} &= 1,11 \cdot 10^{-4} + j \cdot 2,56 \cdot 10^{-3}. \end{aligned}$$

Комплексные параметры эквивалентного каскодного четырехполосника [18]

$$\underline{Y}_{11\Sigma} = \underline{Y}'_{11И} - \frac{\underline{Y}'_{12И} \cdot \underline{Y}'_{21И}}{\underline{Y}'_{22И} + \underline{Y}''_{11Б}}; \quad (\text{B.1})$$

$$\underline{Y}_{12\Sigma} = -\frac{\underline{Y}'_{12И} \cdot \underline{Y}''_{12Б}}{\underline{Y}'_{22И} + \underline{Y}''_{11Б}}; \quad (\text{B.2})$$

$$\underline{Y}_{21\Sigma} = -\frac{\underline{Y}'_{21И} \cdot \underline{Y}''_{21Б}}{\underline{Y}'_{22И} + \underline{Y}''_{11Б}}; \quad (\text{B.3})$$

$$\underline{Y}_{22\Sigma} = \underline{Y}''_{22Б} - \frac{\underline{Y}''_{12Б} \cdot \underline{Y}''_{21Б}}{\underline{Y}'_{22И} + \underline{Y}''_{11Б}}. \quad (\text{B.4})$$

Арифметические операции над комплексными числами в алгебраической форме выполняются по формулам [17]:

$$\begin{aligned} \underline{A} &= \underline{A}_1 + \underline{A}_2 = (a_1 + a_2) + j(b_1 + b_2); \\ \underline{A} &= \underline{A}_1 - \underline{A}_2 = (a_1 - a_2) + j(b_1 - b_2); \\ \underline{A} &= \underline{A}_1 \cdot \underline{A}_2 = (a_1 a_2 - b_1 b_2) + j(a_1 b_2 + b_1 a_2); \\ \underline{A} &= \frac{\underline{A}_1}{\underline{A}_2} = \frac{a_1 a_2 + b_1 b_2}{a_2^2 + b_2^2} + j \frac{b_1 a_2 - a_1 b_2}{a_2^2 + b_2^2}, \end{aligned}$$

где $\underline{A}_1 = a_1 + jb_1$; $\underline{A}_2 = a_2 + jb_2$.

Расчет

1. Определяется значение знаменателя в выражениях (B.1)...(B.4):

$$\begin{aligned} \underline{Y}'_{22И} + \underline{Y}''_{11Б} &= (0,763 \cdot 10^{-3} + j \cdot 1,81 \cdot 10^{-3}) + (38 \cdot 10^{-3} + j \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}) = \\ &= 38,8 \cdot 10^{-3} + j \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}. \end{aligned}$$

2. Рассчитываются значения входной проводимости $\underline{Y}_{11\Sigma}$ (B.1) ее активной и реактивной составляющих, входной емкости:

$$\begin{aligned} \underline{Y}'_{12И} \cdot \underline{Y}'_{21И} &= (0 + j \cdot 1,13 \cdot 10^{-3}) \cdot (9 \cdot 10^{-3} + j \cdot 1,13 \cdot 10^{-3}) = \\ &= (-1,13 \cdot 10^{-3} \cdot 1,13 \cdot 10^{-3}) + j \cdot (1,13 \cdot 10^{-3} \cdot 9 \cdot 10^{-3}) = -1,28 \cdot 10^{-6} + j \cdot 10,17 \cdot 10^{-6}; \\ \frac{\underline{Y}'_{12И} \cdot \underline{Y}'_{21И}}{\underline{Y}'_{22И} + \underline{Y}''_{11Б}} &= \frac{-1,28 \cdot 10^{-6} + j \cdot 10,17 \cdot 10^{-6}}{38,8 \cdot 10^{-3} + j \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}} = \\ &= \frac{-1,28 \cdot 10^{-6} \cdot 38,8 \cdot 10^{-3} + 10,17 \cdot 10^{-6} \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}}{(38,8 \cdot 10^{-3})^2 + (4,31 \cdot 10^{-3})^2} + \\ &+ j \cdot \frac{10,17 \cdot 10^{-6} \cdot 38,8 \cdot 10^{-3} + 1,28 \cdot 10^{-6} \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}}{(38,8 \cdot 10^{-3})^2 + (4,31 \cdot 10^{-3})^2} = -3,83 \cdot 10^{-6} + j \cdot 0,263 \cdot 10^{-3}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\underline{Y}_{11\Sigma} &= \underline{Y}_{11И} - \frac{\underline{Y}_{12И}' \cdot \underline{Y}_{21И}'}{\underline{Y}_{22И}' + \underline{Y}_{11Б}''} = \\
&= (1,66 \cdot 10^{-4} + j \cdot 5,65 \cdot 10^{-3}) - (-3,83 \cdot 10^{-6} + j \cdot 263 \cdot 10^{-6}) = \\
&= (1,66 \cdot 10^{-4} + 3,83 \cdot 10^{-6}) + j \cdot (5,65 \cdot 10^{-3} - 0,263 \cdot 10^{-3}) = 169,8 \cdot 10^{-6} + j \cdot 5,387 \cdot 10^{-3}; \\
G_{11\Sigma} &= 169,8 \cdot 10^{-6} \text{ См}; \\
B_{11\Sigma} &= 5,387 \cdot 10^{-3}; \\
C_{11\Sigma} &= \frac{B_{11\Sigma}}{2\pi f} = \frac{5,387 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 180 \cdot 10^6} = 4,77 \text{ пФ}.
\end{aligned}$$

3. Рассчитываются значения проводимости обратной связи каскодной схемы $\underline{Y}_{12\Sigma}$ (В.2), ее активной и реактивной составляющих:

$$\begin{aligned}
\underline{Y}_{12\Sigma} &= -\frac{\underline{Y}_{12И}' \cdot \underline{Y}_{12Б}''}{\underline{Y}_{22И}' + \underline{Y}_{11Б}''}; \\
\underline{Y}_{12И}' \cdot \underline{Y}_{12Б}'' &= (0 + j \cdot 1,13 \cdot 10^{-3}) \cdot [42,5 \cdot 10^{-6} + j \cdot (-0,664 \cdot 10^{-3})] = \\
&= 1,13 \cdot 10^{-3} \cdot 0,664 \cdot 10^{-3} + j \cdot (1,13 \cdot 10^{-3} \cdot 42,5 \cdot 10^{-6}) = 0,727 \cdot 10^{-6} + j \cdot 48,03 \cdot 10^{-9}. \\
\underline{Y}_{12\Sigma} &= -\frac{0,727 \cdot 10^{-6} + j \cdot 48,03 \cdot 10^{-9}}{38,8 \cdot 10^{-3} + j \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}} = \\
&= -\left[\frac{0,727 \cdot 10^{-6} \cdot 38,8 \cdot 10^{-3} + 48,03 \cdot 10^{-9} \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}}{(38,8 \cdot 10^{-3})^2 + (4,31 \cdot 10^{-3})^2} + \right. \\
&\quad \left. + j \cdot \frac{48,03 \cdot 10^{-9} \cdot 38,8 \cdot 10^{-3} - 0,727 \cdot 10^{-6} \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}}{(38,8 \cdot 10^{-3})^2 + (4,31 \cdot 10^{-3})^2} \right] = \\
&= -[1,86 \cdot 10^{-5} + j \cdot (-0,833 \cdot 10^{-6})]; \\
G_{12\Sigma} &= -1,86 \cdot 10^{-5} \text{ См}; \\
B_{12\Sigma} &= 0,833 \cdot 10^{-6} \text{ См}; \\
C_{12\Sigma} &= \frac{B_{12\Sigma}}{\omega} = \frac{0,833 \cdot 10^{-6}}{6,28 \cdot 180 \cdot 10^6} = 7,34 \cdot 10^{-4} \text{ пФ};
\end{aligned}$$

$$|\underline{Y}_{12\Sigma}| = \sqrt{(1,86 \cdot 10^{-5})^2 + (0,833 \cdot 10^{-6})^2} \cong 1,86 \cdot 10^{-5} \text{ См}.$$

4. Определяются значения проводимости прямой передачи (крутизны) каскодной схемы (В.3), ее активной и реактивной составляющих:

$$\underline{Y}_{21\Sigma} = -\frac{\underline{Y}_{21И}' \cdot \underline{Y}_{21Б}''}{\underline{Y}_{22И}' + \underline{Y}_{11Б}''}.$$

$$\begin{aligned}
\underline{Y}'_{21И} \cdot \underline{Y}''_{21Б} &= (9 \cdot 10^{-3} + j \cdot 1,13 \cdot 10^{-3}) \cdot (-3,72 \cdot 10^{-2} + j \cdot 4,98 \cdot 10^{-3}) = \\
&= [9 \cdot 10^{-3} (-3,72 \cdot 10^{-2}) - 1,13 \cdot 10^{-3} \cdot 4,98 \cdot 10^{-3}] + \\
&+ j \cdot [9 \cdot 10^{-3} \cdot 4,98 \cdot 10^{-3} + 1,13 \cdot 10^{-3} (-3,72 \cdot 10^{-2})] = \\
&= -34,043 \cdot 10^{-5} + j \cdot 2,82 \cdot 10^{-6}. \\
\underline{Y}_{21\Sigma} &= - \left[\frac{-34,043 \cdot 10^{-5} + j \cdot 2,82 \cdot 10^{-6}}{38,8 \cdot 10^{-3} + j \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}} \right] = \\
&= \left[\frac{-34,043 \cdot 10^{-5} \cdot 38,8 \cdot 10^{-3} + 2,82 \cdot 10^{-6} \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}}{(38,8 \cdot 10^{-3})^2 + (4,31 \cdot 10^{-3})^2} + \right. \\
&+ j \cdot \left. \frac{2,82 \cdot 10^{-6} \cdot 38,8 \cdot 10^{-3} - (-34,043 \cdot 10^{-5} \cdot 4,31 \cdot 10^{-3})}{(38,8 \cdot 10^{-3})^2 + (4,31 \cdot 10^{-3})^2} \right] = 0,867 \cdot 10^{-2} - j \cdot 0,103 \cdot 10^{-2}; \\
G_{21\Sigma} &= 0,867 \cdot 10^{-2} \text{ СМ} = 8,67 \text{ МА/В}; \\
B_{21\Sigma} &= -0,103 \cdot 10^{-2} \text{ СМ}; \\
|\underline{Y}_{21\Sigma}| &= \sqrt{(0,867 \cdot 10^{-2})^2 + (0,103 \cdot 10^{-2})^2} = 8,73 \text{ МА/В}.
\end{aligned}$$

5. Рассчитываются значения выходной проводимости каскодной схемы (В.4), ее активной и реактивной составляющей и выходной емкости:

$$\begin{aligned}
\underline{Y}_{22\Sigma} &= \underline{Y}_{22Б} - \frac{\underline{Y}_{12Б} \cdot \underline{Y}_{21Б}}{\underline{Y}'_{22И} + \underline{Y}_{11Б}}. \\
\underline{Y}_{12Б} \cdot \underline{Y}_{21Б} &= [42,5 \cdot 10^{-6} + j \cdot (-0,644 \cdot 10^{-3})] \cdot [-3,72 \cdot 10^{-2} + j \cdot 4,68 \cdot 10^{-3}] = \\
&= [42,5 \cdot 10^{-6} \cdot (-3,72 \cdot 10^{-2}) + 0,644 \cdot 10^{-3} \cdot 4,98 \cdot 10^{-3}] + \\
&+ j \cdot [42,5 \cdot 10^{-6} \cdot 4,98 \cdot 10^{-3} + (-0,644 \cdot 10^{-3}) \cdot (-3,72 \cdot 10^{-2})] = \\
&= 1,62 \cdot 10^{-6} + j \cdot 24,212 \cdot 10^{-6}; \\
\frac{\underline{Y}_{12Б} \cdot \underline{Y}_{21Б}}{\underline{Y}'_{22И} + \underline{Y}_{11Б}} &= \frac{1,62 \cdot 10^{-6} + j \cdot 24,212 \cdot 10^{-6}}{38,8 \cdot 10^{-3} + j \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}} = \\
&= \frac{1,62 \cdot 10^{-6} \cdot 38,8 \cdot 10^{-3} + 24,212 \cdot 10^{-6} \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}}{(38,8 \cdot 10^{-3})^2 + (4,31 \cdot 10^{-3})^2} + \\
&+ j \cdot \frac{24,212 \cdot 10^{-6} \cdot 38,8 \cdot 10^{-3} - 1,62 \cdot 10^{-6} \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}}{(38,8 \cdot 10^{-3})^2 + (4,31 \cdot 10^{-3})^2} = 0,109 \cdot 10^{-3} + j \cdot 0,612 \cdot 10^{-3}; \\
\underline{Y}_{22\Sigma} &= (1,11 \cdot 10^{-4} + j \cdot 2,56 \cdot 10^{-3}) - (0,109 \cdot 10^{-3} + j \cdot 0,612 \cdot 10^{-3}) = \\
&= 2 \cdot 10^{-6} - j \cdot 1,948 \cdot 10^{-3};
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\underline{Y}_{21И} \cdot \underline{Y}_{21Б}'' &= (9 \cdot 10^{-3} + j \cdot 1,13 \cdot 10^{-3}) \cdot (-3,72 \cdot 10^{-2} + j \cdot 4,98 \cdot 10^{-3}) = \\
&= [9 \cdot 10^{-3} (-3,72 \cdot 10^{-2}) - 1,13 \cdot 10^{-3} \cdot 4,98 \cdot 10^{-3}] + \\
&+ j \cdot [9 \cdot 10^{-3} \cdot 4,98 \cdot 10^{-3} + 1,13 \cdot 10^{-3} (-3,72 \cdot 10^{-2})] = \\
&= -34,043 \cdot 10^{-5} + j \cdot 2,82 \cdot 10^{-6}. \\
\underline{Y}_{21\Sigma} &= - \left[\frac{-34,043 \cdot 10^{-5} + j \cdot 2,82 \cdot 10^{-6}}{38,8 \cdot 10^{-3} + j \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}} \right] = \\
&= \left[\frac{-34,043 \cdot 10^{-5} \cdot 38,8 \cdot 10^{-3} + 2,82 \cdot 10^{-6} \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}}{(38,8 \cdot 10^{-3})^2 + (4,31 \cdot 10^{-3})^2} + \right. \\
&+ j \cdot \left. \frac{2,82 \cdot 10^{-6} \cdot 38,8 \cdot 10^{-3} - (-34,043 \cdot 10^{-5} \cdot 4,31 \cdot 10^{-3})}{(38,8 \cdot 10^{-3})^2 + (4,31 \cdot 10^{-3})^2} \right] = 0,867 \cdot 10^{-2} - j \cdot 0,103 \cdot 10^{-2}; \\
G_{21\Sigma} &= 0,867 \cdot 10^{-2} \text{ СМ} = 8,67 \text{ мА/В}; \\
B_{21\Sigma} &= -0,103 \cdot 10^{-2} \text{ СМ}; \\
|\underline{Y}_{21\Sigma}| &= \sqrt{(0,867 \cdot 10^{-2})^2 + (0,103 \cdot 10^{-2})^2} = 8,73 \text{ мА/В}.
\end{aligned}$$

5. Рассчитываются значения выходной проводимости каскодной схемы (В.4), ее активной и реактивной составляющей и выходной емкости:

$$\begin{aligned}
\underline{Y}_{22\Sigma} &= \underline{Y}_{22Б}'' - \frac{\underline{Y}_{12Б}'' \cdot \underline{Y}_{21Б}''}{\underline{Y}_{22И}' + \underline{Y}_{11Б}''}. \\
\underline{Y}_{12Б}'' \cdot \underline{Y}_{21Б}'' &= [42,5 \cdot 10^{-6} + j \cdot (-0,644 \cdot 10^{-3})] \cdot [-3,72 \cdot 10^{-2} + j \cdot 4,68 \cdot 10^{-3}] = \\
&= [42,5 \cdot 10^{-6} \cdot (-3,72 \cdot 10^{-2}) + 0,644 \cdot 10^{-3} \cdot 4,98 \cdot 10^{-3}] + \\
&+ j \cdot [42,5 \cdot 10^{-6} \cdot 4,98 \cdot 10^{-3} + (-0,644 \cdot 10^{-3}) \cdot (-3,72 \cdot 10^{-2})] = \\
&= 1,62 \cdot 10^{-6} + j \cdot 24,212 \cdot 10^{-6}; \\
\frac{\underline{Y}_{12Б}'' \cdot \underline{Y}_{21Б}''}{\underline{Y}_{22И}' + \underline{Y}_{11Б}''} &= \frac{1,62 \cdot 10^{-6} + j \cdot 24,212 \cdot 10^{-6}}{38,8 \cdot 10^{-3} + j \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}} = \\
&= \frac{1,62 \cdot 10^{-6} \cdot 38,8 \cdot 10^{-3} + 24,212 \cdot 10^{-6} \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}}{(38,8 \cdot 10^{-3})^2 + (4,31 \cdot 10^{-3})^2} + \\
&+ j \cdot \frac{24,212 \cdot 10^{-6} \cdot 38,8 \cdot 10^{-3} - 1,62 \cdot 10^{-6} \cdot 4,31 \cdot 10^{-3}}{(38,8 \cdot 10^{-3})^2 + (4,31 \cdot 10^{-3})^2} = 0,109 \cdot 10^{-3} + j \cdot 0,612 \cdot 10^{-3}; \\
\underline{Y}_{22\Sigma} &= (1,11 \cdot 10^{-4} + j \cdot 2,56 \cdot 10^{-3}) - (0,109 \cdot 10^{-3} + j \cdot 0,612 \cdot 10^{-3}) = \\
&= 2 \cdot 10^{-6} - j \cdot 1,948 \cdot 10^{-3};
\end{aligned}$$

$$G_{22\Sigma} = 2 \cdot 10^{-6} \text{ СМ};$$

$$B_{22\Sigma} = 1,948 \cdot 10^{-3} \text{ СМ};$$

$$C_{22\Sigma} = \frac{1,948 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 180 \cdot 10^6} = 1,72 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} = 1,72 \text{ пФ}.$$

Результаты расчета эквивалентных параметров каскодной схемы

$$G_{11\Sigma} = 169,8 \cdot 10^{-6} \text{ СМ};$$

$$B_{11\Sigma} = 5,387 \cdot 10^{-3} \text{ СМ};$$

$$C_{11\Sigma} = 4,77 \text{ пФ};$$

$$G_{12\Sigma} = -1,86 \cdot 10^{-5} \text{ СМ};$$

$$B_{12\Sigma} = 0,833 \cdot 10^{-6} \text{ СМ};$$

$$G_{21\Sigma} = 8,67 \text{ МА/В};$$

$$B_{21\Sigma} = -0,103 \cdot 10^{-2} \text{ СМ};$$

$$G_{22\Sigma} = 2 \cdot 10^{-6} \text{ СМ};$$

$$B_{22\Sigma} = 1,948 \cdot 10^{-3} \text{ СМ};$$

$$C_{22\Sigma} = 1,72 \text{ пФ};$$

$$|\underline{Y}_{12\Sigma}| = 1,86 \cdot 10^{-5} \text{ СМ};$$

$$|\underline{Y}_{21\Sigma}| = 8,73 \text{ МА/В}.$$

Из сравнения рассчитанных параметров каскодной схемы ОИ–ОБ с параметрами полевого транзистора в схеме с ОИ (приложение Б) видно, что входная проводимость и крутизна характеристики прямой передачи практически не изменились (в пределах границ естественного разброса параметров). Заметно уменьшилась выходная проводимость и, что особенно важно, существенно уменьшилась проводимость обратной связи в каскодной схеме.

Литература

1. Алексеев О. В., Грошев Г. А., Чавка Г. Г. Многоканальные частотноразделительные устройства и их применение. – М.: Радио и связь, 1981.
2. Диэлектрические резонаторы / Под ред. М. Е. Ильченко. – М.: Радио и связь, 1989.
3. Капилевич Б. Ю., Трубехин Е. Р. Волноводно-диэлектрические структуры: Справочник. – М.: Радио и связь, 1990.
4. Фильтры на поверхностных акустических волнах: расчет, технология, применение / Под ред. Г. Мэттьюза: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1981. – 472с.
5. Интегральные пьезоэлектрические устройства фильтрации и обработки сигналов: Справочное пособие / Под ред. Б. Ф. Высоцкого, В. В. Дмитриева. – М.: Радио и связь, 1985. – 176с.
6. Орлов В. С. И др. Фильтры на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1984. – 272с.
7. Речицкий В. И. Радиокomпоненты на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1984. – 112с.
8. Сборник задач и упражнений по курсу Радиоприемные устройства: учебное пособие для вузов / Под ред. В. И. Сифорова. – М.: Радио и связь, 1984 – 224с.
9. Проектирование интегральных устройств СВЧ: Справочник / Ю. Г. Ефремов, В. В. Конин, Б. Д. Солганик и др. – Киев: Техника, 1990. – 159с.
10. Д. Л. Маттей, Л. Янг, Е. М. Т. Джонс. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: Т.1, Т.2. Пер. с англ. – М.: Связь, Т.1. 1971. – 439с. Т.2. 1972. – 495с.
11. Справочник по элементам полосковой техники / Под ред. А. Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979. – 336с.
12. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Под ред. В. И. Вольмана. – М.: Радио и связь. 1982. – 328с.
13. Шварц Н. З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. – М.: Радио и связь, 1987. – 200с.
14. Барсукова М.В Расчет высокочастотных параметров транзисторов. Учебное пособие. НЭИС,1990. –68с.
15. Транзисторы для аппаратуры широкого применения. Справочник под редакцией Б.Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1981.
16. Гантман Е.И., Давыдова Т.И., Перельман Б.Л. Новые транзисторы для аппаратуры широкого применения. Справочник. Ч. 1. «Микростех», «Солон», 1992.
17. Выгодский М.Я. Справочник по элементарной математике – М.: изд – во технико–теоритической литературы, 1955.
18. Макаров О.В., Олендский В.А., Палшков В.В. Руководство по курсовому проектированию радиоприемников. Учебное пособие. ЛЭИС, 1980. – 80с.
19. Радиоприемные устройства. Под ред. Н.Н Фомина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 520с.

Дтн, профессор Анатолий Иванович Фалько

Расчет преселекторов радиоприемных устройств

Учебное пособие

Редактор: Г.А. Травин
Корректор: Д.С. Шкитина

Подписано в печать _____,
формат бумаги 62х84/16, отпечатано на ризографе, шрифт №10,
изд. л. _____, заказ № _____, тираж 300.
СибГУТИ. 630102, Новосибирск, ул. Кирова 86