

гетеродина (Γ), усиливаются в УПЧ С и УПЧ Р и затем перемножаются в фазовом детекторе (ФД). Напряжение сигнала ошибки с выхода ФД с помощью следящей системы (СлС) используется для автосопровождения объекта по направлению. Суммарный сигнал после детектирования в амплитудном детекторе (АД) подается на индикатор и используется для обнаружения объекта и измерения его дальности.

Для устранения влияния изменения амплитуд сигнала на крутизну пеленгационной характеристики системы используется быстродействующая авторегулировка усиления (БАРУ) усилителей УПЧС

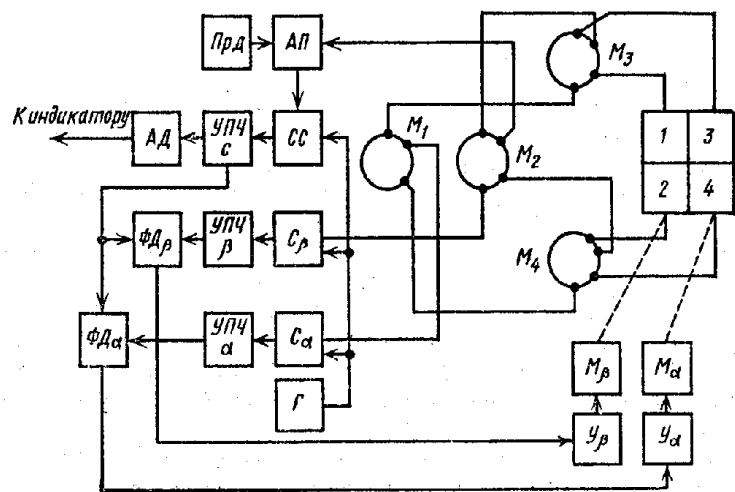


Рис. 2.51. Схема антенно-фидерных устройств РЛС (рис. 2.49) для автосопровождения объекта в двух плоскостях.

и УПЧ Р, которая работает от суммарного сигнала и изменяет коэффициент усиления обратно пропорционально входному напряжению суммарного сигнала. Поэтому с изменением u_0 выходное напряжение УПЧС остается постоянным, а выходное напряжение УПЧР будет обратно пропорциональным u_p . Напряжение сигнала ошибки будет зависеть лишь от $\Delta\alpha$ и не зависеть от амплитуд сигнала.

Схема моноимпульсной РЛС с суммарно-разностной обработкой сигналов для измерения угловых координат и автосопровождения в двух плоскостях (по азимуту и углу места) изображена на рис. 2.51. При сопровождении объекта по азимуту и углу места следует использовать четырехлепестковую диаграмму направленности антенны, которую можно получить с помощью четырех облучателей, расположенных симметрично относительно фокуса параболического отражателя.

В антенно-фидерную систему включены четыре фазированных кольца $M_1—M_4$. Передатчик связан с облучателями кольцами M_2, M_3 и M_4 , так что все облучатели излучают электромагнитные волны с одинаковыми фазами, т. е. диаграмма излучения является суммой всех четырех лепестков. При приеме суммарный сигнал (от всех четырех излучателей) используется для обнаружения объекта, измерения его дальности и в качестве опорного при образовании сигналов ошибки по азимуту и углу места.

С фазированных колец M_3 и M_4 снимаются суммы сигналов, принятых облучателями 1, 3 и 2, 4, из которых в фазированном кольце M_3 образуется разностный сигнал, содержащий информацию об угле места объекта. Разностный сигнал усиливается и подводится к фазовому детектору $\Phi Д_в$, где образуется сигнал ошибки по углу места. Сигнал ошибки через соответствующий усилитель управляет мотором $M_в$ вращения антенны по углу места.

Для выделения сигнала ошибки по азимуту с фазированных колец M_3 и M_4 снимаются разности сигналов, принятых облучателями 1, 3 и 2, 4. Эти разности суммируются в фазированном кольце M_1 . Результирующий сигнал усиливается и подводится к фазовому детектору $\Phi Д_а$ для образования сигнала ошибки азимута. Сигнал ошибки азимута управляет мотором $M_а$ вращения антенны по азимуту. При моноимпульсном сопровождении сигнал, отраженный от сопровождаемой цели, селективируется по дальности в канале суммарного сигнала. Если селективное и автосопровождение исключаются, то моноимпульсную РЛС можно использовать для измерения угловых координат многих целей с помощью оператора или ЦВМ.

Система автоматического слежения по дальности АСД (рис. 2.48) обеспечивает автоматическое сопровождение объектов по дальности и вырабатывает селекторные импульсы (СИ). Селекторные импульсы открывают канал приема только на время прохождения импульсов, отраженных от выбранного объекта, что ослабляет помехи, особенно от соседних объектов и других РЛС. Импульсы от СГ и выхода ВУ поступают в блок АСД, который измеряет время Δt между ними, т. е. расстояние r от РЛС до объекта. Результат измерений Δt (т. е. r) подается к индикатору дальности. Блок АСД вырабатывает также селекторные импульсы, подаваемые на вход ВУ, который отпирается во время приема отраженных сигналов. Если принимаемые сигналы сместятся во времени относительно селекторных, то блок АСД вырабатывает сигнал ошибки, который совместит селекторные импульсы с принимаемыми. Система АСД, как и АСУ, является следящей системой с обратной связью.

Для выделения сигналов от движущихся объектов на фоне отражений от неподвижного окружающего фона можно использовать РЛС с селекцией подвижных объектов (СПО), одна из возможных схем которых изображена на рис. 2.52. Излученные передатчиком (Прд) зондирующие радиоимпульсы через переключатель АП и антенну (А) достигают объектов, отражаются от них и через А, АП и

УРЧ поступают на смеситель (С). Здесь стабильный гетеродин (Г) преобразует их частоту в промежуточную. После усиления в УПЧ преобразованные сигналы через ограничитель (О) подводятся к фазовому детектору (ФД).

Радиоимпульсы передатчика ослабляются attenuатором (АТ), преобразуются с помощью стабильного гетеродина (Г) и смесителя С2 в промежуточную частоту и используются для стабилизации колебаний когерентного гетеродина (КГ) по частоте и фазе.

Таким образом, на вход ФД поступают напряжение от генератора КГ, жестко связанное с частотой и фазой колебаний передатчика, и напряжение усиленных отраженных сигналов подвижных

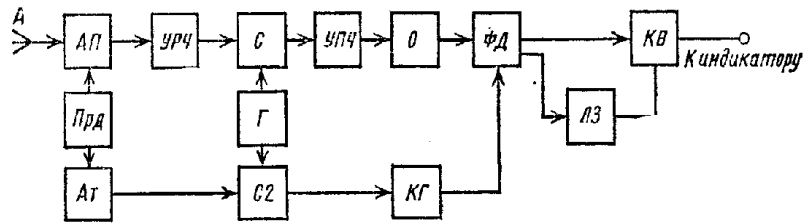


Рис. 2.52. Схема РЛС с селекцией подвижных объектов.

объектов, фаза которых относительно колебаний передатчика меняется от импульса к импульсу из-за доплеровского эффекта, вызванного движением отражающего объекта.

На выходе ФД получаем от подвижных объектов видеоимпульсы с меняющейся амплитудой, обусловленной изменяющимся фазовым сдвигом между отраженными сигналами и колебаниями КГ. Сигналы отражений от неподвижного фона от одного периода следования импульсов к другому не меняются. После прохождения через каскад вычитания (КВ) импульсов, задержанных в линии задержки (ЛЗ) на период повторения $T_{\text{и}}$, и импульсов, прошедших без задержки, напряжение, созданное фоном, будет равно нулю и помехи от фона не будут мешать приему сигналов, отраженных от подвижных объектов. Из-за нерегулярного движения фона (моря, облаков, кустарников и т. д.) полной компенсации отраженных от фона сигналов не будет, но заметное ослабление мешающего действия фона может быть получено.

Современные радиотехнические системы иногда требуют применения антенн, которые позволяют быстро и гибко изменять направление максимума приема (и излучения) электромагнитных волн. Для этого используются антенны с электрическим движением луча (рис. 2.53), состоящие из ряда излучателей (И). Сигналы, принятые отдельными излучателями, усиливаются, преобразуются в промежуточную частоту и суммируются фазовращателями Ф1. В результате получаем сигнал, максимум интенсивности которого ориентирован в пространстве в соответствии с вращением фаз сигналов в Ф1.

Другая (и следующая) группа фазовращателей Ф2 позволяет образовать второй луч антенны (и следующие, если нужно).

Значительно проще антенны, в которых фазирование и управление лучом выполняется пассивными волноводными элементами. Такие устройства должны потреблять малую мощность сигнала и иметь низкий уровень шумов.

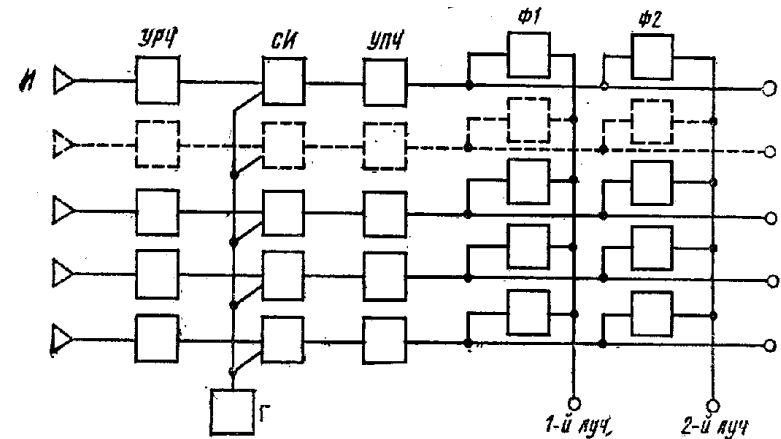


Рис. 2.53. Антенна с электрическим движением луча.

2.13. ПРИЕМНИКИ НАЗЕМНЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ

Наземная радиорелейная линия (РРЛ) состоит из двух оконечных и ряда промежуточных (ретрансляционных) станций (рис. 2.54), причем соседние станции расположены в пределах прямой видимости друг от друга (на расстояниях 30—50 км). Оконечные станции снабжаются передатчиком (Прд) для посылки сигналов вдоль РРЛ и приемником (Прм) для приема сигналов, посылаемых от ближайшей промежуточной станции. Промежуточные станции включают в себя два приемника для приема сигналов от соседних станций и два передатчика для дальнейшей передачи принятых сигналов вдоль РРЛ. РРЛ обеспечивают многоканальную телефонно-телеграфную (или фототелеграфную) связи и ретрансляцию радиовещательных или телевизионных программ.

На оконечных станциях устанавливается аппаратура частотного или временного уплотнения (АУ) для обеспечения передачи многоканальных сигналов по РРЛ. При необходимости на промежуточных станциях может устанавливаться аппаратура выделения (АВ) сигналов части каналов РРЛ для обслуживания корреспондентов данной станции. Частотное уплотнение каналов РРЛ реализуется с помощью однополосных сигналов поднесущих частот и частотной модуляции несущих колебаний (т. е. сигналов ОБП-ЧМ). При временном уплотнении каналов РРЛ применяются каналные импульсные сиг-

налы с АИМ, ШИМ, ВИМ, КИМ или ДМ, которые модулируют несущее колебание по амплитуде, частоте или фазе. Передача сигналов по РРЛ ведется на метровых, дециметровых и сантиметровых волнах в диапазонах 100—400; 1700—2300; 3600—4200 и 5900—6500 МГц.

Передатчики и приемники станций должны работать на различных несущих частотах, чтобы избежать помех работе приемников

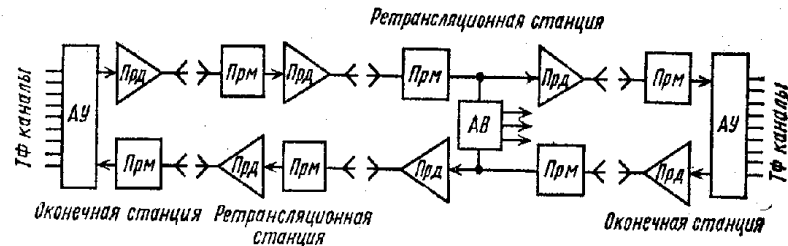


Рис. 2.54. Схема наземной радиорелейной линии.

со стороны передатчиков своей станции. Приемники оконечной станции РРЛ с частотным уплотнением каналов и ЧМ несущей могут быть построены по схеме рис. 2.55. В этой схеме используется общий генератор СВЧ (ЗГ). В С1 смешиваются колебания ЗГ ($f_1 - f_n$)

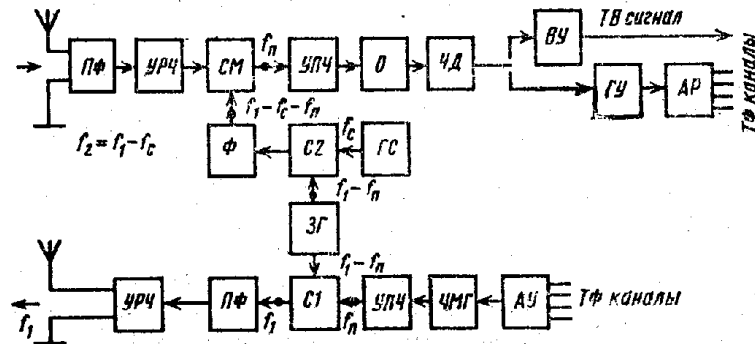


Рис. 2.55. Схема оконечной станции наземной радиорелейной линии.

и частотно-модулированного напряжения промежуточной частоты f_n передатчика, в результате чего передатчик излучает колебания f_1 .

В С2 смешиваются колебания ЗГ и генератора сдвига ГС (f_c) и на выходе фильтра (Ф) получаем напряжение $f_1 - f_n - f_c$. На выходе смесителя (СМ) принимаемый сигнал $f_2 = f_1 - f_c$ дает напряжение частоты $f_1 - f_c - (f_1 - f_n - f_c) = f_n$. Таким образом, частота принимаемого сигнала отличается от частоты передатчика и помехи приему со стороны своего передатчика устраняются. Генератор сдвига стабилизируется кварцевым резонатором на частоте 213 МГц. Приемопередающую аппаратуру промежуточных станций РРЛ с частотной модуляцией и частотным уплотнением каналов радио-

нально строить по гетеродинному принципу, т. е. с усилением сигналов и преобразованием их частоты для устранения помех приемнику со стороны своего передатчика. Такая схема устраняет искажения, которые могут возникнуть в ретрансляторах с демодуляцией принятых сигналов и модуляцией передатчика этими сигналами.

На промежуточной станции (рис. 2.56) принятый антенной А1 сигнал частоты f_1 проходит полосовой фильтр ПФ1, служащий преселектором, преобразуется в промежуточную частоту f_n в смесителе С1, усиливается на частоте f_n в УПЧ1 и УПЧ2 с ограничителем (О). Затем частота сигнала преобразуется в $f_2 \neq f_1$ в смесителе С2, про-

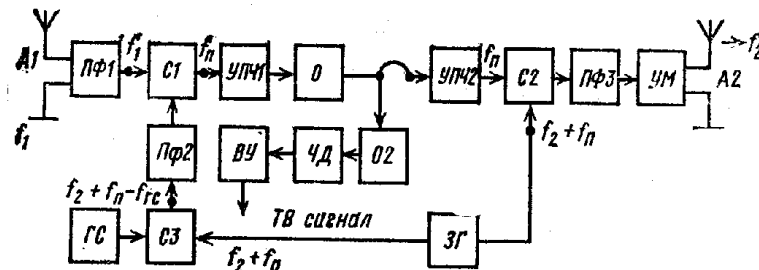


Рис. 2.56. Схема промежуточной станции наземной радиорелейной линии.

ходит через полосовой фильтр ПФ3, усилитель мощности (УМ) и излучается антенной А2 на частоте f_2 в сторону соседней станции РРЛ. На вход С1 подается гетеродинное напряжение с частотой $f_2 + f_n - f_{гс}$, полученное смешением в С3 колебаний задающего генератора (ЗГ) $f_2 + f_n$ и генератора сдвига (ГС) $f_{гс}$. На выходе С2 получаем частоту $(f_2 + f_n) - f_n = f_2$, смешивая колебания ЗГ ($f_2 + f_n$) и сигнала f_n . Генератор сдвига должен иметь частоту $f_{гс} = f_2 - f_1$, чтобы обеспечить на выходе С1 частоту $(f_2 + f_n - f_{гс}) - f_1 = f_n$. При уходе частоты ЗГ на $\Delta f_{гс}$ получаем: $(f_2 + f_n - f_{гс}) + \Delta f_{гс}$ на выходе С3, частоту $(f_2 + \Delta f_{гс} + f_n) - f_{гс}$ на выходе С1 и частоту $(f_2 + \Delta f_{гс} + f_n) - (f_n + \Delta f_{гс}) = f_2$ на выходе С2.

Таким образом, видим что в этой схеме нестабильность ЗГ не изменяет f_2 , а изменяет лишь f_n . Для уменьшения изменения f_n частота ЗГ стабилизируется автоподстройкой. Нестабильность ГС менее опасна, ибо $f_{гс} = f_2 - f_1 < f_{гс}$. Очевидно, что схема на рис. 2.56 значительно уменьшает вредное влияние нестабильности гетеродинов промежуточных станций. Ограничитель О2, частотный детектор (ЧД) и У служат для выделения сигналов (телевизионных и др.), адресованных данной станции.

В приемопередающих промежуточных станциях РРЛ с импульсными сигналами и временным уплотнением каналов главной задачей является сохранение крутизны фронтов и срезов импульсов. Поэтому рационально в ретрансляторе демодулировать импульсы, скоррек-

тировать форму импульсов, увеличив их крутизну и модулировать колебания передатчика демодулированными импульсами. В результате ретранслятор будет представлять собой совокупность импульсного приемника и передатчика.

Схемы приемников оконечных станций РРЛ с импульсными сигналами и временным уплотнением каналов отличаются только тем, что выходные сигналы подаются к аппаратуре уплотнения (АУ) вместо передатчика ретранслятора.

2.14. ПРИЕМНИКИ СПУТНИКОВЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

Последние годы начали широко использоваться спутниковые РРЛ связи и ретрансляции телевизионных программ, т. е. РРЛ с двумя земными оконечными станциями и ретранслятором, установленном на искусственном спутнике Земли (ИСЗ). Схема земных

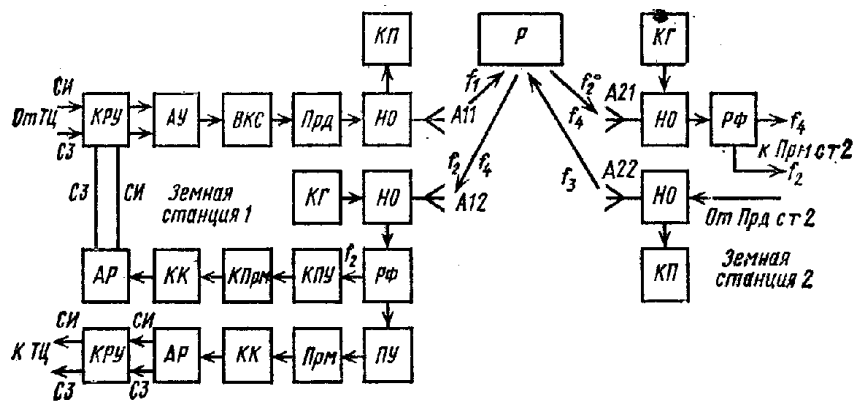


Рис. 2.57. Схемы земных станций спутниковой линии связи с ИСЗ «Молния-1».

станций таких РРЛ при передаче телевизионных программ через ИСЗ «Молния-1» изображена на рис. 2.57 [7]. Сигналы изображения (СИ) и звука (СЗ) поступают от телецентра (ТЦ) по соединительной линии на аппаратуру коммутации, регистрации и усиления (КРУ) земной станции 1 спутниковой РРЛ связи. Далее сигналы подводят к аппаратуре уплотнения (АУ), где СЗ модулируют по ширине специальные импульсы, посылаемые во время обратного хода луча строчной развертки. Затем СИ и СЗ проходят через блок ввода контрольных сигналов (ВКС), которые посылаются в виде специальной «испытательной» строки с серией напряжений различной формы для непрерывного контроля качества работы линии спутниковой связи.

Сигналы, полученные на выходе ВКС, модулируют по частоте сигналы передатчика (Прд), которые через направленный ответвитель (НО) и антенну А11 посылаются к спутнику Р на частоте f_1 и ретранслируются спутником по частоте f_2 . Сигналы спутника на

частоте f_2 принимаются антенной А21 земной станции 2 и антенной А12 земной станции 1 для контроля посланных станцией 1 сигналов после ретрансляции их спутником Р. Сигналы, принятые антенной А12, через направленный ответвитель (НО), разделительный фильтр (РФ), выделяющий сигналы частоты f_2 , контрольный параметрический усилитель (КПУ), контрольный приемник (КПрм), блок контроля качества (КК), аппаратуру разделения сигналов изображения и звука (АР) подводятся к аппаратуре КРУ.

Качество сигналов, излучаемых станцией 1, контролируется блоком КП. Сигналы, ретранслированные спутником Р на частоте

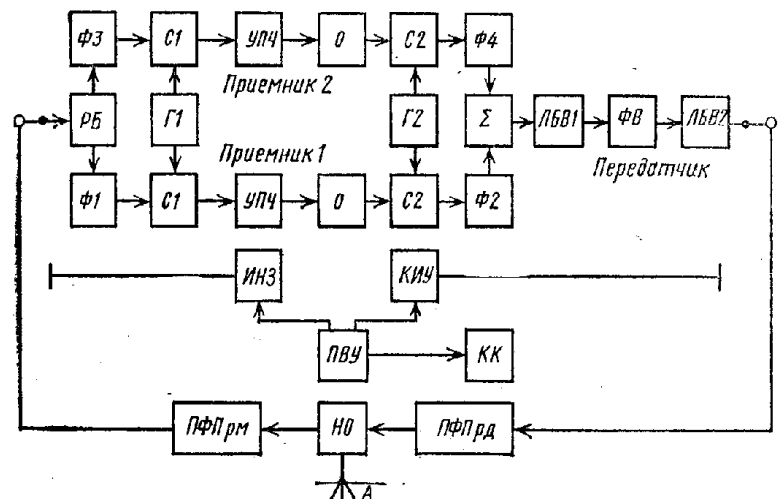


Рис. 2.58. Схема ретранслятора спутника связи «Молния-1».

f_2 , принимаются антенной А21 станции 2 и через направленный ответвитель (НО) поступают на разделительный фильтр (РФ) и к приемнику станции 2. Сигналы, передаваемые станцией 2, на частоте f_3 ретранслируются спутником на частоте f_1 , контролируются станцией 2 через антенну А21 и принимаются антенной А12 станции 1. Сигналы, принятые антенной А12, проходят РФ, параметрический усилитель (ПУ), приемник (Прм), блок контроля (КК), аппаратуру разделения сигналов изображения и звука (АР) и через аппаратуру КРУ посылаются по соединительной линии к телецентру (ТЦ).

Работа контрольного приемника (КПрм) и основного приемника станции проверяется контрольным генератором (КГ), сигналы которого поступают на вход РФ через направленный ответвитель (НО).

Ретранслятор спутника «Молния-1» имеет приемопередающую антенну (А), два приемника и один передатчик (рис. 2.58). При двусторонней (дуплексной) радиосвязи каждый из приемников принимает сигналы одной из земных передающих станций РРЛ, работающих на частотах f_1 и f_3 . Сигналы f_1 и f_3 через направленный ответ-

витель (НО), полосовой фильтр приема (ПФПРМ), разделительный блок (РБ), фильтры Ф1 и Ф3, выделяющие сигналы частот f_1 и f_2 соответственно, поступают на входы приемников 1 и 2. В этих приемниках частоты сигналов понижаются до промежуточной с помощью преобразователей частоты С1, Г1 и усиливаются в УПЧ. Затем сигналы проходят через ограничители (О), в которых амплитуды сигналов уравниваются и сохраняются постоянными за время прохода ИСЗ в зоне радиовидимости земных станций. В преобразователях С2, Г2 частоты сигналов преобразуются в f_2 и f_4 , проходят через фильтры Ф2 и Ф4, суммируются в блоке Σ и подводятся к широкополосному передатчику.

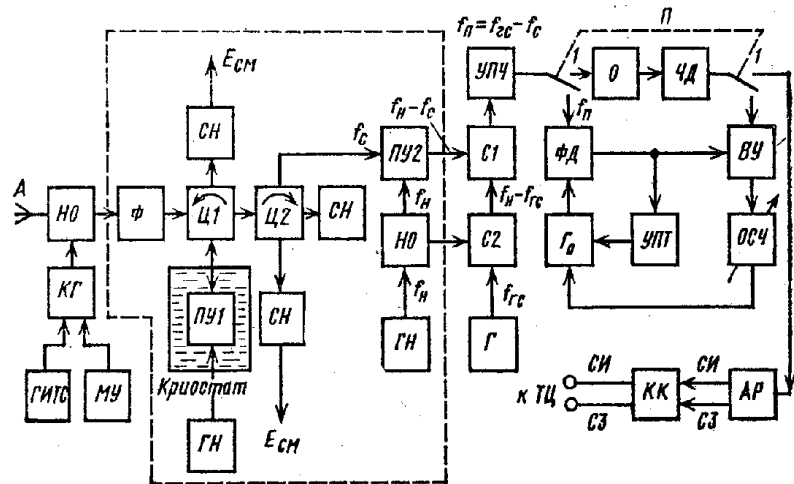


Рис. 2.59. Схема земной приемной станции сети «Орбита».

1-й каскад передатчика реализован на лампе бегущей волны ЛБВ1, работающей в линейном режиме. После него сигнал через ферритовый вентиль (ФВ), устраняющий самовозбуждение двухкаскадного усилителя на ЛБВ проходит на 2-й каскад на ЛБВ2, работающий в режиме насыщения. С выхода передатчика сигналы поступают на полосовой фильтр передачи (ПФПРд) и на частотах f_2 и f_4 излучаются антенной (А). Для проверки работы бортового ретранслятора служит имитатор сигналов земных станций (ИНЗ), контрольно-измерительное устройство (КИУ), программно-временное устройство (ПВУ) и коммутатор комплексов (КК).

С помощью спутников «Молния-1» создана сеть приемных станций «Орбита» для передачи программ центральной телевидения СССР в различные удаленные пункты страны (рис. 2.59) [7]. Двухзеркальная параболическая антенна (А) диаметром 12 м соединена фидерной линией длиной 15 м с двухкаскадным УРЧ через направленный ответвитель (НО) и фильтр (Ф). 1-й каскад параметрического усиления ПУ1 регенеративного типа охлаждается до температуры

жидкого азота (77К), которая сохраняется криостатом в течение 15 сут. без дополнительной заливки азота. ПУ1 включен в схему приемника через циркулятор Ц1. Генератор накачки (ГН) изменяет емкость варакторного диода.

2-й каскад параметрического усиления ПУ2 отделен от ПУ1 циркулятором Ц2 (выполняющим роль вентиля). Работающий без охлаждения ПУ2 усиливает и преобразует частоту сигнала в промежуточную. В смесителе С2 частота генератора накачки f_n преобразуется в частоту $f_n - f_{гс}$ с помощью генератора (Г). Частота сигнала f_c преобразуется в ПУ2 в частоту $(f_n - f_c)$. На выходе смесителя С1 получаем $(f_n - f_c) - (f_n - f_{гс}) = f_{гс} - f_c = f_{п}$, т. е. промежуточную частоту, на которую не влияет нестабильность частоты накачки (особенно опасная из-за того, что частота накачки относительно высока). УРЧ имеет шумовую температуру 70 К и дает коэффициент усиления мощности $K_p = 30$ дБ при полосе $\Pi_p = 15$ МГц. УПЧ с АРУ дает $K_p = 80$ дБ при полосе 12 МГц. При приеме сильных сигналов к выходу УПЧ подключается обычный частотный детектор (ЧД) с ограничителем (О) (в положениях 1-1 переключателя (П)).

При приеме слабых сигналов или при сильных помехах (от других станций или импульсного характера) используется помехоустойчивый синхронный фазовый детектор (ФД) частотно-модулированных сигналов с обратной связью по частоте. На вход ФД подводится сигнал промежуточной частоты $f_{п}$ от УПЧ и сигнал гетеродина (Γ_0), средняя частота $f_{г0}$ которого поддерживается равной $f_{п}$ с помощью кольца АПЧ с инерционным усилителем постоянного тока (УПТ). Второе кольцо АПЧ с широкополосным видеоусилителем и цепью обратной связи по частоте (ОСЧ) изменяет «мгновенную» частоту $f_{г}$ гетеродина Γ_0 при частотной модуляции сигнала так, что $f_{г}$ равна мгновенной величине промежуточной частоты $f_{п}$ принимаемого сигнала и между сигналами $f_{п}$ и $f_{г}$ остается лишь сдвиг фаз $\Delta\varphi < 90^\circ$. Этот сдвиг фаз обеспечивает пропорциональность между напряжением на выходе ФД и отклонением частоты на его входе.

В такой схеме уменьшаются пороговые явления при приеме частотно-модулированных сигналов. Чтобы не использовать ограничитель, глубину обратной связи по частоте меняют с изменением силы сигналов. С выхода детектора сигналы подводятся к блоку АР разделения сигналов изображения и звука, которые проверяются в блоке контроля качества (КК) и передаются по однопролетной наземной радиорелейной линии (или по коаксиальному кабелю) длиной до 10 км в местный телецентр. При отсутствии приема приемник проверяется с помощью контрольного сигнала (КС) с антенны (А).

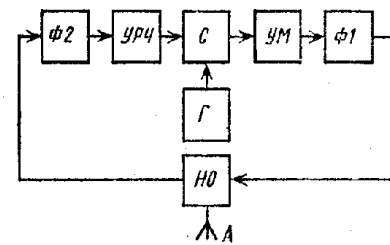


Рис. 2.60. Схема ретранслятора с однократным преобразованием частоты спутниковой линии связи.

ного гетеродина (КГ) с частотной модуляцией от моноскопной установки (МУ) или генератора телевизионных испытательных сигналов (ГИТС).

В спутниковом ретрансляторе (рис. 2.60) сигналы, передаваемые оконечными земными станциями, принимаются антенной (А) и проходят через направленный ответвитель (НО), приемный фильтр Ф2 и УРЧ (построенный, например, на туннельных диодах). Затем сигналы поступают на преобразователь частоты, состоящий из смесителя С и гетеродина Г и преобразующий сигналы, из одной сверхвысокой частоты в другую. Далее сигналы, пройдя усилитель мощности (УМ), передающий фильтр Ф1 и НО, излучаются антенной в сторону других оконечных земных станций.

До 1971 г. спутниковой связи были отведены участки диапазона 3,4—4,7 и 5,7—8,4 ГГц. В связи с ростом потребности сейчас спутниковой связи отведено 6 дополнительных участков диапазона частот в районе 11—250 ГГц, которые подлежат освоению.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиоприемные устройства. Под ред. В. И. Сифорова. М., «Сов. радио», 1974. Авт.: И. Н. Амиантов, Ю. Н. Антонов-Антипов, В. П. Васильев и др.
2. Радиоприемные устройства. Под ред. Н. В. Боброва. М., «Сов. радио», 1971. Авт.: Н. В. Бобров, Г. В. Максимов, В. И. Мичурин, Д. П. Николаев.
3. Гуткин Л. С., Лебедев В. А., Сифоров В. И. Радиоприемные устройства. М., «Сов. радио», Ч. I, 1961, Ч. II — 1963.
4. Чистяков Н. И., Сидоров В. М. Радиоприемные устройства. М., «Связь», 1974.
5. Сиверс А. П. Радиолокационные приемники. Расчет и проектирование. М., «Сов. радио», 1959.
6. Расчет радиоприемников. Под ред. Н. В. Боброва. М., Воениздат, 1971. Авт.: Н. В. Бобров, Г. В. Максимов, В. И. Мичурин, Д. П. Николаев.
7. Куликов В. В. Современные системы беспроводной дальней связи. М., «Наука», 1968.
8. Кантор Л. Я. Методы повышения помехозащищенности приема ЧМ сигналов. М., «Связь», 1967.
9. Павлов К. М. Приемные устройства магистральных радиосвязей. М., «Связь», 1964.

3

АКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И РЕЗОНАТОРЫ РАДИОПРИЕМНИКОВ

3.1. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

В радиоприемниках с дискретными элементами и в гибридных интегральных микросхемах дискретные транзисторы представляют собой самостоятельные конструктивные элементы. В полупроводниковой интегральной микросхеме транзисторы являются частью общего кристалла и поэтому тесно связаны электрически с остальными

элементами схемы. Это определяет неразрывность анализа транзисторов и пассивных элементов схемы с учетом паразитных эффектов, которые могут значительно влиять на характеристики как отдельных элементов, так и интегральной микросхемы в целом. Однако в микросхемах, в которых известны напряжения на $p-n$ -переходах, можно выделить часть кристалла, представляющую собой транзисторную структуру, и рассматривать ее как отдельный транзистор.

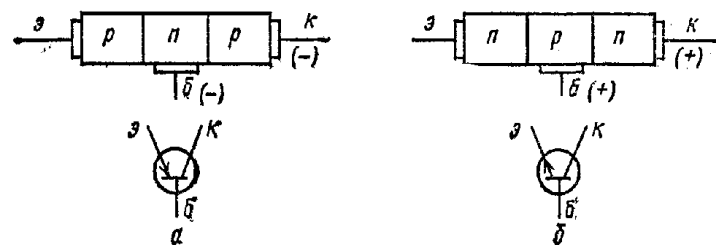


Рис. 3.1. Германиевые (а) и кремниевые (б) биполярные транзисторы.

Биполярные транзисторы содержат два электронно-дырочных перехода, т. е. два переходных слоя полупроводника с электронной (n -типа) и дырочной (p -типа) проводимостями (рис. 3.1). Основными материалами для изготовления транзисторов являются германий

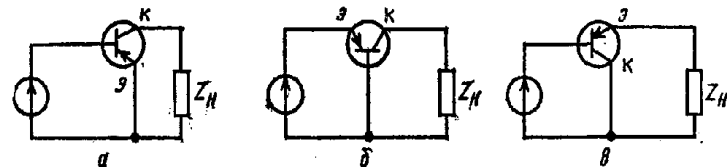


Рис. 3.2. Схемы включения биполярных транзисторов в усилительных каскадах с общим эмиттером (а), общей базой (б) и общим коллектором (в).

и кремний. Усилительные каскады на транзисторах могут быть включены по схемам: с общим эмиттером (ОЭ), с общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК) (рис. 3.2). При использовании $p-n-p$ -транзисторов на коллектор (к) и базу (б) подаются отрицательные напряжения относительно эмиттера (э), при использовании $n-p-n$ -транзисторов — положительные.

Для расчета цепей питания и стабилизации режима (которые излагаются в гл. 5) и приближенного расчета предоконечных и оконечных каскадов УНЧ используются входные и выходные вольт-амперные характеристики (рис. 3.3). Для расчета каскадов УРЧ и УПЧ используются дифференциальные параметры малого сигнала, при котором изменение переменного напряжения (или тока) в два раза не вызывает изменения параметров транзисторов (в пределах точности измерений).

При расчете линейных схем транзистор можно представить в виде активного линейного четырехполюсника (рис. 3.4), эквивалентная схема которого в системе Y -параметров (параметров короткого замыкания) изображена на рис. 3.5. Из системы уравнений такого четырехполюсника [1]

$$I_1 = \dot{Y}_{11} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{12} \dot{U}_2; \quad (3.1)$$

$$I_2 = \dot{Y}_{21} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{22} \dot{U}_2 \quad (3.2)$$

можно уяснить физический смысл его параметров.

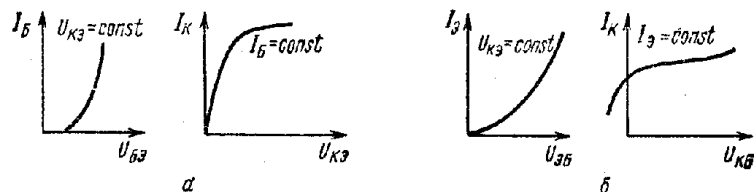


Рис. 3.3. Входные и выходные вольт-амперные характеристики биполярных транзисторов для схем с ОЭ (а) и (ОБ) (б).

Входная проводимость при короткозамкнутом выходе

$$\dot{Y}_{11} = g_{11} + jb_{11} = (\dot{I}_1 / \dot{U}_1) | \dot{U}_2 = 0. \quad (3.3)$$

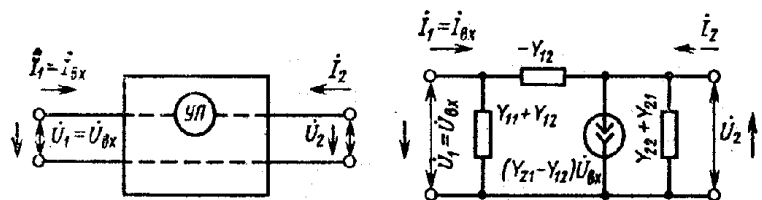


Рис. 3.4. Представление транзистора в виде линейного четырехполюсника.

Рис. 3.5. Эквивалентная схема транзистора в системе Y -параметров.

Прямая взаимная проводимость (крутизна) при короткозамкнутом выходе

$$\dot{Y}_{21} = g_{21} + jb_{21} = (\dot{I}_2 / \dot{U}_1) | \dot{U}_2 = 0. \quad (3.4)$$

Обратная взаимная проводимость при короткозамкнутом входе

$$\dot{Y}_{12} = g_{12} + jb_{12} = (\dot{I}_1 / \dot{U}_2) | \dot{U}_1 = 0. \quad (3.5)$$

Выходная проводимость при короткозамкнутом входе

$$\dot{Y}_{22} = g_{22} + jb_{22} = (\dot{I}_2 / \dot{U}_2) | \dot{U}_1 = 0. \quad (3.6)$$

Y-параметры		Расчетные формулы
$\dot{Y}_{21} = g_{21} + jb_{21}$	g_{21}	$\beta_0 / (1 + \beta_0) h_{110} (1 + \gamma_s^2)$
	b_{21}	$-\beta_0 \gamma_s / (1 + \beta_0) h_{110} (1 + \gamma_s^2)$
	$ Y_{21} $	$\beta_0 / (1 + \beta_0) h_{110} \sqrt{1 + \gamma_s^2}$
$\dot{Y}_{12} = g_{12} + jb_{12}$	g_{12}	$-\omega \tau_R (\beta_0 \gamma_{TP} - \gamma_s) / \beta_0 h_{110} (1 + \gamma_s^2)$
	b_{12}	$-\omega C_R + \omega \tau_R (1 + \beta_0 \gamma_{TP} \gamma_s) / \beta_0 h_{110} (1 + \gamma_s^2) = \omega C_{12}$
	$ Y_{12} $	$\sim \omega C_R$
$\dot{Y}_{22} = g_{22} + jb_{22}$	g_{22}	$\omega \tau_R \gamma_s / h_{110} (1 + \gamma_s^2)$
	b_{22}	$\omega C_R + \omega \tau_R / h_{110} (1 + \gamma_s^2) = \omega C_{22}$
	$ Y_{22} $	$\sim \omega C_R (1 + 3/\xi)$
$\dot{Y}_{11} = g_{11} + jb_{11}$	g_{11}	$(1 + \beta_0 \gamma_{TP} \gamma_s) / \beta_0 h_{110} (1 + \gamma_s^2)$
	b_{11}	$(\beta_0 \gamma_{TP} - \gamma_s) / \beta_0 h_{110} (1 + \gamma_s^2) = \omega C_{11}$
	$ Y_{11} $	$\sqrt{(1 + \beta_0^2 \gamma_{TP}^2) / (1 + \gamma_s^2) / \beta_0 h_{110}}$

Y -параметры транзисторов, включенных по схемам с ОЭ, на частотах ниже 500 МГц можно рассчитать по формулам табл. 3.1, где

$$\beta_0 = h_{210} \quad (3.7)$$

— статический коэффициент усиления тока базы в схеме с общим эмиттером;

$$\gamma_{TP} = f/f_{TP}; \quad (3.8)$$

$$\gamma_s = f/f_{Y21}, \quad (3.9)$$

где f_{TP} — предельная частота усиления тока в схеме с ОЭ;

f_{Y21} — граничная частота крутизны характеристики в схеме с ОЭ. Величина $f_{ГР}$ может быть задана в паспортных данных транзистора или вычислена из соотношения

$$f_{ГР} = |h_{21э}|f, \quad (3.10)$$

где $|h_{21э}|$ — модуль коэффициента усиления тока базы в схеме с ОЭ на частоте f .

Величина f_{Y21} рассчитывается по формуле

$$f_{Y21} = f_{ГР} h_{11б} / r_б \approx f_{ГР} r_э / r_б, \quad (3.11)$$

где $h_{11б}$ — входное сопротивление транзисторов в схеме с ОБ на низкой частоте, равное

$$h_{11б} \approx r_э + r_б / h_{21э}. \quad (3.12)$$

Активные сопротивления эмиттерного перехода и базы $r_э$ и $r_б$ определяются из выражений

$$r_э = 25,6 / I_э = 25,6 \alpha_0 / I_К; \quad (3.13)$$

$$r_б = \tau_к \xi / C_к, \quad (3.14)$$

где $r_э$ и $r_б$ измерены в омах; $I_э$ — ток эмиттера, в миллиамперах; $\alpha_0 = \beta_0 / (1 + \beta_0)$ — коэффициент передачи тока эмиттера; $\tau_к$ — постоянная времени цепи обратной связи; $C_к$ — емкость коллектора. Коэффициент $\xi = 1$ для сплавных транзисторов, $\xi = 2$ — для спавно-диффузионных и $\xi = 3$ — для мезатранзисторов.

Обычно величины $h_{21э}$, $\tau_к$, $C_к$, $f_{ГР}$ (или $h_{21э}$ на частоте f) приводятся в справочниках по транзисторам, а остальные параметры можно вычислить по формулам (3.8)–(3.14). В справочниках h -параметры, как правило, указываются для тока коллектора $I_К = 5$ мА. При токе $I_К \neq 5$ мА параметры $h_{11б} |I_К$ и $h_{21э} |I_К$ можно вычислить по формулам

$$h_{11б} |I_К = h_{11б} (5 / I_К); \quad (3.15)$$

$$h_{21э} |I_К = h_{21э} (I_К / 5), \quad (3.16)$$

где $I_К$ измерен в миллиамперах.

Однако по табл. 3.1 и формулам (3.8)–(3.14) нельзя точно определить Y -параметры транзисторов, так как часть величин (например, $h_{21э}$) приводится в справочниках с большим разбросом, а для части величин (например, $C_к$, $\tau_к$, $f_{ГР}$) указываются лишь наибольшие и наименьшие значения. Иначе говоря, эти соотношения можно использовать лишь для ориентировочного выбора типов транзисторов и проектных решений, для чего в приложении 3 приведены справочные данные по ряду транзисторов. Из табл. 3.1 видно, что из экономических соображений в приемниках желательно использовать транзисторы, для которых $\gamma_S \leq 0,3$, так как при больших значениях γ_S падает $|Y_{21э}|$, растут $g_{11б}$ и $g_{22э}$, а также C_{11} и C_{22} .

В формулах, приведенных в табл. 3.1, не учтены индуктивности выводов транзисторов $L_э$, $L_б$ и $L_к$, влияние которых сказывается на частотах $f > 0,3f_{ГР}$ и которые для типовых высокочастотных тран-

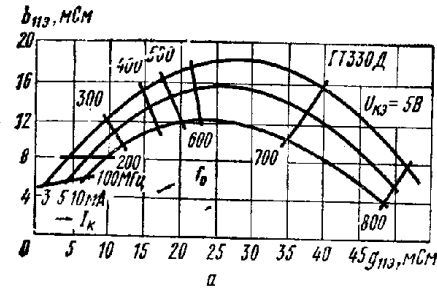
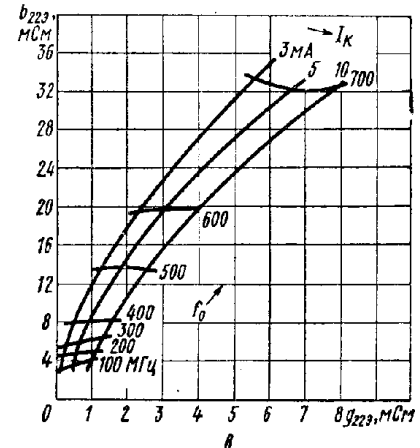
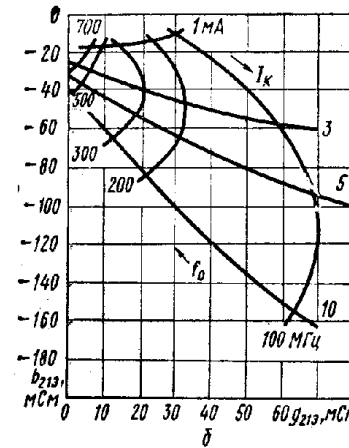


Рис. 3.6. Y -параметры транзисторов ГТ330Д.



зисторов равны 1–1,5 нГ на миллиметр длины внешнего вывода. Индуктивная составляющая может резонировать с емкостями перехода транзистора и вызывать дополнительные обратные связи, тем самым существенно влияя на параметры транзистора.

На частотах $f < 0,3f_{ГР}$ без ущерба для точности расчетов можно пренебречь индуктивностями выводов.

На частотах выше 0,5 ГГц расчет Y -параметров по приведенным выше формулам не дает хорошего совпадения с экспериментом. Непосредственно измерить Y -параметры (параметры короткого замыкания) практически невозможно из-за трудностей создания короткозамкнутых цепей. Более точные результаты расчетов получаются при использовании S -параметров (рассеяния), которые измеряются на рабочей частоте [2].

Зная Y -параметры транзисторов в схеме с ОЭ, можно вычислить Y -параметры в схеме с ОБ и ОК по данным табл. 3.2.

Соотношения для Y -параметров каскодных соединений пар транзисторов приведены в табл. 3.3.

Точные значения Y -параметров можно получить, измерив параметры множества транзисторов и статистически обработав результаты этих измерений. Часть таких данных приведена на рис. 3.6–3.9.

Таблица 3.2

У-параметры	У-параметры в схемах включения транзистора		
	ОЭ	ОБ	ОК
Y_{11}	Y_{11a}	$\frac{Y_{11a} + Y_{12a} + Y_{21a} + Y_{22a}}{Y_{11a}}$	Y_{11a}
Y_{12}	Y_{12a}	$-\frac{(Y_{12a} + Y_{22a})}{Y_{11a}}$	$-\frac{(Y_{12a} + Y_{11a})}{Y_{11a}}$
Y_{21}	Y_{21a}	$-\frac{(Y_{21a} + Y_{22a})}{Y_{11a}}$	$-\frac{(Y_{21a} + Y_{11a})}{Y_{11a}}$
Y_{22}	Y_{22a}	Y_{22a}	$\frac{Y_{11a} + Y_{12a} + Y_{21a} + Y_{22a}}{Y_{11a}}$

Таблица 3.3

У-параметры	Каскодные соединения	
	ОЭ-ОЭ	ОЭ-ОБ
Y_{11}	$Y_{11a} - \frac{Y_{12a} Y_{21a}}{Y_{11a} + Y_{22a}}$	Y_{11a}
Y_{12}	$-\frac{Y_{12a}^2}{Y_{11a} + Y_{22a}}$	$\frac{Y_{12a} Y_{22a}}{Y_{11a}}$
Y_{21}	$-\frac{Y_{21a}^2}{Y_{11a} + Y_{22a}}$	Y_{21a}
Y_{22}	$Y_{22a} - \frac{Y_{12a} Y_{21a}}{Y_{11a} + Y_{22a}}$	$-Y_{12a}$

Активные проводимости и емкости транзисторов на любой частоте f_i можно рассчитывать по формулам

$$\left. \begin{aligned} |g_{11a}| &= \frac{g_{110}(1+k_1 x_i^2)}{1+x_i^2}; & |C_{11a}| &= \frac{C_{110}}{1+x_i^2}; \\ |g_{21a}| &= \frac{g_{210}}{1+x_i^2}; & |C_{21a}| &= \frac{C_{210}}{1+x_i^2}; & x_i &= \frac{f_i}{f_{Y21}}; \\ |g_{22a}| &= \frac{g_{220}(1+k_2 x_i^2)}{1+x_i^2}; & |C_{22a}| &= \frac{C_{220}(1+k_3 x_i^2)}{1+x_i^2}. \end{aligned} \right\} (3.17)$$

где

$$k_2 = \frac{1 - q_5 \frac{1+x_i^2}{1+x_i^2}}{q_5 x_i^2 \frac{1+x_i^2}{1+x_i^2} - x_i^2}; \quad k_3 = \frac{1}{1+r'_6 g_{210}}$$

а на частотах $f \ll f_{Y21}$ — по формулам

$$\left. \begin{aligned} g_{110} &= (1/k_1) r'_6; & C_{110} &= [C_{11a}]_1 (1+x_i^2); \\ g_{210} &= [Y_{21a}]_1 \sqrt{1+x_i^2}; & C_{210} &= g_{210}/\omega S; \\ g_{220} &= \frac{[g_{22a}]_1 (1+x_i^2)}{1+k_2 x_i^2}; & C_{220} &= [C_{22a}]_1 \frac{1+x_i^2}{1+k_3 x_i^2}; \\ r'_6 &= (1+k_1 x_i^2)/k_1 [g_{11a}]_1 (1+x_i^2). \end{aligned} \right\} (3.18)$$

где

$$x_1 = f_1/f_{Y21}; \quad x_2 = f_2/f_{Y21};$$

$$k_1 = \frac{(1-q_1 q_2^2)(q_3 q_4 - q_2)}{q_2^2 (q_1 - 1)(1 - q_3 q_3 q_4)}$$

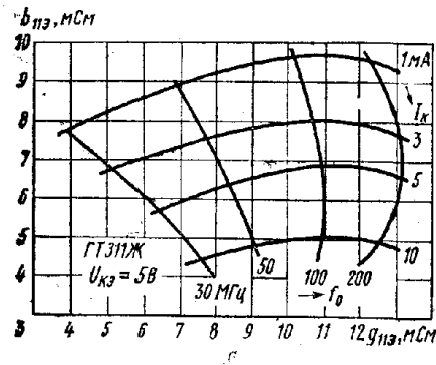


Рис. 3.7. У-параметры транзисторов ГТ311Ж.

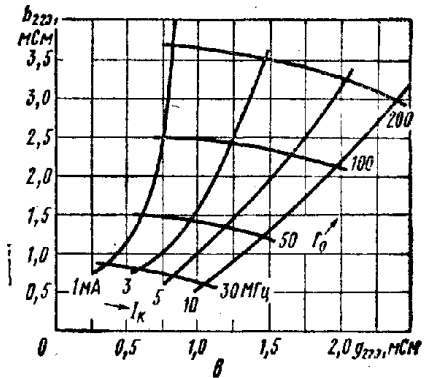
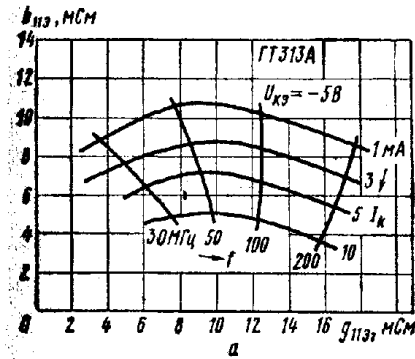
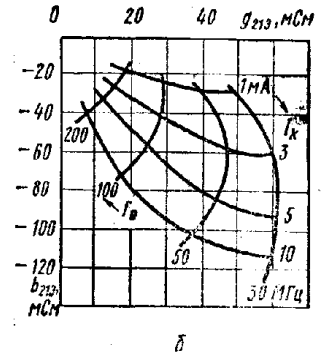
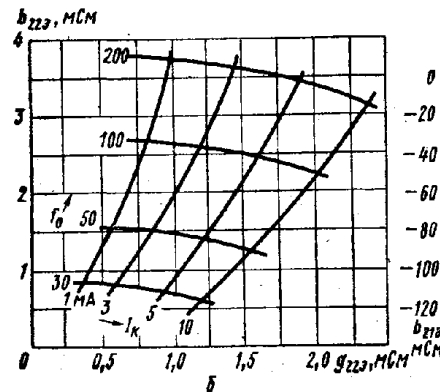


Рис. 3.8. У-параметры транзисторов ГТ313А.



$$q_1 = |[Y_{210}]_1/[Y_{210}]_2|^2; \quad q_2 = f_1/f_2; \quad q_3 = [b_{110}]_1/[b_{110}]_2;$$

$$q_4 = [g_{110}]_2/[g_{110}]_1; \quad q_5 = [g_{220}]_1/[g_{220}]_2;$$

$$f_{1Y21} = f_1[g_{210}]_1/[b_{210}]_1; \quad f_{2Y21} = f_2[g_{210}]_2/[b_{210}]_2.$$

В (3.18) величины $[g_{110}]_1$; $[g_{220}]_1$; $[Y_{210}]_1$; $[b_{110}]_1$; $[b_{220}]_1$ — высокочастотные Y-параметры, найденные из графиков на рис. 3.6—3.9 для частоты f_1 , а $[g_{110}]_2$; $[g_{220}]_2$; $[Y_{210}]_2$; $[b_{110}]_2$ и $[b_{220}]_2$ — те же параметры для частоты f_2 . Величины f_{Y21} вычисляются тем точнее, чем ниже f_1 и f_2 . Если f_{Y21} для f_1 и f_2 получаются различными, то надо взять среднее значение.

Пример 3.1. Требуется рассчитать низкочастотные параметры транзистора ГТ 313А в схеме с ОЭ.

Исходные данные: Y-параметры, полученные из графиков на рис. 3.6—3.9: $f_1 = 50$ МГц и $f_2 = 100$ МГц; $[g_{110}]_1 = 8,8$ мСм; $[b_{110}]_1 = 8,7$ мСм; $[g_{210}]_1 = 38$ мСм; $[b_{210}]_1 = 38$ мСм; $[Y_{210}]_1^2 = 2880$ мСм²; $[g_{220}]_1 = 0,8$ мСм; $[b_{220}]_1 = 1,4$ мСм; $I_K = 3$ мА; $U_{КЭ} = -5$ В; $[g_{110}]_2 = 13,1$ мСм; $[b_{110}]_2 = 8,5$ мСм; $[g_{210}]_2 = 21$ мСм; $[b_{210}]_2 = 30$ мСм; $[Y_{210}]_2^2 = 1300$ мСм²; $[g_{220}]_2 = 1,25$ мСм.

Расчет

$$q_1 = \frac{2880}{1300} = 2,2; \quad q_2 = \frac{50}{100} = 0,5; \quad q_3 = \frac{8,7}{8,5} = 1,02;$$

$$q_4 = \frac{13,1}{8,8} = 1,49; \quad q_5 = \frac{0,8}{1,25} = 0,64;$$

$$k_1 = \frac{(1 - 2,2 \cdot 0,5^2)(1,02 \cdot 1,49 - 0,5)}{(2,2 - 1) \cdot 0,5^2 (1 - 0,5 \cdot 1,02 \cdot 1,49)} = 12,8;$$

$$f_{1Y21} = \frac{50 \cdot 38}{38} = 50 \text{ МГц}; \quad f_{2Y21} = \frac{100 \cdot 21}{30} = 70 \text{ МГц};$$

берем $f_{Y21} = 60$ МГц;

$$x_1 = 50/60 = 0,83; \quad x_2 = 100/60 = 1,67;$$

$$k_2 = \frac{1 + 1,67^2 - 0,64(1 + 0,83^2)}{0,64 \cdot 1,67^2 (1 + 0,83^2) - 0,83^2 (1 + 1,67^2)} = 6,5;$$

$$r'_0 = \frac{1 + 12,8 \cdot 0,83^2}{12,8 \cdot 8,8 (1 + 0,83^2) \cdot 10^{-3}} = 520 \text{ мА};$$

$$g_{110} = \frac{1}{12,8 \cdot 8,52} = 1,5 \text{ мСм}; \quad C_{110} = \frac{8,7 \cdot 10^{-3} (1 + 0,83^2)}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^6} = 47,5 \text{ пФ};$$

$$g_{210} = \sqrt{2880} \sqrt{1 + 0,83^2} = 90 \text{ мСм}; \quad g_{220} = \frac{0,8 \cdot 10^{-3} (1 + 0,83^2)}{1 + 6,5 \cdot 0,83^2} =$$

$$= 0,31 \text{ мСм};$$

$$C_{210} = \frac{90 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^6} = 240 \text{ пФ};$$

$$C_{220} = \frac{1,4 \cdot 10^{-3} (1 + 0,83^2)}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^6 (1 + 0,176^2 \cdot 0,83^2)} = 6,3 \text{ пФ};$$

$$k_3 = 1/(1 + 59 \cdot 90 \cdot 10^{-3}) = 0,176.$$

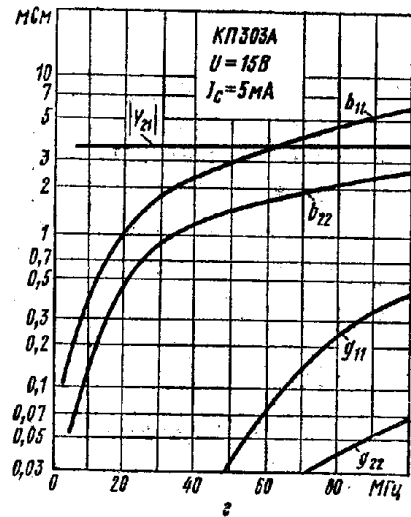
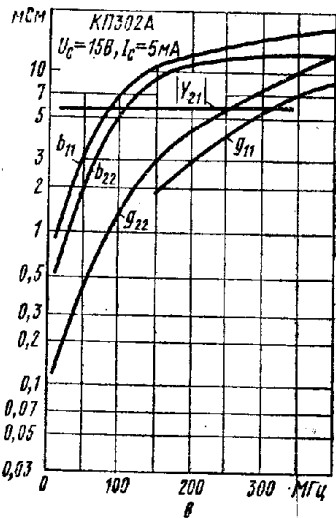
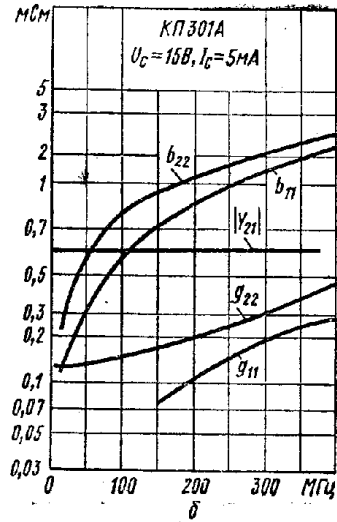
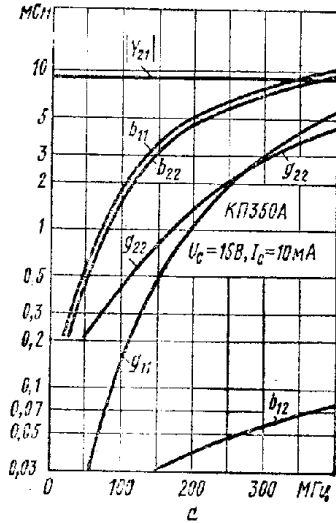


Рис. 3.9. Y-параметры транзисторов КР301А, КР302А, КР303А, КР350А,

Пример 3.2. Требуется рассчитать Y -параметры транзистора ГТ313А с ОЭ на частоте 80 МГц.

Исходные данные: низкочастотные параметры $g_{110} = 1,5$ мСм; $C_{110} = 47,5$ пФ; $g_{210} = 90$ мСм; $C_{210} = 240$ пФ; $g_{220} = 0,31$ мСм; $C_{220} = 6,3$ пФ; $k_1 = 12,8$; $k_2 = 6,5$; $k_3 = 0,176$.

Расчет

$$x_i = 80/60 = 1,3; \quad |q_{11a}| = \frac{1,5(1+12,8 \cdot 1,3^2)}{1+1,3^2} = 12,6 \text{ мСм};$$

$$|C_{11a}| = \frac{47,5}{1+1,3^2} = 17,6 \text{ пФ}; \quad |g_{21a}| = \frac{90}{1+1,3^2} = 39 \text{ мСм};$$

$$|C_{21a}| = \frac{240}{1+1,3^2} = 89 \text{ пФ}; \quad |g_{22a}| = \frac{0,31(1+6,5 \cdot 1,3^2)}{1+1,3^2} = 1,22 \text{ мСм};$$

$$|C_{22a}| = \frac{6,3(1+0,176 \cdot 1,3^2)}{1+1,3^2} = 3 \text{ пФ}.$$

Y -параметры транзисторов приведены для определенного тока коллектора I_{K1} . Y -параметры транзистора при другом токе коллектора $I_{K2} \neq I_{K1}$ можно подсчитать по формулам:

$$\left. \begin{aligned} V_{21a}|_{I_{K2}} &= |Y_{21a}| I_{K2}/I_{K1}; & [g_{11a}]_{I_{K2}} &= g_{11a} I_{K2}/I_{K1}; \\ [g_{22a}]_{I_{K2}} &= g_{22a} I_{K2}/I_{K1}; & [f_{Y21}]_{I_{K2}} &= f_{Y21} I_{K1}/I_{K2}, \end{aligned} \right\} (3.19)$$

f_0 , g_{12a} , C_{12a} , C_{11a} и C_{22a} мало зависят от величины тока коллектора.

Пример 3.3. Требуется рассчитать Y -параметры транзистора ГТ 310Д с ОЭ при $I_{K2} = 6$ мА; $U_{KЭ} = -0,5$ В на частоте 10 МГц.

Исходные данные: Y -параметры, полученные по графикам при $I_{K1} = 5$ мА; $[g_{11a}] = 5,5$ мСм; $[b_{11a}] = 5,9$ мСм; $[g_{12a}] = 0,04$ мСм; $[b_{12a}] = 0,12$ мСм; $[g_{22a}] = 0,54$ мСм; $[b_{22a}] = 0,82$ мСм; $[g_{21a}] = 90$ мСм; $[b_{21a}] = 52$ мСм.

Расчет

$$f_{Y21} = 10 \cdot 90/52 = 17,3 \text{ МГц согласно (3.18).}$$

$$[g_{11a}]_{I_{K2}} = 5,5 \cdot 10^{-3} \cdot 6/5 = 6,6 \text{ мСм};$$

$$[g_{22a}]_{I_{K2}} = 0,54 \cdot 10^{-3} \cdot 6/5 = 0,65 \text{ мСм};$$

$$[f_{Y21}]_{I_{K2}} = 17,3 \cdot 5/6 = 14,5 \text{ МГц};$$

$$|Y_{21a}|_{I_{K2}} = 104 \cdot 6/5 = 125 \text{ мСм};$$

$$|Y_{21a}|_{I_{K1}} = \sqrt{90^2 + 52^2} = 104 \text{ мСм согласно (3.19).}$$

Величины g_{12} и b_{12} можно определить по формулам [3]

$$g_{12} = (0,15 \dots 0,2)g_{22}; \quad (3.20)$$

$$b_{12} = (0,2 \dots 0,3)b_{22}. \quad (3.21)$$

если они не даны в графиках.

При температурах ниже $50-60^\circ \text{C}$ целесообразно применять германиевые транзисторы, при более высоких — кремниевые.

3.2. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевые транзисторы содержат полупроводниковый канал n - или p -типа и электроды: исток (i), сток (c) и затвор (z). На сток подается напряжение питания $U_{си}$, положительное относительно истока при n -канале и отрицательное при p -канале. На затвор на основе $p-n$ -перехода (рис. 3.10, а) подается отрицательное (—) относительно

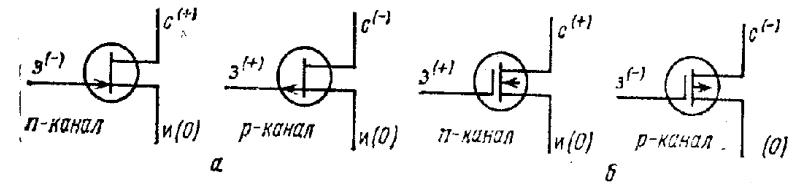


Рис. 3.10. Схематическое изображение полевых транзисторов.

истока напряжение питания $U_{зи}$ при n -канале и положительное (+) при p -канале. При изолированном затворе (рис. 3.10, б) подается положительное (+) напряжение при n -канале и отрицательное (—) при p -канале.

Увеличение напряжения затвора на основе $p-n$ -перехода относительно истока уменьшает ток стока I_c , а увеличение напряжения изолированного затвора увеличивает его. На сток и затвор подается напряжение от общего источника питания E_n .

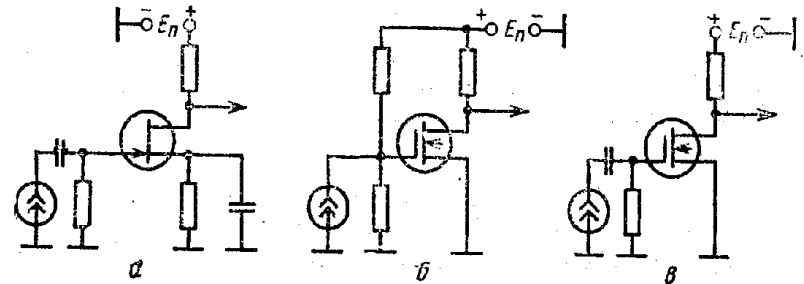


Рис. 3.11. Схемы питания полевых транзисторов.

Затвор на основе $p-n$ -перехода питается через цепочку авто-смещения (рис. 3.11, а), изолированный затвор при индуцированном канале — через делитель (рис. 3.11, б), при встроенном канале он может работать при нулевом напряжении. Напряжения на электродах выбирают так, чтобы рабочая точка находилась в пологой области выходных (стоковых) характеристик $I_c(U_c)$ (рис. 3.12). При этом стремятся избегать чрезмерного тока стока и напряжения пробоя.

При расчете линейных схем малого сигнала полевой транзистор, как и биполярный, можно представить в виде активного линейного четырехполюсника (рис. 3.4, 3.5), Y-параметры которого можно выразить через параметры эквивалентной схемы (рис. 3.13), которая справедлива для любых полевых транзисторов, включенных по схеме с общим истоком (ОИ). Из этой схемы получаем

$$Y_{110} = (\omega^2 R_{зи} C_{зи0} C_{си0} + 1/R_{зи}) + j\omega (C_{зо0} + C_{зи0}); \quad (3.22)$$

$$Y_{120} \approx -j\omega C_{зс0}; \quad (3.23)$$

$$Y_{210} \approx S - j\omega C_{зс0} \approx S; \quad (3.24)$$

$$Y_{220} \approx (\omega^2 R_{си} C_{зи0} C_{си0} + 1/R_{си}) + j\omega (C_{си0} + C_{зо0}). \quad (3.25)$$

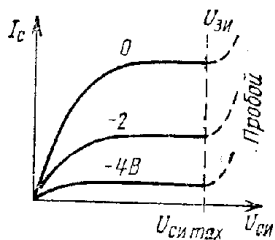


Рис. 3.12. Выходные (стокные) характеристики полевых транзисторов.

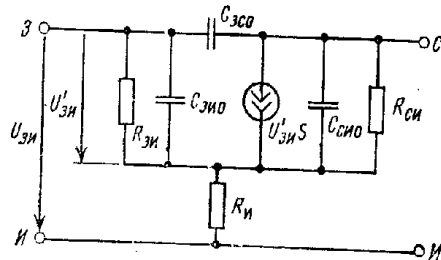


Рис. 3.13. Эквивалентная схема полевого транзистора.

Из этих выражений следует, что

$$\left. \begin{aligned} g_{11} &= \omega^2 R_{зи} C_{зи0} C_{си0} + 1/R_{зи}; & b_{11} &= \omega (C_{зо0} + C_{зи0}), \\ g_{12} &= 0; & h_{12} &= \omega C_{зс0}; \\ |Y_{21}| &= \sqrt{S^2 + \omega^2 C_{зс0}^2} \approx S; \\ g_{22} &= \omega^2 R_{си} C_{зи0} C_{си0} + 1/R_{си}; \\ b_{22} &= \omega (C_{зо0} + C_{си0}). \end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

Для современных высокочастотных полевых транзисторов

$$\begin{aligned} R_{зи} &\approx 10^{10} \dots 10^{15} \text{ Ом}; & S &= 1 \dots 10 \text{ мСм}; \\ R_{си} &\approx 10^4 \dots 10^6 \text{ Ом}; & C_{зи0} &\approx 0,5 \dots 6 \text{ пФ}; & C_{зс0} &\approx 0,05 \dots 1 \text{ пФ}; \\ R_{д} &\approx 30 \dots 50 \text{ Ом}; & C_{зи0} &= 1 \dots 10 \text{ пФ}. \end{aligned}$$

3.3. РЕЗОНАНСНЫЕ СИСТЕМЫ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ И РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

В технике радиоприема используют резонансные системы с сосредоточенными и распределенными постоянными.

В радиоприемниках умеренно высоких частот широко применяют резонансные контуры с сосредоточенными постоянными, подобные изображенному на рис. 3.14.

Резонансная частота контура равна

$$\omega = 1/\sqrt{LC}. \quad (3.27)$$

Резонансное сопротивление контура

$$R_0 = L/Cr. \quad (3.28)$$

Затухание контура

$$d = r/\omega_0 L = \omega_0 Cr = \Pi/f_0, \quad (3.29)$$

где Π — полоса пропускания контура.

Однако уже на метровых волнах размеры катушки индуктивности уменьшаются настолько, что ее физическое выполнение затрудняется, а рост активных потерь в сочетании с уменьшением характе-

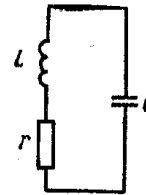


Рис. 3.14. Резонансный контур

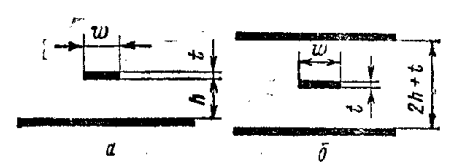
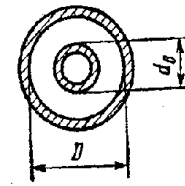


Рис. 3.15. Коаксиальный резонатор. Рис. 3.16. Несимметричная (а) и симметричная (б) полосковые линии.

ристического сопротивления приводит к падению резонансного сопротивления и росту затухания контуров. На дециметровых и сантиметровых волнах резонансные контуры заменяют резонансными системами с распределенными постоянными в виде отрезков коаксиальных или полосковых линий.

Резонансные линии эквивалентны параллельным резонансным контурам. Резонансные длины волн ненагруженных короткозамкнутых линий равны

$$\lambda_0 = 4l/n_1, \quad (3.30)$$

разомкнутых

$$\lambda_0 = 4l/n_2, \quad (3.31)$$

где n_1 и n_2 — любые нечетные и четные числа соответственно.

Для расчета параметров контуров, выполненных на отрезках линий с распределенными постоянными, необходимо знать волновое сопротивление линии W . Для коаксиальной линии с диаметром (внутренним) наружного цилиндрического проводника D и с диаметром внутреннего проводника $d_в$ (рис. 3.15)

$$W = 138 \lg D/d_в. \quad (3.32)$$

Для несимметричной полосковой линии (рис. 3.16, а) с твердым диэлектриком или с воздушным заполнением

$$W = \frac{100\pi}{(1+w/h)\sqrt{\epsilon}} \left(1 - \frac{t}{h}\right), \quad (3.33)$$

где ω , t — ширина и толщина токонесущей полоски соответственно; h — расстояние между токонесущей и заземленной полосками; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика (при воздушном заполнении $\epsilon = 1$).

Для симметричной полосковой линии (рис. 3.16, б)

$$W = \frac{200(1-t/h)}{(1+\omega/h)\sqrt{\epsilon}} \quad (3.34)$$

Приведенные формулы позволяют определить волновое сопротивление полосковой линии в широком диапазоне значений W с точностью не меньше 6%. В полосковых линиях, заполненных диэлектриком, легко обеспечивается волновое сопротивление 15—200 Ом.

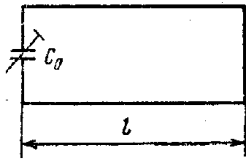


Рис. 3.17. Коаксиальный резонатор, нагруженный конденсатором C_0 .

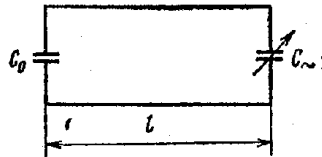


Рис. 3.18. Коаксиальный резонатор с конденсатором настройки на разомкнутом конце линии.

Обычно ко входу линии присоединяется емкость C_0 активного элемента (рис. 3.17). Чтобы получить резонанс на заданной частоте f_0 , входная проводимость $Y_{вх.л}$ линии должна иметь индуктивный характер и компенсировать емкостную проводимость нагрузки, т. е. $Y_{вх.л} = \omega_0 C_0$.

Длина короткозамкнутого отрезка линии l рассчитывается по формуле

$$l = \frac{\lambda_0}{2\pi\sqrt{\epsilon}} \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{\omega_0 C_0 W} \right), \quad (3.35)$$

где C_0 — емкость нагрузки; λ_0 — длина резонансной волны.

Резонатор можно перестроить, изменяя либо длину линии, либо емкость нагрузки. В последнем случае коэффициент перекрытия емкости элемента настройки равен

$$K_C = \frac{C_{0 \max}}{C_{0 \min}} = \frac{f_{0 \max} \operatorname{tg} (2\pi l \sqrt{\epsilon} / \lambda_{0 \min})}{f_{0 \min} \operatorname{tg} (2\pi l \sqrt{\epsilon} / \lambda_{0 \max})}, \quad (3.36)$$

где $\lambda_{0 \max}$ и $\lambda_{0 \min}$ — максимальная и минимальная длины волн диапазона.

В длинноволновой части дециметрового диапазона для уменьшения геометрической длины линии конденсатор включают на разомкнутом конце линии (рис. 3.18) и этим конденсатором осуществляют перестройку. Емкость конденсатора C_{\sim} рассчитывается по формуле

$$C_{\sim} = 1/\omega W \operatorname{tg} [2\pi (l_1 - l)/\lambda], \quad (3.37)$$

где l — длина линии; l_1 — расстояние от емкости C_0 до узла напряжения стоячей волны.

Коэффициент перекрытия емкости конденсатора K_C равен

$$K_C = \frac{C_{\sim \max}}{C_{\sim \min}} = \frac{f_{0 \max} \operatorname{tg} [2\pi (l - l_{1 \min}) / \lambda_{0 \min}]}{f_{0 \min} \operatorname{tg} [2\pi (l - l_{1 \max}) / \lambda_{0 \max}]}, \quad (3.38)$$

где $l_{1 \min}$ и $l_{1 \max}$ находятся из условия настройки в резонанс

$$l_{1 \min} = \frac{\lambda_{0 \min}}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega_{0 \max} C_0 W},$$

$$l_{1 \max} = \frac{\lambda_{0 \max}}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega_{0 \min} C_0 W}. \quad (3.39)$$

Длину линии l , при которой получается минимальная величина K_C , можно определить из трансцендентного уравнения, которое решается графоаналитическим способом:

$$\frac{\lambda_{0 \max}}{\lambda_{0 \min}} \sin \left(4\pi \frac{l - l_{1 \max}}{\lambda_{0 \max}} \right) = \sin \left(4\pi \frac{l - l_{1 \min}}{\lambda_{0 \min}} \right). \quad (3.40)$$

Резонансная проводимость короткозамкнутого коаксиального резонатора равна

$$G_0 = 1/R_0 = r_{\pi} / \rho^2, \quad (3.41)$$

где $\rho = 1/\omega_0 C$ — характеристическое сопротивление резонатора; r_{π} — сопротивление потерь, отнесенное ко входу линии.

Сопротивление потерь коаксиального короткозамкнутого резонатора рассчитывается по формуле

$$r_{\pi} = \frac{r_s}{2\pi} \left[\ln \frac{D}{d_b} + \frac{\lambda}{4\pi} (2kl + \sin kl) \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d_b} \right) \right] / \cos^2 kl, \quad (3.42)$$

где r_s — удельное поверхностное сопротивление материала, из которого изготовлена линия (табл. 3.4), $k = 2\pi/\lambda$.

Эквивалентное последовательное сопротивление активных потерь коаксиального резонатора с конденсатором на разомкнутом конце, отнесенное ко входу резонатора, равно

$$r_{\pi} = \frac{r_s \lambda}{8\pi^2} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d_b} \right) [2kl + \sin 2k(l - l_1) + \sin 2kl_1] / \cos^2 kl_1. \quad (3.43)$$

Подставляя выражения для r_{π} в формулу (3.41), получаем соответственно резонансные проводимости короткозамкнутого резонатора и резонатора с конденсатором на разомкнутом конце:

$$G_0 = \frac{r_s [\ln (D/d_b) + (2kl + \sin kl) (1/D + 1/d_b) \lambda / 4\pi]}{2\pi^2 \rho^2 \cos^2 kl}, \quad (3.44)$$

$$G_0 = \frac{r_s \lambda (1/D + 1/d_b) [2kl + \sin 2k(l - l_1) + \sin 2kl_1]}{8\pi^2 \rho^2 \cos^2 kl}. \quad (3.45)$$

Таблица 3.4

Материалы	Серебро	Медь	Латунь	Алюминий
$r_s, 10^{-7}$ Ом	2,52	2,61	5,01	3,26

Резонансная проводимость короткозамкнутого резонатора на полосковых линиях рассчитывается также по формуле (3.41).

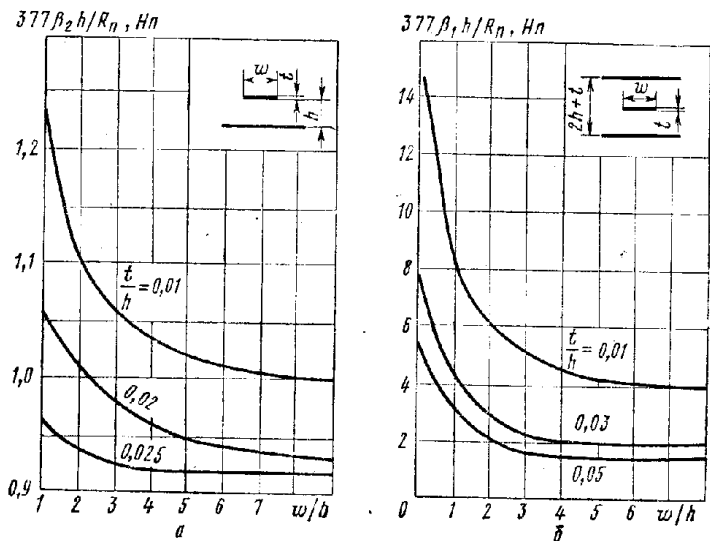


Рис. 3.19. Зависимости затухания от геометрических размеров несимметричной (а) и симметричной (б) полосковой линии.

Сопротивления активных потерь симметричной и несимметричной полосковых линий соответственно равны

$$r_{\Pi} = 2W\beta_1 P, \quad (3.46)$$

$$r_{\Pi} = 2W\beta_2 P, \quad (3.47)$$

где

$$P = \frac{\lambda [4\pi \sqrt{\epsilon} l/\lambda + \sin(4\pi \sqrt{\epsilon} l/\lambda) + 2]}{4\pi \sqrt{\epsilon} [1 + \cos(4\pi \sqrt{\epsilon} l/\lambda)]}$$

β_1, β_2 — коэффициенты затухания в симметричной и несимметричной полосковых линиях соответственно.

Коэффициенты затухания β_1 и β_2 определяются по графикам рис. 3.19, где R_{Π} — поверхностное сопротивление материала полосок.

Окончательно для симметричного и несимметричного полосковых контуров получаем

$$G_0 = 2W\beta_1 P/\rho^2, \quad (3.48)$$

$$G_0 = 2W\beta_2 P/\rho^2. \quad (3.49)$$

Затухание резонатора на отрезке короткозамкнутой коаксиальной линии равно

$$d = 2r_{\Pi}/W (\operatorname{tg} kl + kl/\cos^2 kl), \quad (3.50)$$

где r_{Π} рассчитывается по формуле (3.42).

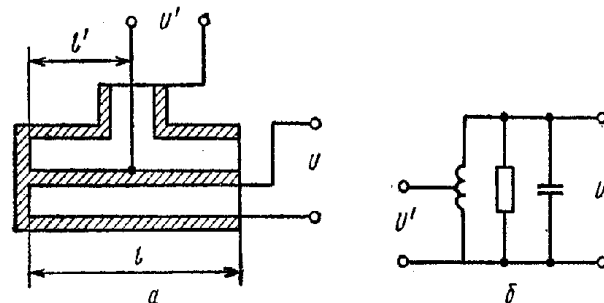


Рис. 3.20. Схематическое изображение коаксиальной линии с отводом (а) и ее эквивалентная схема (б).

Для коаксиального резонатора с конденсатором на разомкнутом конце

$$d = (r_s \lambda / 2\pi^2 W) (1/D + 1/d_{\Pi}). \quad (3.51)$$

Для симметричного полоскового резонатора

$$d = \frac{4\beta_1 P}{1 + (4\pi \sqrt{\epsilon} l/\lambda) / \sin(4\pi \sqrt{\epsilon} l/\lambda)}. \quad (3.52)$$

Для резонатора, реализованного на отрезке несимметричной полосковой линии,

$$d = \frac{4\beta_2 P \operatorname{ctg}(2\pi \sqrt{\epsilon} l/\lambda)}{1 + (4\pi \sqrt{\epsilon} l/\lambda) / \sin(4\pi \sqrt{\epsilon} l/\lambda)}. \quad (3.53)$$

Резонансная линия может быть трансформирующим устройством (рис. 3.20). Эквивалентная схема в этом случае имеет вид контура с отводом (автотрансформаторная схема). Коэффициент трансформации равняется

$$m = \frac{U'}{U} = \frac{\sin(2\pi \sqrt{\epsilon} l'/\lambda)}{\sin(2\pi \sqrt{\epsilon} l/\lambda)}. \quad (3.54)$$

Во внутреннее поле резонатора может быть введен виток связи (рис. 3.21), что эквивалентно трансформаторной схеме. Расчет коэффициента трансформации в зависимости от размеров витка и его

положения довольно сложен, поэтому обычно необходимый коэффициент трансформации подбирается экспериментально.

Связь между двумя резонаторами на полосковых линиях может быть осуществлена благодаря наличию краевых полей (рис. 3.22), что эквивалентно емкостной связи между резонаторами.

Пример 3.4. Требуется рассчитать параметры четвертьволнового короткозамкнутого резонатора, выполненного на несимметричной полосковой линии с твердым диэлектриком.

Исходные данные. Резонансная частота $f_0 = 400$ МГц. Ко входу резонатора подключен конденсатор $C_0 = 5$ пФ. Токопроводящая

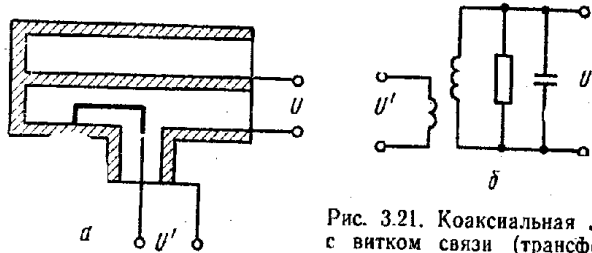


Рис. 3.21. Коаксиальная линия с витком связи (трансформаторная схема).

полоска сделана из меди, поверхностное сопротивление которой $R_{\text{п}} = 8,25 \cdot 10^{-3} \sqrt{0,4}$ Ом. В качестве материала диэлектрика использован стеклотекстолит СКМ-1 с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 4,2$.

Задаемся следующими размерами полосковой линии: $w = 4$ мм; $h = 2$ мм; $t = 20$ мкм; ширина основания заземленной полоски должна быть не менее $3w$.

Расчет

1. По формуле (3.33) рассчитываем волновое сопротивление линии

$$W = \frac{100 \cdot 3,14}{(1 + 4/2) \sqrt{4,2}} \left(1 - \frac{0,02}{2}\right) = 51 \text{ Ом}$$

2. Из условия настройки резонатора на частоту f_0 (3.35) определяем длину линии

$$l = \frac{0,75}{2 \cdot 3,14 \sqrt{4,2}} \arctg \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 51} = 0,058 \text{ м.}$$

3. По графикам рис. 3.19, а находим нормированное затухание полосковой линии в зависимости от геометрических размеров ее и рассчитываем затухание β_2 :

$$\frac{377 \beta_2 h}{R_{\text{п}}} = 1,1 \text{ Нп, } \beta_2 = 1,1 \frac{8,25 \cdot 10^{-3} \sqrt{0,4}}{377 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 0,0077 \frac{\text{Нп}}{\text{м}}$$

4. Сопротивление активных потерь линии, отнесенное ко входу резонатора (3.47)

$$r_{\text{п}} = 2 \cdot 51 \cdot 0,0077 \cdot 0,237 = 0,186 \text{ Ом,}$$

где

$$P = \frac{0,75 \left[4 \cdot 3,14 \sqrt{4,2} \frac{0,058}{0,75} + \sin \left(4 \cdot 3,14 \sqrt{4,2} \frac{0,058}{0,75} \right) + 2 \right]}{4 \cdot 3,14 \sqrt{4,2} \left[1 + \cos \left(4 \cdot 3,14 \sqrt{4,2} \frac{0,058}{0,75} \right) \right]} = 0,237.$$

5. Резонансная проводимость несимметричного полоскового резонатора (3.41)

$$G_0 = 0,186 (2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12})^2 = 29,31 \cdot 10^{-4} \text{ См.}$$

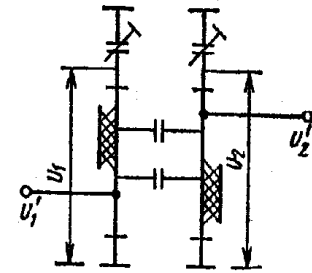


Рис. 3.22. Полосковые резонаторы. Связь между резонаторами обусловлена наличием краевых полей у полосковых линий.

6. Затухание резонатора, обусловленное потерями в отрезке линии (3.53).

$$d = \frac{4 \cdot 0,0077 \cdot 0,237 \cdot \text{ctg} \left(2 \cdot 3,14 \sqrt{4,2} \frac{0,058}{0,75} \right)}{1 + \left(4 \cdot 3,14 \sqrt{4,2} \frac{0,058}{0,75} \right) / \sin \left(4 \cdot 3,14 \sqrt{4,2} \frac{0,058}{0,75} \right)} = 0,0015.$$

7. Полоса пропускания контура на уровне 3 дБ равна

$$\Pi = 400 \cdot 10^6 \cdot 0,0015 = 0,60 \cdot 10^6 \text{ Гц.}$$

Пример 3.5. Требуется рассчитать размеры коаксиального резонатора и пределы изменения емкости конденсатора настройки, включенного на разомкнутом конце линии (рис. 3.18).

Исходные данные: рабочий диапазон частот $f = 470 \dots 630$ МГц; сосредоточенная емкость на входе резонатора $C_0 = 5$ пФ.

Расчет

1. Найдем волновое сопротивление коаксиального отрезка. Учитывая, что на максимальной частоте диапазона желательно получить максимальное резонансное сопротивление при приемлемых конструктивных размерах резонатора, выбираем $2\pi/\lambda_{\text{омин}} = 40^\circ$. Характеристическое сопротивление резонатора на частоте f_{max} равно

$$\rho_{\text{min}} = 1/\omega_{\text{max}} C_0 = 1/2 \cdot 3,14 \cdot 630 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12} = 50 \text{ Ом.}$$

Тогда, решая (3.35) относительно W , получаем

$$W = 50 \operatorname{ctg} 40^\circ = 60 \text{ Ом.}$$

Примем $d_n = 10$ мм и по формуле (3.32) получим, что $D = 27,5$ мм.

2. Определим длину l коаксиального резонатора из условия минимального перекрытия конденсатора перестройки по емкости. По формуле (3.39) вычислим $l_{1\min}$ и $l_{1\max}$ — расстояния от конденсатора C_0 до узла напряжения стоячей волны на минимальной $\lambda_{0\min}$ и максимальной $\lambda_{0\max}$ волнах рабочего диапазона:

$$l_{1\min} = \frac{0,475}{6,28} \operatorname{arctg} \frac{1}{60 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 6,28 \cdot 630 \cdot 10^6} = 0,0525 \text{ м,}$$

$$l_{1\max} = \frac{0,65}{6,28} \operatorname{arctg} \frac{1}{60 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 6,28 \cdot 470 \cdot 10^6} = 0,089 \text{ м.}$$

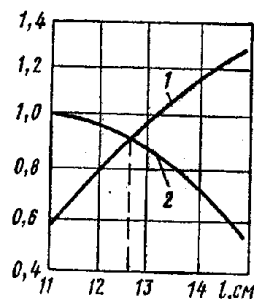


Рис. 3.23. К расчету оптимальной длины резонатора:

$$1) \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \sin 4\pi \frac{l - l_{1\max}}{\lambda_{\max}} = \varphi_0(\lambda)$$

$$2) \sin 4\pi \frac{l - l_{1\min}}{\lambda_{\min}} = \varphi_0(\lambda)$$

Рассчитаем значения правой и левой частей равенства (3.40) в зависимости от l . По результатам расчета построим график (рис. 3.23). Точка пересечения графиков определяет искомое значение $l = 0,125$ м.

3. По формуле (3.37) найдем минимальное и максимальное значения емкости конденсатора настройки:

$$C_{\sim \min} = 1/6,28 \cdot 630 \cdot 10^6 \cdot 60 \operatorname{tg} [6,28 (0,125 - 0,0525) / 0,475] = 2,8 \text{ пФ;}$$

$$C_{\sim \max} = 1/6,28 \cdot 470 \cdot 10^6 \cdot 60 \operatorname{tg} [6,28 (0,125 - 0,089) / 0,65] = 15,5 \text{ пФ;}$$

$$K_c = C_{\sim \max} / C_{\sim \min} = 15,5 / 2,8 = 5,5.$$

3.4. ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СВЧ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

К пассивным элементам СВЧ ИС относятся линии передачи СВЧ колебаний, функциональные элементы с распределенными параметрами: СВЧ мосты, делители, ослабители и ответвители мощности, фильтры, оконечные нагрузки, а также СВЧ элементы с сосредоточенными параметрами: индуктивности, емкости и резисторы.

130

В качестве линии передачи могут быть использованы микрополосковые линии (МПЛ), щелевые линии и копланарные волноводы. Наиболее широкое применение в СВЧ ИС получили МПЛ, которые и рассматриваются далее. Щелевые линии и копланарные волноводы [21, 28], применяют обычно в сочетании с МПЛ, что оказывается особенно целесообразным при проектировании сложных СВЧ ИС.

Микрополосковые линии передачи

Обычно применяемая в СВЧ ИС микрополосковая линия представляет собой несимметричную полосковую линию, заполненную диэлектриком с высокой относительной диэлектрической проницаемостью ϵ (часто ϵ порядка 10) [5, 28, 27]. Конструктивно МПЛ выполняют (рис. 3.24) в виде диэлектрической подложки 2, на одну сторону которой наносят проводящую полоску 1 в виде пленки металла, а другую полностью покрывают металлической пленкой 3, которая служит проводящей (заземленной) поверхностью.

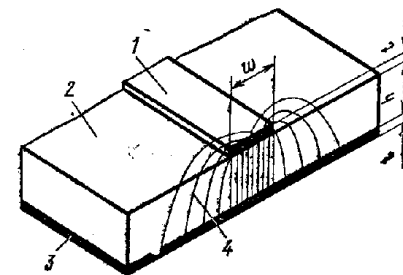


Рис. 3.24. Микрополосковая линия:

1 — полосковый проводник; 2 — диэлектрическая подложка; 3 — заземленная поверхность (нижний проводник); 4 — картина распределения силовых линий электрического поля.

Основным типом волны МПЛ является квази-ТЕМ-волна. При большой величине ϵ большая часть энергии поля сосредоточена в подложке под полоской, однако часть ее находится также в пространстве над подложкой и полоской, что эквивалентно уменьшению диэлектрической проницаемости среды в МПЛ по сравнению с величиной ϵ подложки. Если в симметричной линии передачи с ТЕМ-волной длина волны в линии равна $\Lambda = \lambda / \sqrt{\epsilon}$ (λ — длина волны в воздухе), то в МПЛ длина волны будет больше:

$$\Lambda = \lambda / \sqrt{\epsilon_0}, \quad (3.55)$$

так как $\epsilon_0 < \epsilon$, где ϵ_0 — эффективная диэлектрическая проницаемость среды в линии. Величина ϵ_0 вычисляется по формуле (с точностью до $\pm 2\%$)

$$\epsilon_0 = 0,5 [1 + \epsilon + (\epsilon - 1) / \sqrt{1 + 10h/w}], \quad (3.56)$$

где h — толщина подложки; w — ширина полоски.

МПЛ нуждается в экранировке. Обычно СВЧ ИС для экранировки, а также для защиты от механических повреждений помещают в металлический корпус. Расстояние от его стенок до поверхности подложки с полосковыми проводниками должно быть

5*

131

в 4—5 раз больше толщины подложки, при этом влияние корпуса на электрические параметры МПЛ будет малым.

Если любой из размеров МПЛ (h или w) приближается к $\lambda/4$, в линии наряду с ТЕМ-волной могут возникнуть поверхностные ТМ-и ТЕ-волны, в результате чего параметры МПЛ изменятся. Рабочая частота МПЛ должна быть ниже критической частоты $f_{кр}$ поверхностной ТЕ-волны наимизшего типа, определяемой соотношением

$$f_{кр} [\text{ГГц}] = 75/h [\text{мм}] \sqrt{\epsilon - 1}. \quad (3.57)$$

Например, для МПЛ, имеющей $\epsilon = 9,8$ и толщину подложки $w = 0,5$ мм, применяемой в сантиметровом диапазоне волн, критическая частота равна $f_{кр} = 50,5$ ГГц.

Волновое сопротивление МПЛ W зависит от ϵ подложки и соотношения размеров линии w/h (рис. 3.25):

$$W \approx \frac{377}{\sqrt{\epsilon} (w/h) [1 + 1,735/\epsilon^{0,0724} (w/h)^{-0,886}]} [\text{Ом}]. \quad (3.58)$$

Например, для МПЛ, имеющей $\epsilon = 10$ и $w/h = 1$, расчет по формуле (3.58) дает $W = 48,3$ Ом. Из рис. 3.25 следует, что волновое сопротивление 50 Ом, широко используемое на практике, в линии с $\epsilon = 10$ получается при размерах линии $w/h = 0,9$, т. е. при толщине подложки $h = 0,5$ мм необходима ширина полоскового проводника $w = 0,45$ мм.

Величину W можно приближенно рассчитать и по более простой формуле [27]:

$$W \approx 314/\sqrt{\epsilon} (1 + w/h), \quad (3.58a)$$

откуда требуемое значение w/h для получения заданной величины волнового сопротивления равно

$$w/h = (314/W \sqrt{\epsilon}) - 1. \quad (3.58b)$$

Отличие результата расчета W по формуле (3.58a) от данных рис. 3.25 и формулы (3.58) при некоторых значениях w/h достигает 5—10%.

Предельная мощность МПЛ (при которой в линии возникает СВЧ пробой или недопустимый перегрев полоскового проводника) по сравнению с другими типами линий передачи является наименьшей и достигает единиц или десятков ватт в непрерывном режиме (в зависимости от теплопроводности подложки) и единиц киловатт в импульсном. Рабочий уровень мощности МПЛ должен быть приблизительно в пять раз меньше предельного. Максимально допустимый рабочий уровень импульсной мощности МПЛ рассчитывают по соотношениям, приведенным в [27].

Потери мощности в МПЛ α обусловлены главным образом поглощением мощности в проводниках линии (потери проводимости α_n) и в диэлектрике (диэлектрические потери α_d), т. е. $\alpha = \alpha_n +$

$+ \alpha_d$, где потери выражены в децибелах или неперах. Напомним, что $1 \text{ Нп} = 8,686 \text{ дБ}$.

Погонные (на единицу длины) потери проводимости $\beta_{фп}$ приближенно оцениваются по формуле

$$\beta_{фп} \approx 8,68 R_n/W w [\text{дБ/ед. длины}], \quad (3.59)$$

где R_n — поверхностное сопротивление проводников МПЛ, представляющее собой сопротивление части поверхностного слоя (скин-

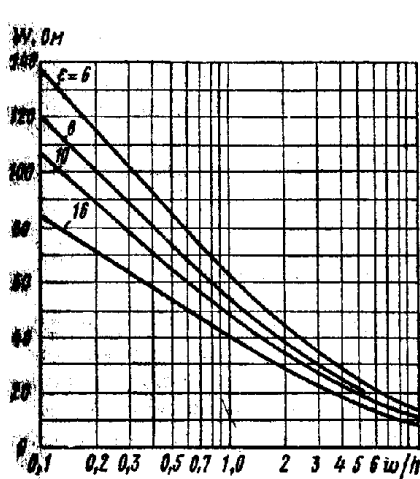


Рис. 3.25. Зависимость волнового сопротивления микрополосковой линии от соотношения размеров w/h для подложек с различными ϵ .

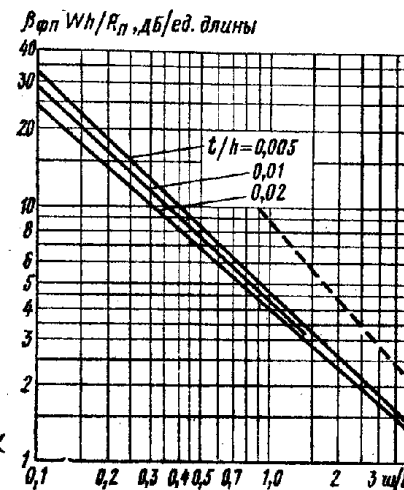


Рис. 3.26. График для расчета погонных потерь проводимости $\beta_{фп}$ в проводниках микрополосковой линии в зависимости от ее размеров w , h , t и поверхностного сопротивления R_n : — — расчет по формуле (3.59).

слоя) пленочного проводника толщиной δ_c в форме квадрата (\square) и равно [22]

$$R_n = 1/\sigma \delta_c = \sqrt{\omega \mu_0 \mu / 2\sigma} [\text{Ом}/\square], \quad (3.60)$$

$$\delta_c = \sqrt{2/\omega \sigma \mu_0 \mu}. \quad (3.61)$$

В формулах (3.60), (3.61) обозначены: σ — удельная проводимость проводника, См/м; $\omega = 2\pi f$ — рабочая частота; $\mu_0 = 1,256 \times 10^{-6}$ Г/м — магнитная проницаемость вакуума; μ — относительная магнитная проницаемость проводника. Удельная проводимость и произведение толщины скин-слоя δ_c на \sqrt{f} для некоторых металлов приведены в табл. 3.5.

Потери проводимости $\beta_{фп}$ можно также рассчитать с помощью графика рис. 3.26, откуда следует, что при заданных значениях волнового (W) и поверхностного (R_n) сопротивлений потери $\beta_{фп}$ тем меньше, чем больше толщина подложки h , т. е. чем шире полос-

Таблица 3.5

Металл	Серебро	Медь	Золото	Алюминий	Вольфрам	Молибден	Платина	Хром	Титан
$\sigma \cdot 10^{-7}$, См/м	6,17	5,8	4,1	3,72	1,78	1,76	0,94	0,77	0,64
$\delta_c \sqrt{f}$, мкм-ГГц ^{1/2}	2,03	2,09	2,49	2,61	3,76	3,8	5,2	5,75	6,26

ковый проводник. При построении графиков рис. 3.26 не учитывалось влияние шероховатости поверхности проводников (подложки), которое увеличивает реальные потери $\beta_{фв}$, причем тем больше, чем выше рабочая частота [23, 28].

Погонные диэлектрические потери в подложке МПЛ рассчитываются по формуле [24],

$$\beta_{фд} = 27,3 \frac{\epsilon \operatorname{tg} \delta}{\Lambda} \frac{\sqrt{1+10h/w}+1}{\epsilon + \sqrt{1+10h/w}-1} \left[\frac{\text{дБ}}{\text{ед. длины}} \right], \quad (3.62)$$

где δ — угол потерь диэлектрика подложки. В монолитных ИС, выполненных на подложках из полупроводника, суммарные погонные потери $\beta_{фв}$ в основном определяются диэлектрическими потерями полупроводника $\beta_{фдп}$, которые в этом случае равны

$$\beta_{фдп} \approx Ww/2\rho h \text{ [дБ/см]}, \quad (3.63)$$

где ρ — удельное сопротивление полупроводника, Ом·см. Наоборот, в МПЛ, использующих высококачественные диэлектрические подложки, диэлектрические потери пренебрежимо малы по сравнению с потерями проводимости.

Размеры МПЛ выбирают, учитывая следующие соображения. Как показывает теория, большая часть энергии поля МПЛ сосредоточена в области поперечного сечения линии шириной $w + 2h$, т. е. в пространстве непосредственно под полосковым проводником и по обе стороны от него протяженностью h с каждой стороны. Поэтому ширина основания МПЛ (ширина заземленной поверхности подложки) должна быть больше $w + 2h$. Отсюда следует также, что минимальное расстояние между двумя полосковыми проводниками, которые не должны иметь заметной взаимной связи, следует выбирать большим удвоенной толщины подложки (порядка $4h$).

Толщина подложки h должна быть по возможности малой для уменьшения потерь на излучение и для повышения $f_{кр}$ [формула (3.57)]. Однако при заданной величине W чрезмерное уменьшение h влечет за собой уменьшение ширины полоскового проводника w , т. е. увеличение потерь $\beta_{фп}$. Обычно величина $\beta_{фп}$ является определяющей при выборе размера h , для которого намечился ряд стандартных значений: $h = 0,25; 0,5; 0,75; 1; 1,5$ мм. С той же целью

Таблица 3.6

Материал подложки	ϵ	$\operatorname{tg} \delta \cdot 10^4$	Теплопроводность, Вт/м·°С
Сапфир	9,9	1	25,1
Поликор (99,8% Al_2O_3)	9,8	1	25,1...37,6
Брокерит-9 (97% BeO)	6,8	6	167
Кварц	3,78	1	5,9...9,6
Ситалл СТ-38-1	7,25	2	—
Ситалл КП-15	15	5	29
Кремний	11,7	150	155
Арсенид галлия	13,3	—	41,9
Ферриты	9...16	5...100	25,1

получения малых потерь $\beta_{фп}$ толщина проводников должна быть не меньше трех-пяти толщин скин-слоя δ_c .

Материал подложек и проводников МПЛ определяет потери и длину волны в линии. Подложка должна обладать достаточно большой диэлектрической проницаемостью ϵ , стабильностью ϵ в широком диапазоне частот и температур, малыми потерями, т. е. малыми $\operatorname{tg} \delta$ и электропроводностью, высокой теплопроводностью и малой пористостью. В гибридных СВЧ ИС часто используют керамику из окиси алюминия (Al_2O_3). Наибольшей теплопроводностью, близкой к меди, обладает керамика из окиси бериллия (BeO). Последняя используется в ИС, где требуется хороший теплоотвод (например, в генераторах Ганна). В монолитных СВЧ ИС в качестве полупроводниковой подложки применяют кремний и арсенид галлия, являющиеся полуизолирующими материалами. В микрополосковых ферритовых устройствах используют подложки из ферритов. Характеристики некоторых материалов для подложек МПЛ, определенные при $f = 10$ ГГц и $t = 20^\circ \text{C}$, приведены в табл. 3.6.

Материал проводников для МПЛ должен иметь высокую электропроводность и малую величину температурного коэффициента сопротивления. Некоторые характеристики таких материалов приведены в табл. 3.5.

Микрополосковые СВЧ мосты и делители мощности

СВЧ мосты (или гибридные соединения) относятся к числу самых распространенных пассивных элементов СВЧ ИС. Они используются, в частности, для создания балансных смесителей и в качестве делителей мощности пополам. Все СВЧ мосты являются четырехплечными соединениями (восьмиполюсниками, рис. 3.27), обладающими рядом общих свойств.

В идеальном мосте при подаче СВЧ колебаний в одно из его плеч мощность колебаний распределяется поровну между определенной парой двух других плеч, а в четвертое плечо, называемое изолиру-

ваным, мощность не поступает (предполагается, что все плечи моста нагружены на согласованные нагрузки). Подчеркнем, что пара плеч, между которыми распределяется мощность, тоже обладает взаимной развязкой. Номинальный сдвиг фаз колебаний $\theta_0 = \theta_3 - \theta_4$ в выходных плечах моста (плечи 3, 4 на рис. 3.27) зависит от типа моста: в так называемых квадратурных мостах $\theta_0 = \pi/2$, а в синфазно-противофазных мостах $\theta_0 = 0$ или π .

Реальные СВЧ мосты характеризуются рядом параметров. Из-за неидеальности свойств реальных мостов мощность входного сигнала распределяется между выходными плечами не строго одинаково, а сдвиг фаз колебаний в них несколько отличается от номинального θ_0 . Неодинаковость

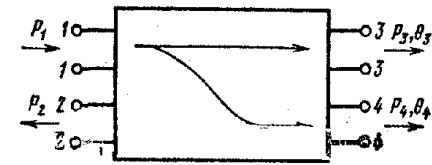


Рис. 3.27. Общее представление СВЧ моста в виде восьмиполосника.

распределения мощности $\delta = 10 \lg P_3/P_4$ [дБ] назовем разбалансом амплитуд моста, а отличие фазового сдвига от номинального $\Delta\theta = (\theta_3 - \theta_4) - \theta_0$ — разбалансом фаз. Наряду с этими параметрами реальные мосты характеризуют также коэффициентом стоячей волны (КСВ) всех разогранных плеч $L_{раз} = 10 \lg P_1/P_2$ [дБ]. Перечисленные параметры моста являются частотно-зависимыми, поэтому мост обычно характеризуют значениями δ_{max} , $\Delta\theta_{max}$, ρ_{max} и $L_{раз min}$ в рабочей полосе частот $\Pi_{раб}$. При точных расчетах потерь в элементах схемы следует учитывать также потери моста $L_m = 10 \times \lg P_1/(P_3 + P_4)$ [дБ].

Напомним, что при выполнении разного рода расчетов с использованием параметров моста δ , $L_{раз}$, L_m (представляющих собой отношения мощностей и поэтому определяемых в децибелах) значения этих параметров необходимо переводить в безразмерные единицы.

Наибольшее распространение в СВЧ ИС получили квадратные (или шлейфные) и кольцевые мосты. Квадратный мост представляет собой четырехплечное устройство, в котором два параллельных отрезка МПЛ параллельно соединены между собой несколькими шлейфами (минимум двумя), имеющими длину и интервал между ними равными четверти длины волны в линии $\Lambda_0/4$ на средней частоте рабочего диапазона волн (рис. 3.28). Квадратный мост является квадратурным, т. е. сдвиг фаз колебаний в выходных плечах $\theta_0 = \pi/2$. Как видно из рис. 3.28, он полностью симметричен, поэтому его свойства одинаковы со стороны любого плеча. Мощность, поданная, например, в плечо 1, распределяется поровну между плечами 3, 4 и не поступает в плечо 2 из-за противофазности возникающих в нем СВЧ колебаний.

Отражения мощности во входном плече 1 при этом не происходит, т. е. КСВ этого плеча $\rho_1 = 1$.

Для получения таких свойств моста волновые сопротивления составляющих его отрезков основных линий (W_n) и шлейфов (W_m) должны находиться в определенном соотношении с волновым сопротивлением подводящих линий (W). Для двух- и трехшлейфных мостов (используемых чаще всего) требуемые величины этих сопротивлений в виде нормированных значений W_n/W , W_m/W указаны на рис. 3.28, б у соответствующих отрезков линий. Поэтому проектирование этих мостов после задания сопротивления W (обычно $W = 50$ Ом) сводится к вычислению $W_n = 0,707 W$,

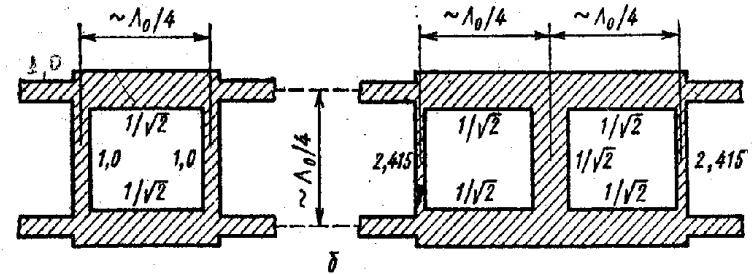
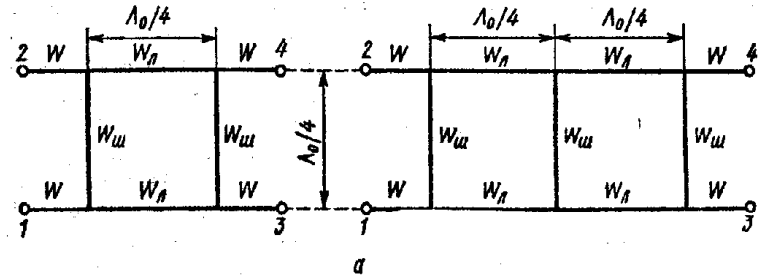


Рис. 3.28. Эквивалентная схема двух- и трехшлейфного квадратного моста (а) и топологическая схема полоскового проводника (б).

$W_m = 2,415 W$ и определению с помощью рис. 3.25 или формулы (3.58 б) размеров МПЛ (h , w), обеспечивающих такие волновые сопротивления, т. е. сводится к проектированию МПЛ. Размер $\Lambda_0/4$ на топологической схеме рис. 3.28 задают между осями шлейфов и подводящих линий.

Пример 3.6. Требуется спроектировать трехшлейфный мост для работы в 3-см диапазоне волн со средней частотой $f_0 = 9,37$ ГГц ($\Lambda_0 = 3,2$ см).

Исходные данные: подложка из поликора ($\epsilon = 9,8$) толщиной $h = 0,5$ мм; волновое сопротивление подводящих линий $W = 50$ Ом (ширина полоскового проводника $w = 0,47$ мм).

Расчет.

1. В соответствии с рис. 3.28, б определяем волновые сопротивления основной линии $W_n = 0,707 \cdot 50 = 35,4$ Ом и двух крайних шлейфов $W_m = 2,415 \cdot 50 = 121$ Ом (для среднего шлейфа $W_m =$

$= W_n$). Из рис. 3.25 видно, что для заданных величин ϵ и h подложки и при минимальной ширине полоскового проводника $w = 0,1$ мм, еще допустимой с точки зрения потерь проводимости МПЛ и практической возможности качественного изготовления линии, волновое сопротивление МПЛ будет равно $W \approx 90$ Ом, что меньше требуемой величины 121 Ом. Следовательно, необходимо снизить волновое сопротивление подводящих линий.

Для этого между исходной подводящей линией с $W = 50$ Ом и основной линией моста следует включить трансформирующий четвертьволновый отрезок МПЛ (рис. 3.29), волновое сопротивление

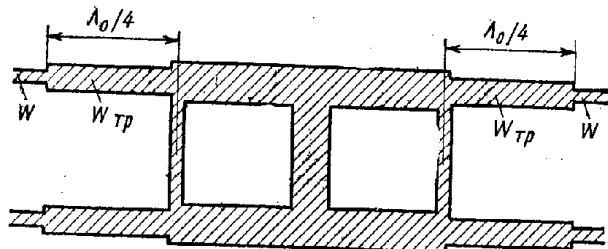


Рис. 3.29. Трехшлейфный квадратный мост с трансформирующими четвертьволновыми отрезками МПЛ в подводящих линиях.

которого определим из условия практической реализуемости крайних шлейфов моста. С учетом сказанного зададим для последних ширину полоски $w = 0,1$ мм ($w/h = 0,2$) и по формуле (3.58) найдем

$$W_n = \frac{377}{\sqrt{9,8 \cdot 0,2 (1 + 1,735/9,8^{0,0724} \cdot 0,2^{0,836})}} = 90,4 \text{ Ом.}$$

2. Из соотношения $W_n = 2,415 W$ определим требуемое значение волнового сопротивления подводящих линий $W_1 = 90,4/2,415 = 37,4$ Ом.

3. Теперь вычислим волновое сопротивление трансформирующего отрезка линии по известному равенству $W_{тр} = \sqrt{W W_1} = \sqrt{50 \cdot 37,4} = 43,2$ Ом.

4. Необходимое отношение размеров трансформирующего отрезка МПЛ найдем по формуле (3.586) $w/h = (314/43,2\sqrt{9,8}) - 1 = 1,32$, откуда получаем $w = 1,32 \cdot 0,5 = 0,66$ мм.

5. Далее рассчитаем волновое сопротивление и ширину полоска основной линии и среднего шлейфа моста: $W_n = W_1/\sqrt{2} = 37,4/\sqrt{2} = 26,5$ Ом; $w/h = (314/26,5\sqrt{9,8}) - 1 = 2,79$; $w = 2,79 \cdot 0,5 = 1,39$ мм.

6. Размеры четвертьволновых отрезков элементов моста вычислим по формулам (3.55), (3.56). Основная линия: $e_s = 0,5 [1 + 9,8 + (9,8 - 1) / \sqrt{1 + 10/2,79}] = 7,45$; $\Lambda_n/4 = 32/4\sqrt{7,45} = 2,93$ мм. Крайние шлейфы: $e_s = 6,02$; $\Lambda_n/4 = 3,25$ мм. Трансформирующие отрезки: $e_s = 6,8$; $\Lambda_{тр}/4 = 3,07$ мм.

Рассмотренные свойства квадратного моста реализуются на средней частоте f_0 . При этом предполагается, что потери в нем отсутствуют, а нагрузки всех плеч согласованы. При отклонении частоты от f_0 параметры моста ухудшаются, причем трехшлейфный мост имеет большую полосу пропускания, чем двухшлейфный. Например, в относительной полосе рабочих частот $P_{раб}/f_0 = 12\%$ параметры двух- и трехшлейфного мостов соответственно равны: КСВ $\rho = 1,26$; 1,03; разбаланс амплитуд $\delta = 0,24$; 0,12 дБ; развязка изолированного плеча $L_{раз} = 19$; 37 дБ. С другой стороны, двухшлейфный мост имеет меньшие потери L_m по сравнению с трехшлейфным из-за меньшей электрической и соответственно геометрической длины. Поэтому в тех случаях, когда требуемая полоса рабочих частот не превосходит 5—7% и важны малые размеры СВЧ ИС, целесообразно использовать двухшлейфный мост. Метод расчета частотных характеристик параметров квадратного моста, а также анализ влияния рассогласования нагрузок моста на его параметры приведены в [15].

Наличие потерь в отрезках МПЛ, составляющих реальный мост, ухудшает КСВ и развязку плеч моста, но не изменяет разбаланса амплитуд [15]. Влияние потерь на параметры двухшлейфного моста на частоте f_0 рассчитывается по формулам

$$\rho = (2 + 3\alpha_1 + 3\sqrt{2}\alpha_2)/(2 + \alpha_1 + \sqrt{2}\alpha_2), \quad (3.64)$$

$$L_{раз} = 20 \lg \left\{ 2(1 + \alpha_1 + \sqrt{2}\alpha_2)/(\alpha_1 + \sqrt{2}\alpha_2) \right\} \text{ [дБ]}, \quad (3.65)$$

$$L_m = 20 \lg (1 + \alpha_1 + \sqrt{2}\alpha_2) \text{ [дБ]}, \quad (3.66)$$

где α_1 и α_2 — полные потери в шлейфе и отрезке основной линии моста соответственно, Нп.

Пример 3.7. Требуется спроектировать двухшлейфный мост для работы в 2-см диапазоне волн со средней частотой $f_0 = 13$ ГГц ($\lambda_0 = 2,3$ см) и рассчитать его параметры на этой частоте с учетом потерь.

Исходные данные: подложка из феррита толщиной $h = 0,5$ мм имеет $\epsilon = 9$ и $\text{tg } \delta = 0,005$; материал проводников — золото; подводящие линии имеют $W = 50$ Ом.

Расчет

1. Определяем волновое сопротивление основной линии $W_n = W/\sqrt{2} = 50/\sqrt{2} = 35,5$ Ом. Для шлейфов $W_n = W = 50$ Ом.

2. По формуле (3.586) находим ширину полоски основной линии $w = 0,5 [(314/35,5\sqrt{9}) - 1] = 0,97$ мм и шлейфов $w = 0,5 [(314/50\sqrt{9}) - 1] = 0,55$ мм.

3. По формулам (3.55), (3.56) вычислим длину четвертьволновых отрезков: для основной линии $e_s = 0,5 [1 + 9 + (9 - 1) / \sqrt{1 + 10/1,94}] = 6,61$; $\Lambda_0/4 = 23/4\sqrt{6,61} = 2,23$ мм; для шлейфов $e_s = 6,26$; $\Lambda_0/4 = 2,3$ мм.

4. Рассчитаем полные потери в основной линии и шлейфе моста. Для расчета потерь проводимости из табл. 3.5 находим удельную проводимость золота $\sigma = 4,1 \cdot 10^7$ См/м и толщину скин-слоя $\delta_o = 2,49/\sqrt{13} = 0,69$ мкм. По формуле (3.60) определим поверхностное сопротивление проводника $R_n = 1/4,1 \cdot 10^7 \cdot 0,69 \times 10^{-6} = 0,0352$ Ом/□, а по формуле (3.59) — погонные потери проводимости МПЛ основной линии $\beta_{\Phi n} = 8,68 \cdot 0,0352/35,5 \times 0,097 = 0,089$ дБ/см и шлейфа $\beta_{\Phi n} = 8,68 \cdot 0,0352/50 \cdot 0,055 = 0,111$ дБ/см. Потери проводимости отрезка основной линии и шлейфа соответственно равны $\alpha_{2n} = \beta_{\Phi n} l = 0,089 \cdot 0,223 = 0,02$ дБ, $\alpha_{1n} = 0,111 \cdot 0,23 = 0,026$ дБ (l — длина отрезка МПЛ).

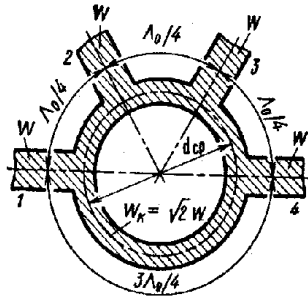


Рис. 3.30. Топологическая схема полоскового проводника кольцевого моста.

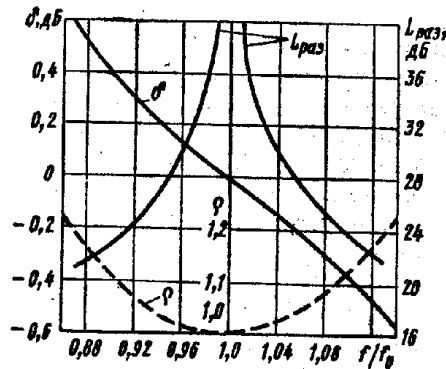


Рис. 3.31. Частотные характеристики параметров кольцевого моста без потерь (нагрузки плеч согласованы).

5. Аналогичным образом вычислим диэлектрические потери отрезков МПЛ моста, используя формулу (3.62). Потери основной линии

$$\alpha_{2д} = \beta_{\Phi д} l = 0,223 \cdot 27,3 \frac{9 \cdot 0,005}{0,892} \frac{\sqrt{1+10/1,94}+1}{9+\sqrt{1+10/1,94}-1} = 0,102 \text{ дБ.}$$

Потери шлейфа

$$\alpha_{1д} = 0,23 \cdot 27,3 \frac{9 \cdot 0,005}{0,92} \frac{\sqrt{1+10/1,1}+1}{9+\sqrt{1+10/1,1}-1} = 0,115 \text{ дБ.}$$

В данном случае из-за большой величины $\text{tg} \delta$ ферритовой подложки диэлектрические потери больше потерь проводимости.

6. Полные потери шлейфа и основной линии моста соответственно равны: $\alpha_1 = \alpha_{1д} + \alpha_{1н} = 0,026 + 0,115 = 0,141$ дБ = $0,016$ Нп; $\alpha_2 = \alpha_{2д} + \alpha_{2н} = 0,02 + 0,102 = 0,122$ дБ = $0,014$ Нп.

7. Далее по формулам (3.64) — (3.66) рассчитаем: КСВ входных плеч моста $\rho = (2 + 3 \cdot 0,016 + 3\sqrt{2} \cdot 0,014) / (2 + 0,016 + \sqrt{2} \cdot 0,014) = 1,07$, развязку изолированного плеча $L_{\text{раз}} = 20 \lg [2(1 + 0,016 + \sqrt{2} \cdot 0,014) / (0,016 + \sqrt{2} \cdot 0,014)] =$

$= 35,2$ дБ и потери моста $L_m = 20 \lg (1 + 0,016 + \sqrt{2} \cdot 0,014) = 0,3$ дБ. Эти параметры моста соответствуют средней частоте f_0 рабочей полосы частот. При отсутствии потерь они были бы равны $\rho = 1$, $L_{\text{раз}} = \infty$, $L_m = 0$ дБ.

Кольцевой мост представляет собой сочленение четырех параллельных Т-тройников, боковые плечи которых соединены последовательно и образуют замкнутое кольцо (рис. 3.30). Длина средней окружности кольца обычно равна $l_{\text{ср}} = \pi d_{\text{ср}} = 3 \Lambda_0/2$, а расстояние между ближайшими плечами моста вдоль этой окружности одинаково и равно $\Lambda_0/4$, где Λ_0 — длина волны в МПЛ на средней частоте f_0 . Поэтому мощность, поданная в любое плечо (например, в плечо 1), будет делиться поровну между двумя ближайшими справа и слева плечами 2 и 4, а плечо 3 будет изолировано, так как в его плоскости фазы колебаний, приходящих справа и слева, всегда противоположны (разность хода $\Lambda_0/2$). Очевидно также, что сигнал, подведенный к плечу 2 или 3, будет распределяться между смежными плечами синфазно, а при его подаче в плечо 1 или 4 — противофазно. Таким образом, кольцевой мост является синфазно-противофазным.

Согласование всех плеч кольцевого моста достигается, когда соотношение волновых сопротивлений линии кольца и подводящих линий равно $W_k / W = \sqrt{2}$ (рис. 3.30). Поэтому проектирование кольцевого моста, как и квадратного, сводится к проектированию МПЛ с заданным волновым сопротивлением.

В кольцевом мосте без потерь и при согласованных нагрузках плеч параметры на частоте f_0 равны: $\delta = \Delta\theta = 0$, $L_{\text{раз}} \rightarrow \infty$, $\rho = 1$. При отклонении от частоты f_0 развязка плеч $L_{\text{раз}}$ уменьшается, возникает разбаланс амплитуд и фаз ($\delta \neq 0$, $\Delta\theta \neq 0$), КСВ возрастает (рис. 3.31). Соотношения для расчета частотных зависимостей параметров моста приведены в [15, 27]. В [15] для частоты f_0 даны также расчет и анализ влияния рассогласования нагрузок плеч на параметры моста. Для примера приведем результаты расчета параметров моста на $f_0 = 10$ ГГц для двух значений отклонений от средней частоты $\Delta f_0/f_0 = 1,7$ и $3,4\%$ соответственно: $\delta = 0,025$; $0,14$ дБ; $\Delta\theta = 2$; 4° ; $L_{\text{раз}} = 35,2$; $29,3$ дБ.

Параметры моста на частоте f_0 с учетом потерь в линии кольца можно рассчитать по следующим формулам:

$$\rho = (13\sqrt{2}\alpha + 4) / (11\sqrt{2}\alpha + 4), \quad (3.67)$$

$$\delta = 20 \lg [(4\alpha + \sqrt{2}) / (3\alpha + \sqrt{2})] \quad [\text{дБ}], \quad (3.68)$$

$$L_{\text{раз}} = 20 \lg [(12\sqrt{2}\alpha + 4) / \sqrt{2}\alpha] \quad [\text{дБ}], \quad (3.69)$$

$$L_m = 10 \lg [(6\sqrt{2}\alpha + 2)^2 / (25\alpha^2 + 14\sqrt{2}\alpha + 4)] \quad [\text{дБ}]. \quad (3.70)$$

где α — полные потери отрезка линии кольца длиной $\Lambda_0/4$, Нп.

Как показывают расчетные данные, при $\alpha > 0,015$ Нп параметры моста заметно ухудшаются.

Пример 3.8. Требуется спроектировать кольцевой мост для работы в 2-см диапазоне волн со средней частотой $f_0 = 15$ ГГц ($\lambda_0 = 2$ см) и рассчитать его параметры с учетом потерь.

Исходные данные: подложка из поликора толщиной $h = 0,5$ мм, $\epsilon = 9,8$, $\text{tg } \delta = 10^{-4}$. Материал проводников — медь. Волновое сопротивление подводящих линий $W = 50$ Ом.

Расчет.

1. Определяем волновое сопротивление кольцевой линии $W_K = \sqrt{2} \cdot 50 = 70,7$ Ом.

2. Из рис. 3.25 для $\epsilon = 9,8$ находим отношение размеров МПЛ: для $W = 50$ Ом $w/h = 0,94$, для $W_K = 70,7$ Ом $w_K/h = 0,41$. Отсюда ширина полосков $w = 0,5 \cdot 0,94 = 0,47$ мм, $w_K \approx 0,21$ мм.

3. По формулам (3.55), (3.56) вычисляем длину волны в кольцевой линии: $\epsilon_0 = 0,5 [1 + 9,8 + (9,8 - 1) / \sqrt{1 + 10 \cdot 0,5/0,21}] = 6,29$; $\lambda_0 = 2 / \sqrt{6,29} = 0,8$ см.

4. Длина средней окружности кольца $l_{cp} = 3 \lambda_0 / 2 = 1,5 \times 0,8 = 1,2$ см, ее диаметр $d_{cp} = 1,2 / \pi = 0,382$ см.

5. Рассчитываем полные потери α четвертьволнового отрезка $\lambda_0/4 = 2$ мм кольцевой линии. Для расчета потерь проводимости из табл. 3.5 находим удельную проводимость меди $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$ См/м и толщину скин-слоя $\delta_c = 2,09 / \sqrt{15} = 0,54$ мкм. По формуле (3.60) вычисляем поверхностное сопротивление проводника $R_{\Pi} = 1/5,8 \cdot 10^7 \cdot 0,54 \cdot 10^{-4} = 0,032$ Ом/□, а по формуле (3.59) — погонные потери проводимости $\beta_{\phi \Pi} = 8,68 \cdot 0,032 / 70,7 \times 0,21 = 0,0187$ дБ/мм.

6. Погонные диэлектрические потери определяем по (3.62).

$$\beta_{\phi \Delta} = 27,3 \frac{9,8 \cdot 10^{-4}}{8} \cdot \frac{\sqrt{1 + 10 \cdot 0,5/0,21} + 1}{9,8 + \sqrt{1 + 10 \cdot 0,5/0,21} - 1} = 0,00145 \frac{\text{дБ}}{\text{мм}}$$

Из сравнения величин $\beta_{\phi \Delta}$ и $\beta_{\phi \Pi}$ видно, что диэлектрическими потерями можно пренебречь по сравнению с потерями проводимости.

7. Тогда полные потери четвертьволнового отрезка кольцевой линии равны $\alpha = \beta_{\phi \Pi} \cdot 2 = 0,0374$ дБ = 0,0043 Нп.

8. Параметры кольцевого моста на частоте f_0 рассчитываем по формулам (3.67) — (3.70):

$$\rho = (13 \sqrt{2} \cdot 0,0043 + 4) / (11 \sqrt{2} \cdot 0,0043 + 4) \approx 1,$$

$$\delta = 20 \lg [(4 \cdot 0,0043 + \sqrt{2}) / (3 \cdot 0,0043 + \sqrt{2})] \approx 0 \text{ дБ},$$

$$L_{\text{раз}} = 20 \lg [(12 \sqrt{2} \cdot 0,0043 + 4) / \sqrt{2} \cdot 0,0043] = 56,6 \text{ дБ},$$

$$L_{\text{м}} = 10 \lg [(6 \sqrt{2} \cdot 0,0043 + 2)^2 / (25 \cdot 0,0043^2 + 14 \sqrt{2} \cdot 0,0043 + 4)] \approx 0,04 \text{ дБ}.$$

Из полученных данных видно, что потери моста $L_{\text{м}}$ приблизительно равны потерям четвертьволнового отрезка кольцевой ли-

нии α . Последние же достаточно малы, вследствие чего остальные параметры моста на частоте f_0 близки к параметрам моста без потерь. Поэтому параметры такого моста в полосе рабочих частот соответствуют значениям, показанным на рис. 3.31.

Сравнительный анализ параметров кольцевого и двухшлейфового мостов показал, что первый имеет большую полосу пропускания, чем второй, т. е. одно и то же ухудшение параметров по срав-

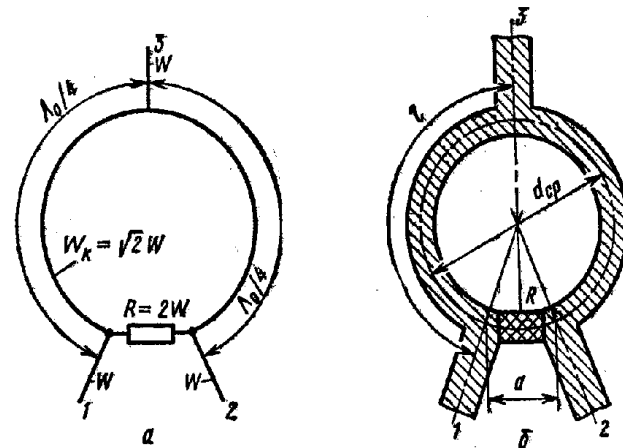


Рис. 3.32. Эквивалентная (а) и топологическая (б) схемы кольцевого делителя мощности:

R — плечевой резистор с сопротивлением $2W$.

нению с их величиной на средней частоте f_0 в кольцевом мосте происходит в более широкой полосе частот, чем в двухшлейфовом. Кроме того, кольцевой мост менее критичен к отклонению от номинальных размеров по сравнению с двухшлейфовым. Трехшлейфовый мост приблизительно идентичен кольцевому по полосе пропускания, но, как и двухшлейфовый, требует более жестких допусков на изготовление. С другой стороны, кольцевые мосты из-за разнонаправленности плеч обычно менее удобны для компоновки СВЧ ИС по сравнению с квадратными мостами. Это особенно относится к случаям их использования в балансных смесителях.

Делители мощности используют для распределения СВЧ мощности (принимаемого сигнала или гетеродина) между двумя или несколькими каналами в заданном соотношении. Весьма часто требуется делить мощность между двумя каналами поровну, т. е. с ослаблением 3 дБ (например, мощность гетеродина между двумя смесителями). Для этого, в частности, можно использовать СВЧ мост с согласованной нагрузкой в изолированном плече.

Более простым и миниатюрным делителем мощности СВЧ пополам является кольцевой делитель (рис. 3.32). Он представляет со-

бой трехплечный СВЧ элемент (шестиполосник), состоящий из параллельного Т-тройника, боковые плечи которого связаны между собой активным сопротивлением R на расстоянии $\Lambda_0/4$ (для средней частоты f_0) от места их разветвления у плеча 3. При волновом сопротивлении кольца, равно $W_k = \sqrt{2W}$, и сопротивлении $R = 2W$ кольцевой делитель обладает следующими свойствами.

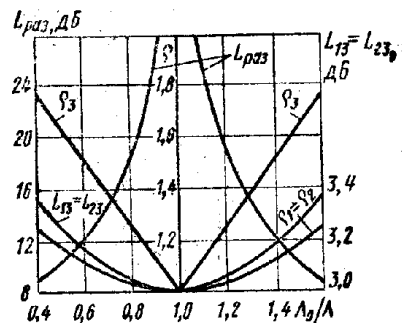


Рис. 3.33 Частотные характеристики параметров кольцевого делителя без потерь.

3 дБ (вторая половина мощности сигнала поглощается в резисторе R) и почти не проходит в плечо 2 (или 1).

Частотные характеристики параметров кольцевого делителя без потерь (рис. 3.33) рассчитываются по формулам, приведенным в [15]. Как видно из рис. 3.33, кольцевой делитель имеет весьма широкую полосу пропускания. В частности, при $L_{раб} \geq 20$ дБ и $\rho_3 \leq 1,22$ его полоса рабочих частот $P_{раб}/f_0 = 36\%$.

Активные потери в кольцевой линии незначительно ухудшают параметры делителя, при этом вносимое ослабление будет возрастать на величину потерь. Например, при полных потерях отрезка кольцевой линии длиной l , лежащих в пределах $\alpha = 0,001$, $0,1$ Нп, параметры делителя на частоте f_0 равны: $\rho_{1,2} \leq 1,002$; $\rho_3 \leq 1,09$; $L_{раб} \geq 29,7$ дБ, $L_{1,3} = L_{2,3} \leq 3,88$ дБ. Расчет влияния рассогласования нагрузок на параметры делителя приведен в [15].

Если сопротивление резистора R можно считать сосредоточенным, т. е. если его длина значительно меньше $\Lambda_0/2$ (рис. 3.32, б), то длина кольцевого отрезка линии $l = \Lambda_0/4$. В противном случае для сохранения описанных свойств кольцевого делителя, т. е. для компенсации сдвига фазы, вносимого резистором, необходимо увеличить длину кольцевой линии так, чтобы $2l = a + \Lambda_0/2$. При этом требуемый диаметр средней окружности кольца определяется из соотношения $\pi d_{ср} \approx 2a + \Lambda_0/2$. В остальном проектирование кольцевого делителя сводится к проектированию отрезков МПЛ определенной длины и волнового сопротивления (аналогично проектированию кольцевого моста) и пленочного резистора.

Элементы с сосредоточенными параметрами для СВЧ ИС

Современное технологическое оборудование для нанесения металлических и диэлектрических пленок позволяет изготавливать пленочные индуктивности L , конденсаторы C и резисторы R столь малых размеров, что их можно считать сосредоточенными вплоть до $\lambda \approx 3$ см. Это означает, что геометрические размеры таких элементов составляют малую долю длины волны колебаний — меньше $0,1\lambda$. Использование сосредоточенных L , C , R вместо микропо-

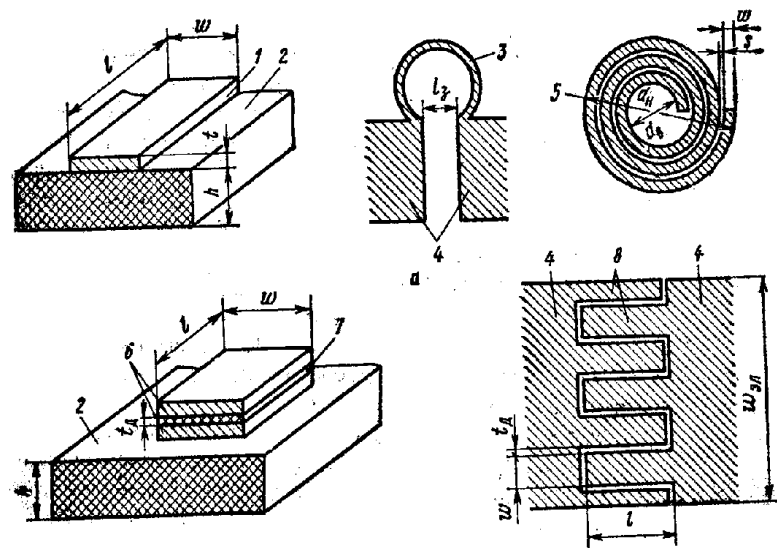


Рис. 3.34. СВЧ индуктивности (а) и конденсаторы (б) с сосредоточенными параметрами:

1 — пленочный микрополосковый проводник, создающий индуктивность; 2 — диэлектрическая подложка; 3 — одновитковая индуктивность из проводника l ; 4 — полосковые выводы; переходящие в МПЛ; 5 — индуктивность в форме плоской спирали из проводника; 6 — пленочные металлические обкладки конденсатора; 7 — диэлектрическая пленка; 8 — пленочные металлические штыри гребенчатого конденсатора.

лосковых элементов (элементов с распределенными параметрами) приводит к уменьшению размеров СВЧ ИС, повышению плотности их упаковки, снижению в ряде случаев стоимости этих схем и, что особенно важно, к увеличению полосы пропускания СВЧ ИС [19,26]. Последнее обусловлено тем, что добротность колебательного контура на элементах с распределенными параметрами при одном и том же активном сопротивлении потерь всегда выше добротности контура на сосредоточенных L , C .

Сосредоточенная индуктивность L может быть реализована в виде прямолинейного пленочного проводника, одновитковой или многовитковой спиральной плоской катушки (в зависимости от требуемой величины L), наносимых на поверхность диэлектрической

подложки (рис. 3.34, а). Индуктивность прямолинейного проводника длиной l и шириной w равна (рис. 3.35) [23, 26]

$$L \approx 2l (\ln l/w + 1,193 + 0,224 w/l) \text{ [нГ]}, \quad (3.71)$$

где размеры выражены в сантиметрах, при этом предполагается что $l \ll w$. Индуктивность одновитковой катушки рассчитывается по этой же формуле, если диаметр витка много больше w . Пря-

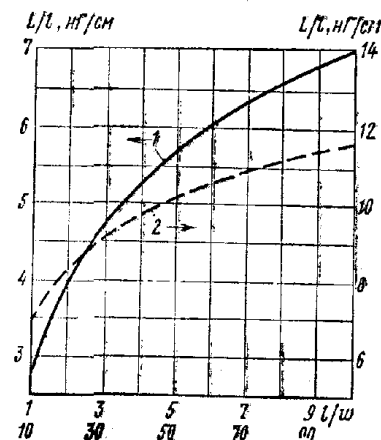


Рис. 3.35. Зависимость погонной индуктивности прямолинейного ленточного проводника от его размеров: 1 — для $l/w = 1...10$; 2 — для $l/w = 10...100$

молинейной индуктивности определяется соотношением

$$Q \approx 1,4Lw \sqrt{f} / k l \sqrt{\rho}, \quad (3.73)$$

где L — индуктивность, нГ; f — частота, ГГц; ρ — удельное сопротивление проводника, Ом·см (см. табл. 3.5); $k = 1,3... 2$ — поправочный коэффициент, учитывающий вытеснение тока из углов пологого проводника и зависящий от отношения w/t . При $w/t = 1... 5$; $5...10$; $10...20$ и $20...100$ величина k соответственно равна $1,3...1,4$; $1,4...1,6$; $1,6...1,7$ и $1,7...2$. Добротность многовитковой спиральной катушки, как показывает анализ, оказывается максимальной при $d_n/d_b = 5$ и в этом случае равна

$$Q_{\max} = 2,4w \sqrt{Lf} / k \sqrt{\rho d_n}, \quad (3.74)$$

где w , d_n измерены в сантиметрах, L — в наногенри, f — в гигагерцах, ρ — в омах, умноженных на сантиметр. Добротность индуктивностей зависит от частоты (пропорциональна \sqrt{f}) и на $f = 2$ ГГц лежит в пределах от 50 до нескольких сот единиц.

Формулы (3.71), (3.72) справедливы, когда вблизи индуктивностей нет заземленных проводников и поверхностей. Чтобы влия-

ние последних на величину L можно было пренебречь, расстояние от индуктивности до ближайшего заземленного проводника на поверхности подложки должно быть больше $5w$, а расстояние до заземленной поверхности под индуктивностью должно превышать $20w$. Последнее означает, что при наличии на обратной стороне подложки заземленной поверхности толщина подложки должна быть $h > 20w$. В противном случае величина L будет меньше рассчитанной по формулам (3.71), (3.72).

$$L = 5n^2 (d_n + d_b)^2 / (15d_n - 7d_b) \text{ [нГ]}, \quad (3.72)$$

где n — число витков спирали; d_n и d_b — наружный и внутренний диаметры спирали, мм (рис. 3.34, а).

Ширина пленочных проводников сосредоточенных индуктивностей составляет обычно $w = 0,1... 0,2$ мм, толщина проводника, как и в МПЛ, должна быть $t \geq (3...5) \delta_c$, где δ_c — толщина скин-слоя. Добротность прямоли-

нейной индуктивности определяется соотношением

Пример 3.9. Требуется рассчитать размеры и добротность одновитковой индуктивности.

Исходные данные: $L = 1,6$ нГ на частоте $f = 3$ ГГц ($\lambda = 10$ см). Материал проводника — медь.

Расчет

1. Полагаем средний диаметр витка $d_{cp} \gg w$. Поэтому расчет размеров проводим так же, как для прямолинейного проводника. Выбираем отношение размеров проводника $l/w = 20$ и по рис. 3.35 находим $L/l = 8,4$ нГ/см. Требуемая длина проводника $l = 1,6/8,4 = 0,19$ см = 1,9 мм.

2. Выбираем ширину зазора между выводами витка (рис. 3.34, а) $l_3 = 0,5$ мм. Тогда суммарная средняя длина окружности витка $l_{cp} = l + l_3 = 2,4$ мм, откуда находим $d_{cp} = l_{cp}/\pi = 2,4/3,14 = 0,765$ мм. Ширина проводника $w = l/20 = 0,095$ мм = 95 мкм. Отношение $d_{cp}/w = 8,05$, т. е. можно считать диаметр d_{cp} много больше ширины w .

3. Из табл. 3.5 находим для меди удельное сопротивление $\rho = 1/\sigma = 1/5,8 \cdot 10^5 = 1,72 \cdot 10^{-6}$ Ом·см и толщину скин-слоя $\delta_c = 2,09/\sqrt{3} = 1,21$ мкм. Толщину проводника берем равной $t = 5 \delta_c \approx 6$ мкм.

4. Добротность индуктивности рассчитываем по формуле (3.73), в которой для $w/t = 95/6 \approx 16$ принимаем коэффициент $k = 1,65$:

$$Q = 1,4 \cdot 1,6 \sqrt{3} / (1,65 \cdot 20 \sqrt{1,72 \cdot 10^{-6}}) = 90.$$

Пример 3.10. Требуется рассчитать размеры и добротность спиральной катушки индуктивности (рис. 3.34, а).

Исходные данные: $L = 50$ нГ на частоте $f = 3$ ГГц; материал проводника — медь.

Расчет

1. Задаемся отношением наружного и внутреннего диаметров спирали $d_n/d_b = 5$ (для получения максимальной добротности) и внутренним диаметром $d_b = 0,5$ мм, тогда $d_n = 2,5$ мм.

2. С помощью формулы (3.72) находим необходимое число витков катушки

$$n = \sqrt{L(15d_n - 7d_b) / 5(d_n + d_b)^2} = \sqrt{50(15 \cdot 2,5 - 7 \cdot 0,5) / 5(2,5 + 0,5)^2} = 6,2.$$

3. Выбираем ширину зазора между соседними витками спирали равной $s = 0,5 w$. Число витков зазора на единицу меньше числа витков проводника n . Поэтому $(d_n - d_n) / 2 = n w (n - 1) s = = 0,5 w^2 n(n - 1)$. Отсюда находим

$$w = \sqrt{(d_n - d_n) / 2 \cdot 0,5 n (n - 1)} = \sqrt{(2,5 - 0,5) / 6 \cdot 2 \cdot 5 \cdot 2} = 0,25 \text{ мм};$$

$$s = 0,125 \text{ мм}.$$

4. Как и в примере 3.9, принимаем $\rho = 1,72 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{см}$ и $t = 5\delta_c = 6 \text{ мкм}$. Тогда $w/t = 250/6 \approx 42$ и значение k для расчета добротности принимаем равным 1,8.

5. Добротность катушки индуктивности вычисляем по формуле (3.74):

$$Q_{\max} = 2,4 \cdot 0,025 \sqrt{50 \cdot 3} / 1,8 \sqrt{1,72 \cdot 10^{-6} \cdot 0,25} = 622.$$

Сосредоточенные емкости (конденсаторы) бывают двух типов: трехслойные и однослойные, или гребенчатые (рис. 3.34, б). Первые представляют собой обычные плоские конденсаторы, состоящие из двух металлических пленок-обкладок, разделенных тонкой (меньше 1 мкм) диэлектрической пленкой, например, из двуокиси кремния (SiO_2). Для них характерны значительные емкости (десятки пикофард) при малых размерах, поэтому они являются сосредоточенными вплоть до очень высоких частот, однако технология их изготовления сложнее гребенчатых, так как они состоят из трех слоев. Гребенчатые конденсаторы имеют емкость от сотых долей до 10 пФ, являются сосредоточенными до $f = 1 - 3 \text{ ГГц}$ и занимают большую площадь на подложке, чем трехслойные [19,26].

Емкость трехслойного конденсатора рассчитывается по формуле плоского конденсатора $C = \epsilon \epsilon_0 S / t_d$, где ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрической пленки; $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$; $S = lw$ — площадь обкладок; t_d — толщина диэлектрической пленки. При использовании пленки из SiO_2 толщиной 1 мкм емкость на единицу площади равна $C = 35,5 \text{ пФ/мм}^2$. Добротность конденсатора Q определяется потерями проводимости в обкладках (Q_n) и диэлектрическими потерями в диэлектрической пленке (Q_d), так что

$$1/Q = 1/Q_n + 1/Q_d, \quad (3.75)$$

где $Q_n = 1/\omega RC$; $Q_d = 1/\text{tg} \delta$; $R = 4R_n l / 3nw$ — сопротивление проводника обкладки, а R_n рассчитывается по формуле (3.60). Добротность Q_d пленки из SiO_2 лежит в пределах от 20—80 до 5000 и зависит от технологии ее нанесения.

Гребенчатые конденсаторы (рис. 3.34, б) целесообразно использовать при $C < 5 \text{ пФ}$. Емкость такого конденсатора зависит от числа ячеек и размеров элементов гребенки (предполагается, что на обратной стороне подложки нет заземленной металлической пленки). Величина емкости рассчитывается по формуле [20]

$$C = 8,85 \cdot 10^{-2} l (\epsilon + 1) [2 A_1 (n - 1) + A_2] \quad [\text{пФ}], \quad (3.76)$$

где $A_1 = 0,614 (h/t_d)^{0,25} (\omega/h)^{0,439}$; $A_2 = 0,41 + 0,775 \omega / (2n - 1) \times \times (\omega + t_d)$, l — длина зубца, см; n — число ячеек гребенки, равно числу зубцов или впадин одного из электродов; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость подложки; h — толщина подложки; t_d — ширина зазора между зубцами, w — их ширина. Число ячеек гребенки равно $n = w_{\text{эл}} / 2 (\omega + t_d)$, где $w_{\text{эл}}$ — ширина электрода (подводящей линии).

Добротность гребенчатых конденсаторов имеет величину такого же порядка, что и трехслойных, и рассчитывается по той же формуле (3.75), только в этом случае эквивалентное последовательное сопротивление $R = 4R_n l / 3nw$.

Пример 3.11. Требуется рассчитать размеры и добротность гребенчатого конденсатора.

Исходные данные: емкость $C = 1,5 \text{ пФ}$ на частоте $f = 2 \text{ ГГц}$. Подложка из сапфира толщиной $h = 1 \text{ мм}$, $\epsilon = 9,9$, $\text{tg} \delta = 10^{-4}$. Материал проводника — медь, ширина электрода гребенки $w_{\text{эл}} = 1,5 \text{ мм}$.

Расчет

1. Задаемся шириной зазора между зубцами $t_d = 30 \text{ мкм}$, а ширину зубца предварительно примем равной $w \approx 5t_d = 0,15 \text{ мм}$.

2. Определяем число ячеек гребенки $n = w_{\text{эл}} / 2 (\omega + t_d) = = 1,5 / 2 (0,15 + 0,03) = 4,16$. Округляем до целого числа и принимаем для дальнейшего расчета $n = 4$. Уточняем величину w из соотношения для числа ячеек: $w + t_d = w_{\text{эл}} / 2n = 0,1875 \text{ мм}$, откуда $w = 0,1875 - 0,03 = 0,1575 \text{ мм} = 157,5 \text{ мкм}$.

3. Из формулы (3.76) находим длину зубца:

$$l = C / 8,85 \cdot 10^{-2} (\epsilon + 1) [2 A_1 (n - 1) + A_2],$$

где $A_1 = 0,614 (1/0,03)^{0,25} (0,1575/1)^{0,439} = 0,66$; $A_2 = 0,41 + + 0,775 \cdot 157,5 / (2 \cdot 4 - 1) (157,5 + 30) = 0,503$.

Тогда

$$l = 1,5 / 8,85 \cdot 10^{-2} (9,9 + 1) [2 \cdot 0,66 (4 - 1) + 0,503] = 0,35 \text{ см}.$$

4. Добротность конденсатора рассчитываем по формуле (3.75): $1/Q = \omega RC + \text{tg} \delta$, где $R = 4R_n l / 3nw$. Из табл. 3.5 находим для меди удельное сопротивление $\rho = 1,72 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{см}$ и толщину скин-слоя $\delta_c = 2,09 / \sqrt{2} = 1,48 \text{ мкм}$. Определяем $R_n = \rho / \delta_c = = 1,72 \cdot 10^{-6} / 1,48 \cdot 10^{-4} = 1,16 \cdot 10^{-2} \text{ Ом/}\square$ и $R = 4 \cdot 1,16 \times \times 10^{-2} \cdot 3,5 / 3 \cdot 4 \cdot 0,1575 = 0,086 \text{ Ом}$. Рассчитываем добротность конденсатора $Q = 1 / (6,28 \cdot 2 \cdot 10^9 \cdot 1,5 \cdot 10^{-12} \cdot 0,086 + 10^{-4}) = 581$.

Пленочные резисторы изготавливают обычно из хрома, никрома или тантала с поверхностным сопротивлением $R_n = 10 - 500 \text{ Ом/}\square$. Эти металлы отличаются хорошей стабильностью сопротивления и низким температурным коэффициентом сопротивления. Резисторы имеют прямоугольную или квадратную форму (рис. 3.36, а, 3.38, б). Сопротивление резистора равно

$R = R_n l / w$, где l , w — размеры прямоугольника резистора, причем l — размер между подводящими проводниками.

Используя рассмотренные здесь элементы L , C , R с сосредоточенными параметрами, а также ферритовые циркуляторы с сосредоточенными параметрами, подобные описанным в [19], можно создавать не только любые пассивные СВЧ ИС (рис. 3.36), но и такие же активные СВЧ ИС, как и на элементах с распределенными параметрами

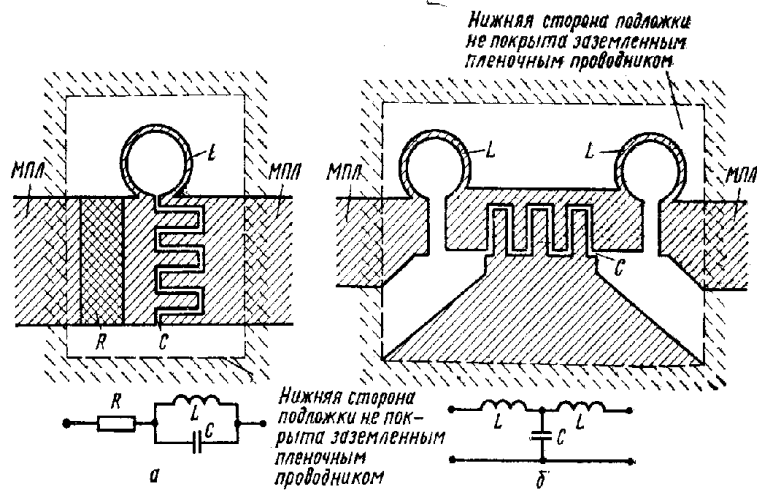


Рис. 3.36. Примеры топологических схем СВЧ ИС на элементах с сосредоточенными параметрами и их эквивалентные схемы: а — параллельный резонансный контур с последовательно включенным резистором; б — фильтр нижних частот.

рами: усилители, генераторы и др. Различные активные СВЧ ИС на элементах с сосредоточенными параметрами и их характеристики описаны в [19, 23, 26].

Микрополосковые аттенюаторы, ответвители и оконечные нагрузки

Аттенюаторы служат для уменьшения уровня мощности, проходящей через них в линию [25]. В СВЧ устройствах радиоприемников их используют для установления требуемого уровня мощности СВЧ колебаний в некоторых точках СВЧ ИС, например: мощности гетеродина, подводимой ко входу смесителя, мощности сигнала передатчика на входе радиолокационного смесителя АПЧ, мощности накачки на входе параметрического усилителя. Различают аттенюаторы постоянные (фиксированные) и переменные.

Микрополосковый постоянный аттенюатор представляет собой участок МПЛ, содержащий поглотитель СВЧ энергии в виде резистивной пленки (рис. 3.37). Последняя плавно сужается от сере-

дины к краям для обеспечения низкого КСВ со стороны входа и выхода аттенюатора. Затухание, вносимое им, зависит от поверхностного сопротивления резистивной пленки (хром, нихром, тантал), ее длины и конфигурации.

В переменных аттенюаторах поглотитель представляет собой подвижную пластину из диэлектрика с резистивным поглощающим слоем или из поглощающего материала. Поглотитель устанавливают над полосковым проводником МПЛ, которому обычно придается специальная форма (например, форму полукольцевого проводника) для увеличения затухания, вносимого поглотителем. При регулировании положения поглотителя относительно полоскового проводника МПЛ (вращением или поступательным перемещением поглотителя) вносимое затухание изменяется. Возможны и другие способы построения переменных аттенюаторов.

В качестве электрически управляемых переменных аттенюаторов в СВЧ ИС применяют также аттенюаторы на $p-i-n$ -диодах. Их расчет и проектирование рассматриваются в [30].

Ответвители мощности являются обычно направленными и представляют собой две связанные линии (восьмиполюсник), одна из которых — основная — включается в МПЛ, откуда отводят часть мощности, другая — побочная — эту мощность отводит в требуемую часть устройства. Примером направленного ответвителя является шлейфный ответвитель, частным случаем которого является шлейфный мост (рис. 3.28), имеющий переходное ослабление (соотношение уровней мощности в выходных плечах основной и побочной линий) $L_{п.о} = 3$ дБ. Переходное ослабление шлейфных ответвителей зависит от волновых сопротивлений входящих в них отрезков линий и шлейфов. Обычно в направленных ответвителях $L_{п.о} = 10...30$ дБ. Расчет и проектирование микрополосковых направленных ответвителей рассмотрены в [15, 27, 28]. Направленные ответвители включают в СВЧ ИС для ответвления части мощности сигнала, например, чтобы измерить его частоту, спектр и другие параметры.

Оконечные нагрузки используют в СВЧ устройствах в качестве согласованных поглотителей СВЧ энергии [25], например, в свободном плече направленного ответвителя либо СВЧ моста. работающего в качестве делителя мощности. Микрополосковые нагрузки представляют собой слабо отражающие поглотители СВЧ энергии ($K_{СВ} < 1,1...1,2$), выполненные в виде пленки из резистивного материала. Нагрузки могут быть распределенными и сосредоточенными (рис. 3.38). В первых (рис. 3.38, а) поглотитель имеет вид плавно расширяющейся резистивной пленки, что обеспечи-

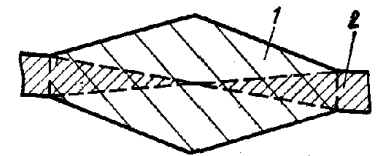


Рис. 3.37. Микрополосковый аттенюатор: 1 — резистивная пленка; 2 — полосковый проводник МПЛ.

вадет согласование поглотителя с МПЛ. Величина КСВ зависит от конфигурации, поверхностного сопротивления пленки и длины поглотителя.

В сосредоточенных нагрузках (рис. 3.38, б) используется пленочный резистор, сопротивление которого равно волновому сопротивлению МПЛ. Резистор нагружен на разомкнутый четвертьволновый отрезок МПЛ, входное сопротивление которого равно

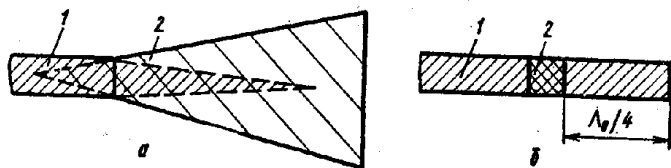


Рис. 3.38. Распределенная (а) и сосредоточенная (б) микрополосковые оконечные нагрузки:

1 — полосковый проводник МПЛ; 2 — резистивная пленка.

нулю, что обеспечивает для токов СВЧ короткое замыкание выходного зажима резистора с заземленным проводником МПЛ. Расчет резистора для такой нагрузки производят аналогично рассмотренному на с. 149.

Изгибы и разомкнутые отрезки микрополосковых линий

В СВЧ ИС при соединении отдельных элементов отрезками МПЛ часто приходится использовать изгибы МПЛ, особенно 90 градусные. Изгибы бывают плавные и уголкового в виде излома МПЛ (рис. 3.39).

Плавный изгиб (рис. 3.39, а) образуется путем включения в линию кольцевого отрезка МПЛ с радиусом средней окружности r . Неоднородность, вносимая в линию плавным изгибом, минимальна и весьма мала, когда длина кольцевого отрезка МПЛ равна или кратна $\lambda_g/2$.

Уголкового изгиб (рис. 3.39, б) занимает минимальную площадь на микрополосковой плате, поэтому ему часто отдают предпочтение. Для сохранения низкого КСВ в линии, т. е. для сведения к минимуму неоднородности, возникающей в месте излома МПЛ, уголкового изгиб срезают, причем глубина среза зависит от угла изгиба. Для 90-градусного изгиба оптимальному срезу соответствует $a \approx 1,4 w$ (рис. 3.39, б) [28].

Отрезки МПЛ с разомкнутым концом широко используют в СВЧ ИС: в качестве элементов согласования импедансов (например, диодных секций), в СВЧ фильтрах и др. Для создания нулевого импеданса нагрузки МПЛ (короткого замыкания для токов СВЧ) также применяют разомкнутые четвертьволновые отрезки линии, как это показано на рис. 3.38, б.

Из-за неоднородности, которую представляет собой разомкнутый конец линии, на нем накапливается избыточный электрический заряд, что эквивалентно появлению концевой сосредоточенной емкости, включенной параллельно МПЛ. Кроме того, с этого конца возникает излучение, заметное на частотах выше 1 ГГц, что увеличивает потери в линии. Сосредоточенная концевая емкость увеличивает эффективную длину линии по сравнению с физической на величину Δl , зависящую от размеров МПЛ (рис. 3.40). При проектировании разомкнутых отрезков МПЛ физическая длина l должна быть меньше расчетной на величину Δl , т. е. $l = l_{расч} - \Delta l$.

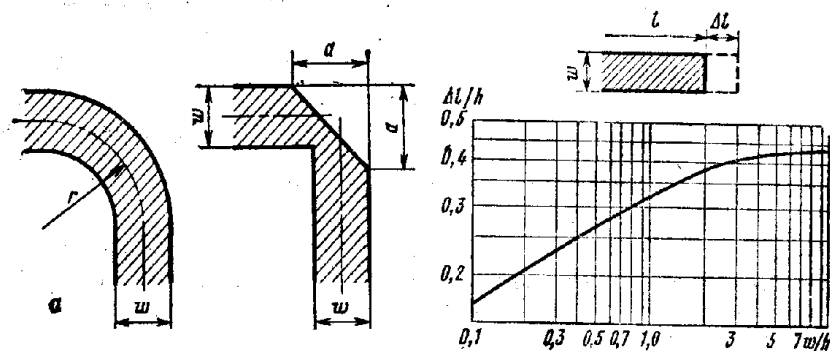


Рис. 3.39. Плавный (а) и уголкового (б) изгибы микрополосковой линии.

Рис. 3.40. Зависимость величины уменьшения Δl разомкнутого отрезка МПЛ от его размеров.

Например, для разомкнутого отрезка МПЛ, имеющего толщину подложки $h = 1$ мм и отношение $w/h = 2$, из рис. 3.40 находим, что уменьшение длины из-за концевой емкости составляет $\Delta l/h = 0,37$ и $\Delta l = 0,37 \cdot 1 = 0,37$ мм.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний. Под ред. И. Г. Бергельсона, Ю. А. Каменецкого, И. Ф. Николаевского. М., «Сов. радио», 1968. Авт.: М. Г. Агапова, В. Л. Аронов, И. Г. Бергельсон и др.
2. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах. Под ред. Р. А. Валитова. М., «Связь», 1972. Авт.: Г. П. Балан, В. Я. Баржин, Р. А. Валитов и др.
3. Фалькович С. Е., Музыка З. Н. Чувствительность радиоприемных устройств с транзисторными усилителями. М., «Энергия», 1970.
4. Арсланов М. З., Рябков В. Ф. Радиоприемные устройства. М., «Сов. радио», 1972.
5. Руденко В. М., Халяпин Д. Б., Магнушевский В. Р. Малошумящие входные цепи СВЧ приемных устройств. М., «Связь», 1971.
6. Севин Л. Полевые транзисторы. Пер. с англ. Под ред. Е. З. Мазеля. М., «Сов. радио», 1968.
7. Гозлинг В. Применение полевых транзисторов. Пер. с англ. М., «Энергия», 1970.

ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНИКОВ

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Входная цепь соединяет антенну или антенно-фидерную систему с 1-м каскадом приемника (усилителем радиочастоты или преобразователем частоты). Входные цепи можно классифицировать по ряду признаков.

По частотным диапазонам различают входные цепи приемников умеренно высоких частот (длинных, средних, коротких и метровых волн), в которых используются контуры с сосредоточенными постоянными, и приемников сверхвысоких частот (дециметровых, сантиметровых, миллиметровых волн), в которых применяются коаксиальные полосковые, микрополосковые и полые резонаторы.

По характеру используемой антенны различают входные цепи, работающие с настроенной и ненастроенной антенной. По способу настройки контуров различают входные цепи с настройкой на фиксированные частоты и диапазонные входные цепи, считая, что настройка производится изменением емкости контуров. По виду связи с антенной различают входные цепи с индуктивной, емкостной, непосредственной и комбинированной связью. По числу контуров различают в основном одноконтурные и двухконтурные входные цепи; аperiodические и многоконтурные входные цепи применяются сравнительно редко.

Исходными данными для проектирования и расчета входных цепей являются:

- активные и реактивные проводимости $1/R_A$ и $1/X_A$ антенно-фидерной цепи и их разброс;
- входные параметры 1-го каскада приемника $R_{вх}$ и $C_{вх}$ и их разброс;
- способ настройки контуров и граничные частоты диапазона или поддиапазонов (в многодиапазонных приемниках) или фиксированные частоты (при отсутствии плавной настройки);
- промежуточная частота приемника;
- число контуров входной цепи и их эквивалентные затухания;
- степень связи между контурами двухконтурной входной цепи;
- минимальный коэффициент шума 1-го каскада приемника (расчет его излагается в гл. 5);
- допустимые изменения характеристик входной цепи при перестройке по диапазону частот и изменении параметров антенны.

Приемную антенну можно представить генератором э. д. с. E_A , включенным последовательно с комплексным внутренним сопротивлением Z_A (рис. 4.1). Эта э. д. с. равна

$$E_A = h_n E, \quad (4.1)$$

8. Ричман П. Физические основы полевых транзисторов с изолированным затвором. Пер. с англ. Под ред. Г. Г. Смолко. М., «Сов. радио», 1971.

9. Кроуфорд Р. Схемные применения МОП-транзисторов. Пер. с англ. Под ред. М. С. Сонина. М., «Мир», 1970.

10. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. Под общей ред. Н. Н. Горюнова. М., «Энергия», 1972. Авт.: Н. Н. Горюнов, А. Ю. Клейман, Н. Н. Комков и др.

11. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1, 2. Пер. с англ. М., «Связь», 1971.

12. Куликовский А. А. Линейные каскады радиоприемников. М., Госэнергоиздат, 1958.

13. Крохин В. В. Элементы радиоприемных устройств СВЧ. М., «Сов. радио», 1964.

14. Орлов С. И. Расчет и конструирование коаксиальных резонаторов. М., «Сов. радио», 1970.

15. Малорацкий Л. Г., Явич Л. Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. М., «Сов. радио», 1972.

16. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. М., «Сов. радио», 1967.

17. Халяпин Д. Б. Коаксиальные и полосковые фильтры сверхвысоких частот. М., «Связь», 1969.

18. Воинов Б. С. Широкодиапазонные колебательные системы СВЧ. М., «Сов. радио», 1973.

19. Эйчисон, Дейвис, Хиггинс и др. Элементы с сосредоточенными постоянными на СВЧ. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1972, № 8, с. 88—101.

20. Бинотто, Пьясентини. Гребенчатые тонкопленочные конденсаторы. — «Зарубежная электронная техника», 1973, № 3, с. 12—19.

21. Воробьев В. В. Щелевые линии передачи и компланарные волноводы для интегральных СВЧ схем. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1972, № 5, с. 93—116.

22. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. Т. 1. М., «Высшая школа», 1970.

23. Соболев СВЧ применения технологии интегральных схем. — В кн.: Полупроводниковые приборы СВЧ. Под ред. Ф. Брэнда. Пер. с англ. Под ред. Тагера А. С. М., «Мир», 1972.

24. Шнейдер. Диэлектрические потери в гибридных ИС. — ТИИЭР, 1969, № 7, с. 99—100.

25. Клич С. М. Проектирование СВЧ устройств радиолокационных приемников. М., «Сов. радио», 1973.

26. Колтон, Гершенев, Найт, де Брехт. СВЧ интегральные схемы на элементах с сосредоточенными постоянными и перспективы их применения. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1972, № 4, с. 104—124.

27. Конструирование и расчет полосковых устройств. Под ред. И. С. Ковалева. М., «Сов. радио», 1974. Авт.: В. И. Голубев, И. С. Ковалев, Е. Г. Кузнецов и др.

28. Малорацкий Л. Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. М., «Сов. радио», 1976.

29. Музыка З. Н., Пустоваров В. Е., Сеница Б. Г. Расчет высокочастотных каскадов радиоприемных устройств на транзисторах. М., «Энергия», 1975.

30. Дзехцер Г. Б., Орлов О. С. P-1-я диоды в широкополосных устройствах СВЧ. М., «Сов. радио», 1970.

где h_d — действующая высота антенны, м; E — напряженность электрической составляющей поля сигнала в точке приема, мкВ/м.

Размеры настроенной антенны выбирают так, чтобы ее резонансная частота f_{0A} равнялась частоте принимаемого сигнала или средней частоте диапазона принимаемых частот. Внутреннее сопротивление настроенной на f_{0A} антенны (например, полуволнового вибратора или антенны профессионального приемника СВЧ) является чисто активным ($Z_A = R_A$). Если такая антенна соединена с приемником фидерной линией с волновым сопротивлением $W_\phi = R_A$ или сопротивление фидера согласовано с антенной трансформатором, то также $Z_A = R_A$. На частотах, отличных от f_{0A} , согласование антенны с фидером нарушается и мощность, отдаваемая приемнику, падает. Поэтому настроенную антенну можно использовать для приема на фиксированной частоте или в узком диапазоне частот.

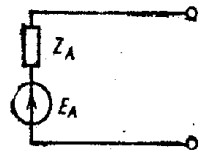


Рис. 4.1. Эквивалентная схема антенны.

При выборе размеров ненастроенной антенны таким образом, чтобы $f_{0\max} \leq 1,7 f_{0A}$, эквивалент антенны приобретает вид, показанный рис. 4.2, а. При длине антенны $l_A \ll \lambda_{\min}$ или $f_{0\max} \ll f_{0A}$ (например, при штыревых антеннах подвижных раций) мы получаем $Z_A = R_A + 1/j\omega C_A$ (рис. 4.2, б) и при $R_A \ll 1/\omega C_A$

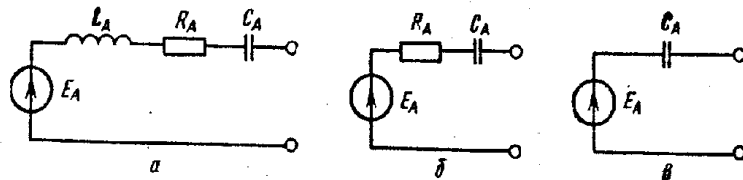


Рис. 4.2. Эквивалентные схемы ненастроенных антенн.

получаем $Z_A = 1/j\omega C_A$ (рис. 4.2, в). При рамочных магнитных антеннах $Z_A = R_A + j\omega L_A$.

При проектировании входной цепи следует выбрать способ связи входного контура с антенной; рассчитать элементы принципиальной схемы входной цепи и определить параметры входной цепи: коэффициент передачи напряжения (мощности); полосу пропускания; ослабление зеркального канала и помехи на промежуточной частоте; коэффициент шума.

4.2. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИЕМНИКОВ УМЕРЕННО ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Рассмотрим сначала одноконтурные входные цепи диапазонных приемников с ненастроенной антенной. При выборе связи контура с антенной надо иметь в виду следующее. Непосредственная связь контура с антенной (рис. 4.3) наиболее проста, но для нее харак-

терно наибольшее влияние параметров антенны на входную цепь и значительное изменение показателей входной цепи (коэффициента передачи, полосы и избирательности) по диапазону. Поэтому такая входная цепь используется в простейших дешевых переносных приемниках.

Непосредственная связь с магнитной антенной (рис. 4.4) широко используется в переносных приемниках. Магнитная антенна имеет

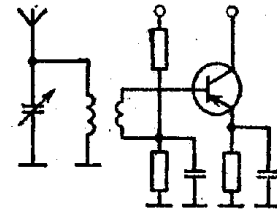


Рис. 4.3. Схема входной цепи с непосредственной связью с антенной и индуктивной связью с транзистором.

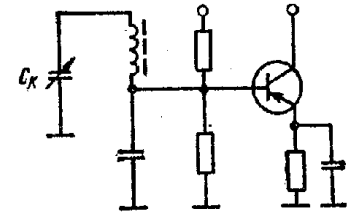


Рис. 4.4. Схема входной цепи с непосредственной связью с магнитной антенной и внутриемкостной связью с транзистором.

малые размеры, что удобно с конструктивной точки зрения. Кроме того, направленные свойства ее позволяют улучшить помехозащищенность приемника благодаря пространственной селекции.

Внешнеемкостная связь с антенной (рис. 4.5) проста, может обеспечить достаточно большой коэффициент передачи по на-

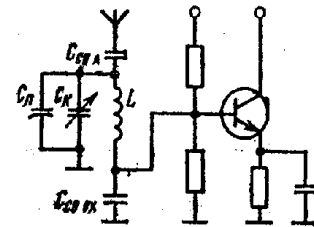


Рис. 4.5. Схема входной цепи с внешнеемкостной связью с антенной и внутриемкостной связью с транзистором.

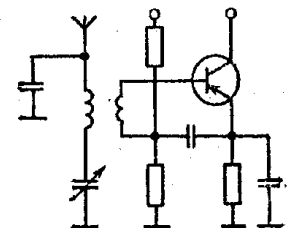


Рис. 4.6. Схема входной цепи с внутриемкостной связью с антенной и индуктивной связью с транзистором.

пряжению и высокую избирательность, но приводит к большой неравномерности параметров входной цепи по диапазону. Например, в такой цепи при $f_{0\max} < f_{0A}$ коэффициент передачи изменяется пропорционально квадрату частоты. Поэтому эта связь используется либо в низкокачественных приемниках, либо в приемниках с малыми коэффициентами перекрытия поддиапазонов.

Внутриемкостная связь с антенной (рис. 4.6) при $f_{0A} > f_{0\max}$ обеспечивает примерно постоянный коэффициент передачи по диа-

пазону. Основной недостаток этой связи заключается в том, что ее коэффициент передачи зависит от емкости антенны. Поэтому такая цепь при применении малогабаритных антенн, т. е. антенн с малой емкостью, имеет низкий коэффициент передачи. Если учесть, что действующая высота малогабаритных антенн невелика, то эффективность таких антенн при внутриемкостной связи особенно низка. Поэтому внутриемкостная связь с антенной используется редко.

Индуктивная связь с антенной (рис. 4.7) может использоваться в режиме удлинения, когда $f_{0A} < f_{0min}$, где f_{0A} — резонансная частота цепи, состоящей из антенны и катушки связи $L_{свА}$. Ра-

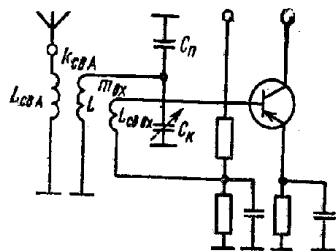


Рис. 4.7. Схема входной цепи с индуктивной связью с антенной и трансистором.

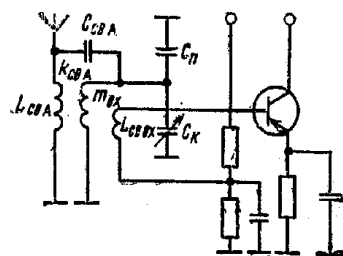


Рис. 4.8. Схема входной цепи с комбинированной связью с антенной и индуктивной связью с трансистором.

бота в режиме совпадения, когда $f_{0max} > f_{0A} > f_{0min}$, недопустима из-за большой неравномерности параметров входной цепи по диапазону.

Работа в режиме укорочения, когда $f_{0A} > f_{0max}$, возможна, но при этом коэффициент передачи изменяется пропорционально квадрату или даже кубу частоты. Поэтому режим укорочения используется редко, лишь при малом коэффициенте перекрытия диапазона или в сочетании с внутриемкостной связью контура входной цепи с трансистором, коэффициент передачи которой обратно пропорционален частоте.

Наибольшее распространение получил режим удлинения, при котором коэффициент передачи падает с частотой. Так как коэффициент усиления УРЧ растет с частотой, то в режиме удлинения входной цепи коэффициент усиления преселектора по диапазону изменяется незначительно. Недостаток индуктивной связи — пониженная избирательность на частотах, близких к резонансной частоте антенной цепи.

Комбинированная связь с антенной (рис. 4.8) сложнее рассмотренных, но обеспечивает малую неравномерность коэффициента передачи при высоких величинах коэффициента передачи и избирательности. Однако для этой связи также характерна пониженная избирательность для частот, близких к резонансной частоте антен-

ны. Комбинированная связь с антенной применяется в высококачественных радиовещательных и связанных приемниках.

Во входных цепях применяются: внутриемкостная, автотрансформаторная и трансформаторная связь контура входной цепи со входом 1-го активного элемента приемника.

Внутриемкостная связь (рис. 4.4, 4.5) характеризуется уменьшением коэффициента передачи с ростом частоты принимаемого сигнала. Поэтому такую связь целесообразно сочетать с внешнеемкостной связью входного контура с антенной или с индуктивной связью контура с антенной в режиме укорочения. При индуктивной связи контура с антенной в режиме удлинения или при комбинированной связи с антенной выгоднее использовать индуктивную (трансформаторную или автотрансформаторную) связь входной цепи с активным элементом, так как коэффициент передачи индуктивной связи не зависит от частоты. Трансформаторная и автотрансформаторная связи контура со входом активного элемента используются также при работе входной цепи с настроенной антенной. Недостатком трансформаторной связи является появление паразитного канала приема, частота которого совпадает с частотой настройки паразитного контура, образованного индуктивностью связи и входной емкостью активного элемента.

Связь контура входной цепи с антенной и входом 1-го активного элемента приемника выбирают на основании высказанных соображений. После выбора этих связей можно рассчитать входную цепь. Расчеты входных цепей многодиапазонных приемников ведутся для каждого поддиапазона.

Методика расчета одноконтурной ВЦ диапазонного приемника с внешнеемкостной связью с ненастроенной антенной (рис. 4.5)

Для настройки контура входной цепи используем секцию блока конденсаторов, выбранного при составлении структурной схемы приемника согласно рекомендациям, изложенным в гл. 1.

Вычисляем максимально допустимую емкость входной цепи:

$$C_{сх} = (C_{кmax} - k_{пд}^2 C_{кmin}) / (k_{пд}^2 - 1), \quad (4.2)$$

где $k_{пд}$ — коэффициент перекрытия поддиапазона; $C_{кmax}$ и $C_{кmin}$ — максимальная и минимальная емкости выбранного блока конденсаторов.

Определяем индуктивность контура по формуле

$$L = 2,53 \cdot 10^4 (k_{пд}^2 - 1) / f_{0max}^2 (C_{кmax} - C_{кmin}), \quad (4.3)$$

где L измерено в микрогенри; f — в мегагерцах и C — в пикофарадах.

Находим наибольшую емкость связи с антенной $C_{свАДf}$, при которой разброс емкости антенны вызывает допустимую расст-

ройку входного контура приемника, полагая, что расстройки, обусловленные разбросом емкостей антенны и входа УРЧ, одинаковы:

$$C_{св\Delta f} \leq C_{A\min} \sqrt{2d_{ар} (C_{K\min} + C_{сх}) / (C_{A\max} - C_{A\min})}. \quad (4.4)$$

Выбираем емкость связи из условия

$$C_{свA} \leq C_{св\Delta f}. \quad (4.5)$$

Вычисляем для $f_{0\max}$ коэффициент включения контура к входу УРЧ, при котором обеспечивается требуемая избирательность по зеркальному каналу:

$$m_{вхзк} = \sqrt{(R_{вх} / \omega_0 L) \{d_{ар} - d - [C_{свA} / (C_{свA} + C_{сх} + C_{K\min})]^2 R_A / \omega_0 L\}}. \quad (4.6)$$

Рассчитываем емкость связи, необходимую для получения $m_{вхзк}$:

$$C_{сввх} \geq [(C_{K\min} + C_M) (1 - m_{вхзк}^2) - C_{вх} m_{вхзк}^2] / m_{вхзк}. \quad (4.7)$$

Определяем емкость подстроечного конденсатора:

$$C_{п} = C_{сх} - C_M - m_1 m_2^2 C_A - m_{вхзк} C_{вх}, \quad (4.8)$$

где $m_1^2 = C_{свA} / C_A$; $m_2^2 = (C_{сввх} + C_{вх}) / (C_{K\min} + C_{сввх} + C_{вх})$;

$$m_{вхзк}^2 = (C_{K\min} + C_M) / (C_{K\min} + C_M + C_{вх} + C_{сввх}). \quad (4.9)$$

Если из (4.8) получим $C_{п} < 0$, то нужно уменьшить $C_{свA}$ или $m_{вхзк}$ или и то и другое. После этого нужно пересчитать $d_{ар}$.

Находим $d_{ар\min}$ для $f_{0\min}$ по формуле

$$d_{ар\min} = d + [m_{вхзк}^2 \omega_{0\min} L / R_{вх}] + [C_{свA} / (C_{свA} + C_{сх} + C_{K\max})]^2 R_A / \omega_{0\min} L \quad (4.10)$$

Если получим $d_{ар\min} < d_{ар}$, то следует уменьшить $d_{ар}$, либо увеличивая число контуров преселектора, либо увеличивая $S_{епр}$ и уменьшая $S_{епп}$.

Вычисляем коэффициент передачи входной цепи для крайних частот поддиапазона

$$K_{0вц} = 39,5 f_0^2 L C_{свA} m_{вх} / d_{ар}, \quad (4.11)$$

где L измерено в микрогенри, f_0 — в килогерцах, C — в пикофарадах,

$$m_{вх} = (C_K + C_{п} + C_M) / (C_K + C_{п} + C_M + C_{сввх} + C_{вх}). \quad (4.12)$$

Избирательность по дополнительным каналам приема проверяем согласно рекомендациям, изложенным в гл. 1.

Обобщенная расстройка, соответствующая частоте дополнительного канала приема $f_{дк}$, равна

$$\xi_{дк} = |(f_{дк} / f_{00}) - (f_{00} / f_{дк})| / d_{ар}, \quad (4.13)$$

где f_{00} — наиболее опасная частота настройки приемника, лежащая ближе всего к $f_{дк}$.

Пример 4.1. Требуется рассчитать входную цепь радиовещательного приемника IV класса (средневолнового поддиапазона).

Исходные данные: диапазон принимаемых частот от $f_{0\min} = 500$ кГц до $f_{0\max} = 1680$ кГц; промежуточная частота $f_{п} = 465$ кГц; параметры 1-го активного элемента приемника $R_{вх} = 1000$ Ом и $C_{вх} = 115$ пФ; эквивалентное затухание контура входной цепи $d_{ар} = 0,05$; собственное затухание контура $d = 0,01$; параметры антенны $R_A = 500$ Ом; $C_{A\min} = 75$ пФ и $C_{A\max} = 225$ пФ.

Расчет

Пользуясь соображениями, изложенными в § 4.1, выбираем схему рис. 4.5.

1. Выбираем двухсекционный блок конденсаторов с $C_{K\min} = 4$ пФ и $C_{K\max} = 220$ пФ.

2. Вычисляем (4.2) $C_{сх} = (220 - 3,36^2 \times 4) / (3,36^2 - 1) \approx 16,3$ пФ.

3. Определяем (4.3) $L = 2,53 \cdot 10^{-4} \times (1,68^2 - 0,5^2) / (220 - 4) \times 1,68^2 \cdot 0,5^2 \approx 427$ мкГ.

4. Находим (4.4)

$$C_{св\Delta f} \leq 7,5 \cdot 10^{-12} \sqrt{2 \cdot 0,05 (4 + 16,3) \cdot 10^{-12} / (225 - 7,5) 10^{-12}} \approx 8,7 \text{ пФ.}$$

5. Выбираем (4.5) $C_{свA} = 8,7$ пФ.

6. Рассчитываем (4.6)

$$m_{вхзк} = \sqrt{(1000 / 6,28 \cdot 1,68 \cdot 10^6 \cdot 427 \cdot 10^{-6}) (0,05 - 0,01 - [8,7 / (8,7 + 16,3 + 4)]^2 \cdot 500 / 6,28 \cdot 1,68 \cdot 10^6 \cdot 427 \cdot 10^{-6})} = 0,082.$$

7. Находим (4.7) $C_{сввх} = [(4 + 5) \cdot 10^{-12} (1 - 0,082^2) - 115 \times 0,082^2] / 0,082^2 = 1250$ пФ.

8. Вычисляем (4.8) $C_{п} = 16,3 - 5 - (8,7 / 150) \cdot 1 \cdot 150 - 0,082^2 \times 115 = 1,2$ пФ.

9. Определяем $K_{0вц}$, пользуясь соотношениями (4.12) и (4.11):

для $f_0 = 500$ кГц

$$m_{вх} = (220 + 1,2 + 5) / (220 + 1,2 + 5 + 1250 + 115) = 0,14, \\ K_{0вц} = 39,5 \cdot 500^2 \cdot 10^6 \cdot 427 \cdot 10^{-6} \cdot 8,7 \cdot 10^{-12} \cdot 0,14 \cdot 20 \approx 1;$$

для $f_0 = 1680$ кГц

$$m_{вх} = (4 + 1,2 + 5) / (4 + 1,2 + 5 + 1250 + 115) = 0,008, \\ K_{0вц} = 39,5 \cdot 1680^2 \cdot 10^6 \cdot 427 \cdot 10^{-6} \cdot 8,7 \cdot 10^{-12} \cdot 0,008 \times 20 \approx 0,63.$$

Сочетание внешнеемкостной связи с антенной и внутриемкостной связи со входом УРЧ обеспечивает малое изменение коэффициента передачи входной цепи по диапазону.

Методика расчета одноконтурной ВЦ диапазонного приемника с индуктивной связью с ненастроенной антенной (рис. 4.7)

Выбираем блок конденсаторов согласно рекомендациям, изложенным в гл. 1. Вычисляем $C_{сх}$ согласно (4.2). Рассчитываем L по формуле (4.3). Находим индуктивность катушки связи с антенной

$$L_{св А} = 2,53 \cdot 10^4 k_{уд}^2 / C_{А \min} f_0^2 m_{вх}^2, \quad (4.14)$$

где $C_{А \min}$ — минимальная емкость антенны; $k_{уд} = 1,2 \dots 2$ — коэффициент удлинения антенны, с ростом которого падает коэффициент передачи входной цепи, но растет его равномерность по диапазону; L измерено в микрогенри, f — в мегагерцах, C — в пикофарадах.

Определяем коэффициент связи с антенной и коэффициент включения входной цепи к входу УРЧ для получения требуемой $Se_{вх}$ ($d_{эп}$) так, чтобы на $f_0 \min$ и $f_0 \max$ были равны суммы затуханий, вносимых антенной и входом УРЧ:

$$k_{св А эк} = m_{вх эк} \sqrt{A}, \quad (4.15)$$

где

$$m_{вх эк} = \left(1 - \frac{1}{k_{уд}^2}\right) \sqrt{\frac{(d_{эп} - d) \omega_0 \min R_{вх} L_{св А}}{AR_A R_{вх} + \omega_0^2 \min LL_{св А} (1 - 1/k_{уд}^2)^2}}, \quad (4.16)$$

$$A = \frac{LL_{св А}}{R_{вх} R_A (1 - 1/k_{уд}^2)^{-2} - k_{уд}^{-1} (1 - 1/k_{уд}^2 k_{св А}^2)^{-2}}. \quad (4.17)$$

Вычисляем коэффициент связи с антенной, обеспечивающий допустимую расстройку контура входной цепи. При этом полагаем, что антенна и входная емкость УРЧ вносят одинаковую расстройку, причем суммарная расстройка не превышает 0,5 П. Полагаем также, что при регулировке мы компенсируем среднее изменение L по диапазону. Тогда некомпенсированным остается лишь влияние случайных отклонений C_A при эксплуатации. Для этого берем

$$k_{св А \Delta f} \leq \sqrt{\frac{(X_{А \min}^2 - 1)(X_{А \max}^2 - 1) d_{эп}}{(X_{А \max}^2 - X_{А \min}^2)}}, \quad (4.18)$$

где $X_{А \min} = f_0 \min / f_{А \max}$; $X_{А \max} = f_0 \max / f_{А \min}$.
Выбираем $k_{св А}$ из условий

$$k_{св А} \leq k_{н}; k_{св А} \leq k_{св А эк}; k_{св А} \leq k_{св А \Delta f}, \quad (4.19)$$

где $k_{н}$ — конструктивно выполнимый коэффициент связи, равный 0,5—0,6 для катушек с универсальной намоткой и 0,4—0,5 для катушек с однослойной намоткой.

Выбираем индуктивность связи так, чтобы она совместно с емкостью $C_{вх}$ образовывала контур, настроенный на частоту выше $f_0 \max + 2 f_{н}$ при верхней настройке гетеродина:

$$L_{св вх} \leq 1/4\pi^2 (f_0 \max + 2f_{н})^2 C_{вх}. \quad (4.20)$$

Вычисляем коэффициент связи между катушками L и $L_{св вх}$, необходимый для получения $m_{вх}$, определенного по формуле (4.16):

$$k_{св вх} = m_{вх} \sqrt{L/L_{св вх}}. \quad (4.21)$$

Находим емкость подстроечного конденсатора

$$C_{п} = C_{сх} - C_{ж} - m_{вх}^2 C_{вх}. \quad (4.22)$$

Определяем коэффициент передачи входной цепи для $f_0 \min$ и $f_0 \max$ каждого поддиапазона

$$K_0 \text{ вц} = k_{св А} m_{вх} \sqrt{L} / d_{эп} \sqrt{L_{св А}} (1 - f_0^2 \min / k_{уд}^2 f_0^2), \quad (4.23)$$

где f_0 — частота настройки входной цепи.

Проверяем избирательность по дополнительным каналам приема теми же способами, что и для схемы рис. 4.5.

Проверять $d_{эп \min}$ не нужно, ибо величина $d_{эп \min} = d_{эп}$.

Пример 4.2. Требуется рассчитать входную цепь радиовещательного приемника II класса (коротковолнового поддиапазона).

Исходные данные: диапазон принимаемых частот $f_0 \min = 3,95$ МГц, $f_0 \max = 7,4$ МГц; промежуточная частота $f_{п} = 465$ кГц; параметры 1-го активного элемента приемника $R_{вх} = 200$ Ом, $C_{вх} = 115$ пФ; эквивалентное затухание контура входной цепи $d_{эп} = 0,02$; собственное затухание контура $d = 0,011$; параметры антенны $C_{А \min} = 50$ пФ; $C_{А \max} = 150$ пФ; $R_A = 405$ Ом.

Расчет

Согласно § 4.1 выбираем индуктивную связь входного контура с антенной и входом УРЧ.

1. Выбираем двухсекционный блок конденсаторов КПЕ-3 с параметрами $C_{н \min} = 7$ пФ, $C_{н \max} = 210$ пФ.

2. Вычисляем (4.2) $C_{сх} = (210 - 1,87^2 \cdot 7) / (1,87^2 - 1) = 74$ пФ.

3. Находим (4.3) $L = 2,53 \cdot 10^4 (1,87^2 - 1) / (210 - 7) \cdot 7,4^2 = 5,7$ мкГ.

4. Выбираем $k_{уд} = 1,5$ и определяем по (4.14) $L_{св А} = 2,53 \times 10^4 \cdot 1,5^2 / 50 \cdot 3,95^2 = 73$ мкГ.

5. Находим коэффициенты A (4.17), $m_{вх эк}$ (4.16) и $k_{св А эк}$ (4.15):

$$A = \frac{5,7 \cdot 10^{-6} \cdot 73 \cdot 10^{-6}}{200 \cdot 405} \left[\frac{4\pi^2 \cdot 3,95^2 \cdot 10^{12} (1,87 - 1)}{1 - 1/(1,5^2)^2} - \frac{1}{1,87 (1 - 1/(1,5^2 \cdot 1,87^2))^2} \right] = 1,08,$$

$$m_{вх эк} = \left(1 - \frac{1}{1,5^2}\right) \times$$

$$\times \sqrt{\frac{(0,02 - 0,011) 2\pi \cdot 3,95 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 73 \cdot 10^{-6}}{(1,08 \cdot 405 \cdot 200 + 4\pi^2 \cdot 3,95^2 \cdot 10^{12} \cdot 5,7 \cdot 10^{-6} \cdot 73 \cdot 10^{-6} (1 - 1/1,5^2)^2)}} = 0,0775,$$

$$k_{св А эк} = 0,0775 \sqrt{1,08} = 0,0805.$$

6. Вычисляем (4.18)

$$f_{A \max} = 1/2\pi \sqrt{73 \cdot 10^{-8} \cdot 50 \cdot 10^{-12}} = 2,63 \text{ МГц};$$

$$X_{A \min} = 3,95/2,63 = 1,5;$$

$$f_{A \min} = 1/2\pi \sqrt{73 \cdot 10^{-8} \cdot 150 \cdot 10^{-12}} = 1,52 \text{ МГц};$$

$$X_{A \max} = 7,4/1,52 = 4,87;$$

$$k_{св \Delta f} \leq \sqrt{\frac{(1,52-1)(4,87-1)0,02}{(4,87^2-1,52^2)}} = 0,162.$$

7. Сравниваем $k_{св A} \leq 0,4$, $k_{св A} \leq 0,0805$ и $k_{св A} \leq 0,162$.
Выбираем $k_{св A} = 0,0805$.

8. Выбираем (4.20) $L_{св вх} \leq 1/4\pi^2 (7,4 + 0,93) \cdot 10^{12} \cdot 115 \times 10^{-12} = 3,1 \text{ мкГ}$.

9. Находим (4.21) $k_{св вх} = 0,0775\sqrt{5,7/3,1} = 0,106$, что вполне возможно.

10. Определяем (4.22) $C_{п} = 74 - 5 - 0,0775^2 \cdot 115 = 68 \text{ пФ}$.

11. Рассчитываем (4.23):

для $f_{0 \min} = 3,95 \text{ МГц}$

$$K_{0 \text{ вц}} = 0,08 \cdot 0,0775 \sqrt{5,7/0,02} \sqrt{73} (1 - 1/1,5^2) = 0,159;$$

для $f_{0 \max} = 7,4 \text{ МГц}$

$$K_{0 \text{ вц}} = 0,08 \cdot 0,0775 \sqrt{5,7/0,02} \sqrt{73} (1 - 3,95^2/1,5^2 \cdot 7,4^2) = 0,101.$$

Как видно, выбор $k_{уд} = 1,5$ дал достаточно хорошую равномерность $K_{0 \text{ вц}}$ по диапазону.

Методика расчета одноконтурной ВЦ диапазонного приемника с комбинированной связью с ненастроенной антенной (рис. 4.8)

Выбор блока конденсаторов, вычисление $C_{сх}$ и L выполняем так же, как для схемы рис. 4.5.

Выбираем емкость $C_{св A}$ равной нескольким процентам от C_A (обычно 1—20 пФ). При увеличении $C_{св A}$ усиливается влияние разброса параметров антенны на контур, а при уменьшении ее снижается коэффициент передачи входной цепи.

Вычисляем индуктивность катушки связи с антенной

$$L_{св A} = 2,53 \cdot 10^{10} \cdot k_{уд}^2 / C_{A \min} f_{0 \min}^2, \quad (4.24)$$

где L измеряется в микрогенри, f — в килогерцах; C — в пикофарадах.

Поскольку равномерность $K_{0 \text{ вц}}$ обеспечивается комбинированной связью, можно выбрать $k_{уд} = 1,2$, при котором $K_{0 \text{ вц}}$ увеличивается.

Находим коэффициент связи с антенной и коэффициент включения входной цепи к входу УРЧ так, чтобы получить требуемую

$k_{св A}$ и обеспечить равенство коэффициентов передачи на $f_{0 \max}$ и $f_{0 \min}$:

$$k_{св A \text{ эк}} = C_{св A} \sqrt{LL_{св A} 4\pi^2 f_{0 \min}^2 (k_{пл}^2 - 1) / [1/(1 - 1/k_{уд}^2) - 1/(1 - 1/k_{уд}^2 k_{пл}^2)]}. \quad (4.25)$$

Определяем (на верхней частоте поддиапазона) коэффициент включения контура ко входу УРЧ

$$m_{вх \text{ эк}} = \sqrt{R_{вх} (d_{вд} - d - d_{вн C} - d_{вн L}) / \omega_{0 \max} L}, \quad (4.26)$$

где

$$d_{вн C} = R_A [C_{св A} / (C_{сх} + C_{к \min} + C_{св A})^2] / \omega_{0 \max} L; \quad (4.27)$$

$$d_{вн L} = R_A k_{св A}^2 / \omega_{0 \max} L_{св A} (1 - 1/k_{уд}^2 k_{пл}^2). \quad (4.28)$$

Рассчитываем коэффициент связи контура с антенной и емкость связи из условия допустимой расстройки контура антенной:

$$k_{св A \Delta f} \leq \sqrt{2(X_{A \min}^2 - 1)(X_{A \max}^2 - 1)d_{вд} / 3(X_{A \max}^2 - X_{A \min}^2)}, \quad (4.29)$$

где $X_{A \min} = f_{0 \min} / f_{A \max}$, $X_{A \max} = f_{0 \max} / f_{A \min}$;

$$C_{св A \Delta f} \leq C_A \sqrt{C_{\min} d_{вд} / 3\Delta C_A}, \quad (4.30)$$

где $C_{\min} = C_{к \min} + C_A$; $\Delta C_A = (C_{A \max} - C_{A \min}) / 2$.

Выбираем коэффициент связи контура с антенной и коэффициент его включения к входу УРЧ из условий

$$k_{св A} \leq k_k; k_{св A} \leq k_{св A \text{ эк}}; k_{св A} \leq k_{св A \Delta f}; \quad (4.31)$$

$$m_{вх} \leq m_{вх \text{ эк}}. \quad (4.32)$$

Выбираем $k_{св вх}$ так же, как в схеме с индуктивной связью.

Вычисляем емкость подстроечного конденсатора

$$C_{п} = C_{сх} - C_{м} - m_A^2 C_A - m_{вх}^2 C_{вх}, \quad (4.33)$$

где $m_A^2 = C_{св A} / C_A$.

Находим коэффициент передачи входной цепи на $f_{0 \min}$ и $f_{0 \max}$

$$K_{0 \text{ вц}} = m_{вх} \{ \omega^2 L C_{св A} + k_{св A} \sqrt{L / L_{св A}} (1 - f_{0 \min}^2 / k_{уд}^2 f_{0 \max}^2) \} / d_{вд}. \quad (4.34)$$

Избирательность по дополнительным каналам приема проверяется согласно рекомендациям, изложенным в гл. 1.

Обобщенная расстройка, соответствующая частоте дополнительного канала приема $f_{дк}$, равна

$$\xi_{дк} = [(f_{дк} / f_{0 \circ}) - (f_{0 \circ} / f_{дк})] / d_{вд}, \quad (4.35)$$

где $f_{0 \circ}$ — наиболее опасная частота настройки приемника, лежащая ближе всего к $f_{дк}$.

Пример 4.3 Требуется рассчитать входную цепь радиовещательного приемника I класса (средневолнового поддиапазона).

Исходные данные: диапазон принимаемых частот $f_{0 \min} = 500 \text{ кГц}$; $f_{0 \max} = 1,68 \text{ МГц}$; промежуточная частота $f_{п} =$

= 465 кГц; параметры 1-го активного элемента приемника $R_{вх} = 200 \text{ Ом}$; $C_{пх} = 115 \text{ пФ}$; эквивалентное затухание контура входной цепи $d_{вп} = 0,11$; собственное затухание контура $d = 0,01$; параметры антенны: $C_{А \text{ min}} = 50 \text{ пФ}$; $C_{А \text{ max}} = 150 \text{ пФ}$; $R_{А} = 505 \text{ Ом}$.

Расчет

Согласно § 4.1 выбираем комбинированную связь входного контура с антенной и индуктивную связь со входом УРЧ (рис. 4.8).

1. Выбираем трехсекционный блок конденсаторов с параметрами $C_{к \text{ min}} = 10 \text{ пФ}$, $C_{к \text{ max}} = 495 \text{ пФ}$.

2. Вычисляем (4.2) $C_{сх} = (495 - 3,36^2 \cdot 10) / (3,36^2 - 1) = 37 \text{ пФ}$.

3. Находим (4.3) $L = 2,53 \cdot 10^4 (3,36^2 - 1) / (495 - 10) \cdot 1,68^2 = 190 \text{ мкГ}$.

4. Выбираем $k_{уд} = 1,2$ и $C_{свА} = 10 \text{ пФ}$.

5. Определяем (4.24) $L_{свА} = 2,53 \cdot 10^4 \cdot 1,2^2 / 0,5^2 \cdot 50 = 2920 \text{ мкГ}$.

6. Рассчитываем (4.25)

$$k_{свА \text{ эк}} = 10 \cdot 10^{-12} \sqrt{190 \cdot 10^{-6} \cdot 2920 \cdot 10^{-6} \cdot 4\pi^2 \cdot 500^2 \cdot 10^6 (3,36^2 - 1) / (1 / (1 - 1/1,2^2) - 1 / (1 - 1/1,2^2 \cdot 3,36^2))} = 0,351.$$

7. Вычисляем по (4.27), (4.28), (4.26):

$$d_{внС} = (505 / 2\pi \cdot 1,68 \cdot 10^6 \cdot 190 \cdot 10^{-6}) (10 / (10 + 37 + 10))^2 = 0,0077,$$

$$d_{внL} = 505 \cdot 0,351^2 / 2\pi \cdot 1,68 \cdot 10^6 \cdot 2920 \cdot 10^{-6} [1 - 1/1,2^2 \times 3,36^2] = 0,00214,$$

$$m_{вх \text{ эк}} = \sqrt{(0,11 - 0,01 - 0,0077 - 0,00214) 200 / 2\pi \times 1,68 \cdot 10^6 \cdot 190 \cdot 10^{-6}} = 0,094.$$

8. Определяем по (4.29) и (4.30)

$$f_{А \text{ max}} = 1/2\pi \sqrt{2920 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-12}} = 416 \text{ кГц}; \quad X_{А \text{ min}} = 500 / 416 = 1,2;$$

$$f_{А \text{ min}} = 1/2\pi \sqrt{2920 \cdot 10^{-6} \cdot 150 \cdot 10^{-12}} = 240 \text{ кГц}; \quad X_{А \text{ max}} = 1680 / 240 = 7;$$

$$k_{свА \Delta f} \leq \sqrt{2(1,2^2 - 1)(7^2 - 1)0,11/3(7^2 - 1,2^2)} = 0,179;$$

$$C_{свА \Delta f} \leq 100 \cdot 10^{-12} \sqrt{(12 + 5)0,11/3 \cdot 100} = 7 \text{ пФ}.$$

9. Сравниваем $k_{свА} \leq 0,4$; $k_{свА} \leq 0,351$ и $k_{свА} \leq 0,179$. Выбираем (4.31) $k_{свА} = 0,179$.

10. Находим (4.33) $C_{п} = 37 - 5 - 10 - 0,094^2 \cdot 115 = 21 \text{ пФ}$.

11. Рассчитываем по (4.34):

для $f_0 \text{ min} = 500 \text{ кГц}$

$$K_{0 \text{ вц}} = 0,094 [4\pi^2 \cdot 500^2 \cdot 10^6 \cdot 190 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-11} + 0,179 \sqrt{190/2920 / (1 - 500^2 / 1,2^2 \cdot 500^2)}] / 0,11 = 0,143;$$

для $f_0 \text{ max} = 1680 \text{ кГц}$

$$K_{0 \text{ вц}} = 0,094 [4\pi^2 \cdot 1680^2 \cdot 10^6 \cdot 190 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-11} + 0,179 \sqrt{190/2920 / (1 - 500^2 / 1,2^2 \cdot 1680^2)}] / 0,11 = 0,221.$$

Изменение коэффициента передачи по диапазону сравнительно невелико (1,6 раза). Полной компенсации изменения коэффициента передачи входной цепи получить не удалось. Это обусловлено тем, что выбранное значение $k_{свА}$ оказалось меньше того, которое обеспечивает наименьшее изменение коэффициента передачи.

Методика расчета ВЦ с магнитной антенной (рис. 4.4)

Магнитная антенна конструктивно представляет собой ферритовый стержень (сердечник), на котором размещен каркас с намотанной на нем катушкой входного контура (рис. 4.9). Чаще всего сердечники имеют в сечении круглую или прямоугольную форму. Будем считать при расчете, что нами применен круглый стержень аналогичны свойствам круглого с эквивалентным диаметром

$$d_0 = 2 \sqrt{hc/\pi}, \quad (4.36)$$

где h и c — соответственно высота и ширина прямоугольника поперечного сечения стержня.

Связь контура ферритовой антенны со входом транзисторного каскада можно реализовать одним из описанных ранее способов (см. расчет схем рис. 4.5, 4.7). Чаще всего используется индуктивная связь с помощью катушки связи.

Исходными данными для расчета являются: требуемая индуктивность контура магнитной антенны L (либо параметры элемента настройки, необходимые для ее расчета, который производится аналогично п. 3 примера 4.2), выходная проводимость 1-го каскада, а также величина затухания $d_{вп}$ нагруженного контура входной цепи, характеризующая избирательность приемника по дополнительным каналам и частотные искажения в полосе пропускания.

Выбираем сердечник магнитной антенны. Ориентировочный выбор феррита по величине его начальной магнитной проницаемости μ_0 в зависимости от рабочей частоты произведем по табл. 4.1. Окончательно марку феррита уточняем по приложению 6.

Размеры сердечника выбираем из табл. 4.2, где указаны размеры ферритовых стержней, выпускаемых в настоящее время промышленностью. При этом следует иметь в виду, что эффективность антенны растет с увеличением отношения длины стержня к его диаметру l/d_0 и площади сечения S стержня. Однако размеры стержня обычно ограничены из конструктивных соображений.

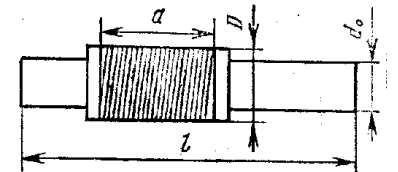


Рис. 4.9. Конструкция магнитной антенны.

Таблица 4.1

Диапазон частот, МГц	μ_0
Менее 0,5	2000—1000
0,5—2	1000—400
2—30	400—100
Более 30	50—10

Таблица 4.2

Диаметр d_0 или сечение $h \times c$ стержня, мм	Длина стержня l , мм
$\varnothing 8$	80; 100; 125; 140; 160; 200
$\varnothing 10$	200
4×16	80; 100; 125
3×20	100; 125

Находим отношение l/d_0 для выбранного стержня. Из табл. 4.3 определяем значение действующей магнитной проницаемости этого стержня.

Таблица 4.3

l/d_0	Действующая магнитная проницаемость при μ_0				l/d_0	Действующая магнитная проницаемость при μ_0			
	5	10	100	не менее 200		5	10	100	не менее 200
1	2,25	3,0	3,2	3,5	6	4,5	7,8	25	31
2	3,6	4,6	6,5	8,0	8	4,7	8,3	34	37
3	3,85	6,0	10	12	10	4,80	9,4	41	63
4	4,2	6,7	15	18	15	4,85	9,4	52	78
5	4,35	7,2	20	24	20	4,9	9,6	60	95

Количество витков контурной катушки рассчитываем по формуле

$$\omega_k = \sqrt{L/L' D \mu_d m_L \rho_L q_L} \quad (4.37)$$

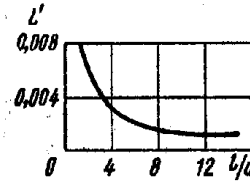
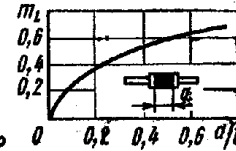
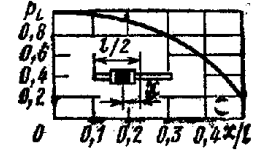
где L — требуемая величина индуктивности катушки, мкГ; D — диаметр катушки, см; μ_d — действующая магнитная проницаемость сердечника; L' — коэффициент, зависящий от удлинения сердечника; m_L — коэффициент, зависящий от отношения длины катушки a к длине стержня l ; ρ_L — коэффициент, учитывающий смещение центра катушки относительно середины стержня; $q_L = (d_0/D)^2$.

Коэффициенты L' , m_L и ρ_L , необходимые для расчета числа витков контурной катушки, определяем по графикам рис. 4.10, 4.11 и 4.12. При этом нужно учесть, что обычно длина катушки составляет примерно 0,2 длины стержня, а смещение катушки относительно середины стержня (для обеспечения подстройки индуктивности перемещением катушки вдоль стержня) имеет величину порядка (0,2...0,3) l .

Диаметр катушки D , во избежание значительного увеличения собственной емкости катушки и диэлектрических потерь в феррите, должен быть примерно в 1,1 раза больше диаметра стержня d_0 ,

для чего соответствующим образом выбирают диаметр каркаса. При этом коэффициент $q_L \approx 0,82$.

Индуктивность катушки связи характеризуется необходимым коэффициентом трансформации $m = \sqrt{L_{св}}/L$, который рассчитывается так же, как для обычной одноконтурной входной цепи. Конструктивное затухание ненагруженного контура магнитной антенны при этом можно принять $d = 0,01$. Коэффициент трансформации m выбираем либо из условий получения минимального коэффициента шума, либо из условий достижения необходимой избирательности входной цепи.

Рис. 4.10. Зависимость коэффициента пропорциональности L' от отношения длины стержня к его диаметру.Рис. 4.11. Зависимость коэффициента пропорциональности m_L от отношения длины стержня к его диаметру.Рис. 4.12. Зависимость коэффициента пропорциональности ρ_L от относительного смещения катушки.

Расчет выполняем на минимальной частоте диапазона $f_{0 \text{ мин}}$. Эта точка является наилучшей в смысле выполнения перечисленных условий.

При расчете по минимуму коэффициента шума индуктивность катушки связи находим из формулы

$$L_{св} = R_{г \text{ опт}} d / 2\pi f_{0 \text{ мин}} k^2 \quad (4.38 \text{ а})$$

Здесь $L_{св}$ — индуктивность катушки связи, мкГ; $f_{0 \text{ мин}}$ — минимальная частота диапазона, МГц; $k \approx 0,8 \dots 0,9$ — коэффициент связи между контурной катушкой и катушкой связи; $R_{г \text{ опт}}$ — оптимальное сопротивление генератора, Ом, при котором достигается минимум коэффициента шума для выбранного транзистора, указывается в справочнике; d — собственное затухание контура.

При расчете по заданной избирательности входной цепи индуктивность катушки связи

$$L_{св} = (d_{эп} - d) R_{вх} / 2\pi f_{0 \text{ мин}} k^2 \quad (4.38 \text{ б})$$

Здесь $R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора 1-го каскада, Ом; $d_{эп}$ — эквивалентное затухание контура, при котором достигается заданная избирательность входной цепи.

Число витков катушки связи рассчитываем по формуле

$$\omega_{св} = \omega_k \sqrt{L_{св}/L} = \omega_k m, \quad (4.38 \text{ в})$$

где w_k и $w_{св}$, L и $L_{св}$ — число витков и индуктивности контурной катушки и катушки связи соответственно; m — коэффициент трансформации.

Контурную катушку рекомендуется наматывать для длинноволнового диапазона проводом ПЭВ диаметром 0,1—0,12 мм (в несколько слоев на каркасе), для средневолнового — литпендратом ЛЭ 6 × 0,06 или ЛЭ 9 × 0,07 (в один слой; виток к витку), для коротковолнового — проводом ПЭВ или медным посеребренным проводом диаметром 0,35—0,5 мм с шагом 1—2 мм. Катушку связи наматывают проводом ПЭЛШО диаметром 0,12—0,14 мм.

Действующую высоту магнитной антенны (в метрах) определяем по формуле

$$h_d = 2\pi w_k S \mu_d / \lambda d_{зр}, \quad (4.39)$$

где λ — длина волны, в м; w_k — число витков контурной катушки; S — площадь одного витка катушки, в м²; μ_d — действующая магнитная проницаемость сердечника; $d_{зр}$ — эквивалентное затухание нагруженного контура антенны.

Напряженность поля, необходимая для создания на входе 1-го каскада напряжения необходимой величины, равна

$$E = U_{вх} / m h_d. \quad (4.40)$$

Избирательность входной цепи с магнитной антенной по соседнему и дополнительным каналам, полоса пропускания, коэффициент передачи входной цепи, коэффициент шума 1-го каскада рассчитываем так же, как для обычной одноконтурной входной цепи (без учета расстройки и затухания, вносимых подключением внешней антенны).

Пример 4.4. Требуется рассчитать входную цепь малогабаритного радиовещательного приемника с магнитной антенной.

Исходные данные: диапазон принимаемых частот: $f_{0 \min} = 150$ кГц, $f_{0 \max} = 408$ кГц. Минимальное напряжение на входе 1-го каскада приемника $U_{вх \min} = 50$ мкВ. Эквивалентное затухание $d_{зр} = 0,04$. Входное сопротивление первого каскада 1000 Ом.

Расчет

1. Руководствуясь указаниями гл. 1, выбираем блок конденсаторов с $C_{к \min} = 10$ пФ и $C_{к \max} = 365$ пФ.

2. Выбираем сердечник антенны. Согласно табл. 4.1 допустимая величина $\mu_0 = 2000$ —1000. Выбираем феррит марки 600НН, у которого $\mu_0 = 600$, что меньше максимально допустимого значения. Из табл. 4.2 выбираем сердечник размерами $d_0 = 8$ мм, $l = 80$ мм.

3. Вычисляем $l/d_0 = 80/8 = 10$.

Из табл. 4.3 находим значение действующей магнитной проницаемости $\mu_d = 63$.

4. Рассчитываем из (4.3) требуемую индуктивность контура магнитной антенны $L = 2,53 \cdot 10^4 [(408/150)^2 - 1] / (365 - 10) \times 408^2 = 2940$ мкГ.

Рассчитываем количество витков контурной катушки. Для этого определяем:

а) диаметр намотки $D = 1,1 d_0 = 1,1 \cdot 8 = 8,8$ мм ≈ 9 мм,

б) коэффициенты L' , m_L и ρ_L (по графикам рис. 4.10—4.12): $L' = 0,001$; $m_L = 0,38$ (принимая $a/l = 0,2$) и $\rho_L = 0,9$ (принимая $x/l = 0,2$);

в) коэффициент $q_L = \left(\frac{d_0}{D}\right)^2 = \left(\frac{8}{9}\right)^2 = 0,82$.

Подставив эти значения в формулу (4.37), находим

$$w_k = \sqrt{2940/0,001 \cdot 0,9 \cdot 63 \cdot 0,38 \cdot 0,9 \cdot 0,82} = 430 \text{ вит.}$$

Индуктивность катушки связи определяем из условия обеспечения заданной избирательности входной цепи [формула (4.38б)] $L_{св} = (0,04 - 0,01) 1000/6,28 \cdot 0,15 \cdot 0,8^2 = 50$ мкГ.

Коэффициент трансформации $m = \sqrt{50/2940} = 0,13$.

Число витков катушки связи [формула (4.38в)] $w_{св} = 430 \times 0,13 = 56$ вит.

Намотку контурной катушки осуществляем, согласно изложенным ранее рекомендациям, проводом ПЭВ-1 диаметром 0,1 мм, намотку катушки связи — проводом ПЭЛШО диаметром 0,12 мм.

5. Находим действующую высоту антенны. Площадь одного витка намотки

$$S = \pi D^2 = 3,14 \cdot 0,009^2 = 2,54 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2.$$

На нижней частоте диапазона затухание нагруженного контура $d_{зр} = 0,04$.

Действующую высоту антенны рассчитываем по формуле (4.39)

$$h_d = 2 \cdot 3,14 \cdot 430 \cdot 2,54 \cdot 10^{-4} \cdot 63/2000 \cdot 0,04 = 0,62 \text{ м.}$$

6. Определим напряженность поля, необходимую для создания на входе 1-го каскада приемника напряжения сигнала требуемой величины (4.40):

$$E = 50/0,13 \cdot 0,62 = 1060 \text{ мкВ/м.}$$

Рассмотрим входную цепь приемника с настроенной антенной. При настроенных антеннах метровых волн обычно применяются одноконтурные входные цепи. В профессиональных приемниках длинных, средних и коротких волн используются также и двухконтурные входные цепи.

При выборе связи контура с антенной надо учитывать следующее. При настроенных антеннах, параметры которых в эксплуатации мало меняются, можно применять сильную связь контура с антенной. Это обеспечивает большой коэффициент передачи входной цепи. Наибольший коэффициент передачи достигается при согласовании входной цепи с антенной.

Согласование обеспечивает режим бегущей волны в фидерной линии, соединяющей входную цепь приемника с настроенной антенной, и применяется при профессиональном радиоприеме на магистральных линиях связи в диапазоне КВ, при приеме на метровых волнах, а также в специальных приемных устройствах СВ и ДВ диапазона (например, в некоторых панорамных приемниках).

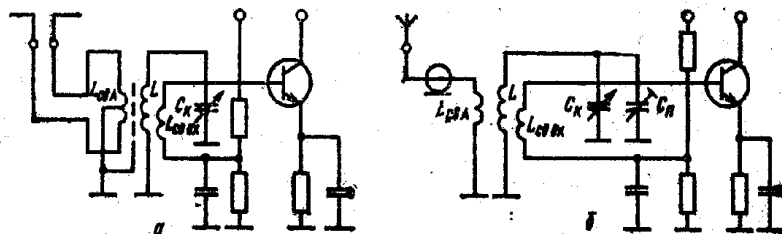


Рис. 4.13. Схема входной цепи с индуктивной (трансформаторной) связью с настроенной антенной.

При работе с настроенными антеннами наиболее распространены следующие виды связи входной цепи с антенной: трансформаторная (рис. 4.13), автотрансформаторная (рис. 4.14) и внутриемкостная (с последовательной индуктивностью рис. 4.15).

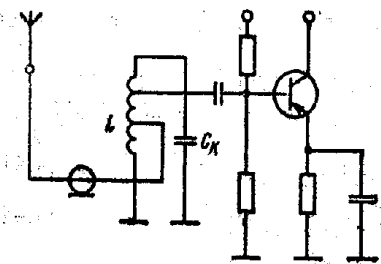


Рис. 4.14. Схема входной цепи с индуктивной (автотрансформаторной) связью с настроенной антенной и транзистором.

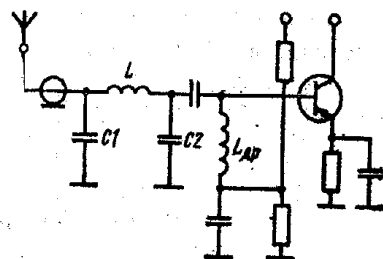


Рис. 4.15. Схема входной цепи с внутриемкостной связью с настроенной антенной и входом УРЧ (схема с последовательной индуктивностью).

Первый вид используется при симметричном фидере, остальные два — при несимметричном.

Трансформаторная связь применяется на частотах не выше 150 МГц, так как на больших частотах трудно получить необходимый коэффициент связи между катушками (индуктивности малы, а связь требуется для согласования сильная). При этом можно простыми средствами обеспечить симметричный вход приемника и согласование с фидером при переменной настройке контура. 1-й каскад приемника имеет несимметричный вход. Поэтому между катушкой L входного контура и катушкой связи $L_{свА}$ устанавливается

электростатический экран, который устраняет емкостную связь между ними, приводящую к нарушению симметрии антенной цепи (антенный эффект фидера). Заземление средней точки катушки $L_{свА}$ позволяет избежать накопления зарядов атмосферного электричества на проводах антенны и фидера, которые создают помехи радиоприему.

Автотрансформаторная связь применяется на частотах до 350 МГц и только при сильной связи с антенной.

При внутриемкостной связи полная емкость контура оказывается меньше, чем при обычном параллельном включении индуктивности из-за того, что в этом случае конденсатор контура включен последовательно (а не параллельно) емкости 1-го каскада приемника. Это позволяет настраивать контур на более высокие частоты и улучшает его показатели. Такой вид связи применяется на частотах от 200 до 500 МГц и, как правило, используется на фиксированной частоте с подстройкой индуктивностью.

Остальные виды связи применяются в диапазонных приемниках и в приемниках на фиксированные частоты.

Методика расчета одноконтурной ВЦ приемника с трансформаторной или автотрансформаторной связью с настроенной антенной (рис. 4.13 и 4.14)

Выбираем полную емкость схемы по табл. 4.4 и собственное затухание контура по табл. 4.5.

Вычисляем коэффициенты включения фидера m_A и входа УРЧ $m_{вх}$ для согласования при заданном $d_{вд}$ контура входной цепи:

$$m_A = \sqrt{0,5 d_{вд} \omega_0 C_{сх} W_{\phi}}, \quad (4.41)$$

$$m_{вх} = \sqrt{0,5 (d_{вд} - 2d) \omega_0 C_{сх} R_{вх}}, \quad (4.42)$$

где W_{ϕ} — волновое сопротивление фидера.

Таблица 4.4

f_0 , МГц	0,3	0,3—1,5	1,5—6	6—30	30—100	>100
$C_{сх}$, пФ	500—300	300—200	200—100	100—50	50—15	<15

Рассчитываем емкость контура

$$C_K = C_{сх} - C_L - m_{вх}^2 (C_M + C_{вх}), \quad (4.43)$$

где $C_L \approx 3\text{пФ}$ — паразитная емкость катушки контура.

Находим индуктивность контура

$$L = 2,53 \cdot 10^4 / C_{сх} f_0^2, \quad (4.44)$$

Таблица 4.5

Диапазон волн	ДВ	СВ	КВ	МВ
d	0,02—0,0125	0,0125—0,008	0,006—0,005	0,01—0,005

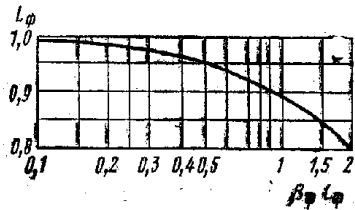
где L измерено в микрогенри, $C_{сх}$ — в пикофарадах, f_0 — в мегагерцах.

Определяем индуктивность катушки связи

$$L_{св А} = W_{\phi} / \omega_0. \quad (4.45)$$

Для снижения паразитной емкости между $L_{св А}$ и L коэффициент связи между ними, обеспечивая согласование, должен быть наименьшим. Вычисляем минимальный коэффициент связи, при котором обеспечивается согласование:

$$k_{св Ас} = \sqrt{2(d + m_{вх}^2 g_{вх} \omega_0 L)}. \quad (4.46)$$

Рис. 4.16. Зависимость L_{ϕ} от $\beta_{\phi} l_{\phi}$.

Рассчитываем коэффициент передачи напряжения входной цепи

$$K_{0 вц} = L_{\phi} K_{0с}. \quad (4.47)$$

где L_{ϕ} — коэффициент передачи фидера, определенный из рис. 4.16 по произведению $\beta_{\phi} l_{\phi}$ (β_{ϕ} — затухание в фидере, дБ/м; l_{ϕ} — длина фидера, м); $K_{0с}$ — коэффициент

передачи собственно входной цепи при согласовании, равный

$$K_{0с} = 0,5 \sqrt{(1 - 2d/d_{оп}) R_{вх} / W_{\phi}}. \quad (4.48)$$

Затем находим избирательность по дополнительным каналам приема теми же способами, что и для схемы рис. 4.8.

Пример 4.5. Требуется рассчитать одноконтурную входную цепь с трансформаторной связью с настроенной антенной.

Исходные данные: фидер несимметричный (рис. 4.13, б); $W_{\phi} = 75 \text{ Ом}$; $\beta_{\phi} = 0,1 \text{ дБ/м}$ и $l_{\phi} = 10 \text{ м}$. Контур имеет фиксированную настройку на частоту 10 МГц. Эквивалентное затухание контура $d_{оп} = 0,02$. Входные параметры 1-го каскада приемника $R_{вх} = 200 \text{ Ом}$ и $C_{вх} = 100 \text{ пФ}$. Промежуточная частота $f_{п} = 1 \text{ МГц}$.

Расчет

1. Из табл. 4.4 выбираем полную емкость схемы $C_{сх} = 55 \text{ пФ}$.
2. Из табл. 4.5 выбираем собственное затухание контура $d = 0,006$.

3. Вычисляем коэффициент включения фидера m_A и входа УРЧ $m_{вх}$ для согласования при заданном $d_{оп}$ (4.41) и (4.42):

$$m_A = \sqrt{0,5 \cdot 0,02 \cdot 75 \cdot 6,28 \cdot 10^7 \cdot 55 \cdot 10^{-12}} = 0,051,$$

$$m_{вх} = \sqrt{0,5 (0,02 - 0,006 \cdot 2) \cdot 6,28 \cdot 10^7 \cdot 55 \cdot 10^{-12} \cdot 200} = 0,0525.$$

4. Рассчитываем емкость контура (4.43) $C_K = 55 - 3 - 0,0525^2 \times (3 + 100) \approx 52 \text{ пФ}$.

5. Находим индуктивность контура (4.44) $L = 2,53 \cdot 10^4 / 55 \times 10^2 = 4,6 \text{ мкГ}$.

6. Определяем индуктивность катушки связи (4.45) $L_{св А} = 75 / 6,28 \cdot 10^7 = 1,19 \text{ мкГ}$.

7. Вычисляем коэффициент связи (4.46)

$$k_{св А} = \sqrt{2 (0,006 + 0,0525^2 \cdot 0,005 \cdot 6,28 \cdot 10^7 \cdot 4,6 \cdot 10^{-6})} = 0,141.$$

8. Рассчитываем коэффициент передачи напряжения. Из рис. 4.16 по величине $\beta_{\phi} l_{\phi} = 0,1 \cdot 10 = 1$ находим $L_{\phi} = 0,88$. Используя соотношения (4.48) и (4.47), получаем

$$K_{0с} = 0,5 \sqrt{(1 - 2 \cdot 0,006 / 0,02) 200 / 75} = 1,03,$$

$$K_{0 вц} = 0,88 \cdot 1,03 = 0,91.$$

Методика расчета одноконтурной ВЦ с внутриемкостной связью с настроенной антенной (рис. 4.15)

Вычисляем коэффициент трансформации, обеспечивающий согласование сопротивления фидера и входного сопротивления УРЧ:

$$m_{А вх} = \sqrt{W_{\phi} / R_{вх}}. \quad (4.49)$$

Выбираем C_2 , учитывая, что с ростом C_2 L уменьшается и может стать нереализуемой. Однако с уменьшением C_2 увеличивается влияние разброса $C_{вх}$ на настройку контура входной цепи.

Вычисляем

$$C_1 = (C_2 + C_{вх} + C_M) / m_{А вх}. \quad (4.50)$$

Рассчитываем полную емкость схемы

$$C_{сх} = C_L + C_1 (C_2 + C_{вх} + C_M) / (C_1 + C_2 + C_{вх} + C_M). \quad (4.51)$$

Находим индуктивность контура

$$L = 2,53 \cdot 10^4 / C_{сх} f_{п}^2. \quad (4.52)$$

где L измерено в микрогенри, $C_{сх}$ — в пикофарадах и $f_{п}$ — в мегагерцах. Если при расчете получим $L \leq 0,05 \text{ мкГ}$, то надо уменьшить C_2 или использовать транзистор с меньшей $C_{вх}$.

Определяем коэффициент передачи в режиме согласования

$$K_{0 вц} = L_{\phi} K_{0с}, \quad (4.53)$$

где L_{ϕ} — коэффициент передачи фидера, рассчитываемый так же, как и для входной цепи с трансформаторной связью, $K_{0с}$ — коэф-

коэффициент передачи собственно входной цепи, при согласовании и при $g_k \approx 0$ равный

$$K_{0c} \approx 0,5 \sqrt{R_{вх} / W_{\phi}} \quad (4.54)$$

Вычисляем получаемое затухание входного контура

$$d_0 = \{[1/W_{\phi} (1 + m_{А вх})] + [1/R_{вх} (1 + m_{А вх})]\} / 2\pi f_0 C_2 \cdot (4.55)$$

При $d_0 < d_{0p}$ рекомендуется подключать шунтирующее сопротивление параллельно C_2 , при $d_0 > d_{0p}$ следует увеличить число контуров преселектора.

Проверяем избирательность по дополнительным каналам приема теми же способами, что и для схемы рис. 4.8.

Пример 4.6. Требуется рассчитать одноконтурную входную цепь с последовательной индуктивностью (рис. 4.15).

Исходные данные: фидер несимметричный $W_{\phi} = 75 \text{ Ом}$; $\beta_{\phi} = 0,1 \text{ дБ/м}$ и $l_{\phi} = 10 \text{ м}$; контур настраивается на частоту $f_0 = 100 \text{ МГц}$; $d_{0p} = 0,05$; входные параметры 1-го каскада $R_{вх} = 200 \text{ Ом}$ и $C_{пх} = 25 \text{ пФ}$; промежуточная частота $f_{п} = 6 \text{ МГц}$.

Расчет

1. Вычисляем (4.49) $m_{А вх} = \sqrt{75/200} = 0,612$.
2. Выбираем $C_2 = C_{пх} = 25 \text{ пФ}$.
3. Рассчитываем (4.50) $C_1 = (25 + 5 + 25) / 0,612 = 95 \text{ пФ}$.
4. Определяем (4.51) $C_{сх} = 3 + 95 (25 + 25 + 5) / (95 + 25 + 25 + 5) = 35 \text{ пФ}$.
5. Вычисляем (4.52) $L = 2,53 \cdot 10^4 / 35 \cdot 100^2 = 0,07 \text{ мкГ}$.
6. Рассчитываем (4.54) $K_{0c} = 0,5 \sqrt{200/75} = 0,817$.
7. Находим по рис. 4.16 $L_{\phi} = 0,88$.
8. Определяем (4.53) $K_{0вц} = 0,88 \cdot 0,817 = 0,719$.
9. Вычисляем (4.55)

$$d_0 = [1 / (1 + 0,612) \cdot 75 + 0,005 / (1 + 0,612)] / 6,28 \cdot 100 \times \times 10^3 \cdot 35 \cdot 10^{-12} = 0,76.$$

Так как $d_0 \gg d_{0p}$, то надо добавить один контур в преселекторе.

Рассмотрим теперь двухконтурную цепь диапазонного приемника с ненастроенной антенной (рис. 4.17).

Связь между контурами выбирается из следующих соображений. При настройке контуров изменением емкости затухание их остается почти постоянным и полоса пропускания $\Pi = f_0 d$ линейно растет с увеличением частоты. Для сохранения постоянства полосы пропускания пары связанных контуров рекомендуется уменьшать коэффициент связи $k_{св}$ между ними при увеличении частоты. Внутримконтурная связь слишком уменьшает $k_{св}$:

$$k_{св} = C_k / C_{св1} = 1 / \omega_0^2 L C_{св1} \quad (4.56)$$

где C_k, L — емкость и индуктивность контура; $C_{св1}$ — емкость связи и ω_0 — резонансная частота.

Поэтому обычно используют комбинированную связь (рис. 4.17), сочетая внутримконтурную связь с индуктивной или внешнеемкостной, которые компенсируют избыточное уменьшение коэффициента внутримконтурной связи.

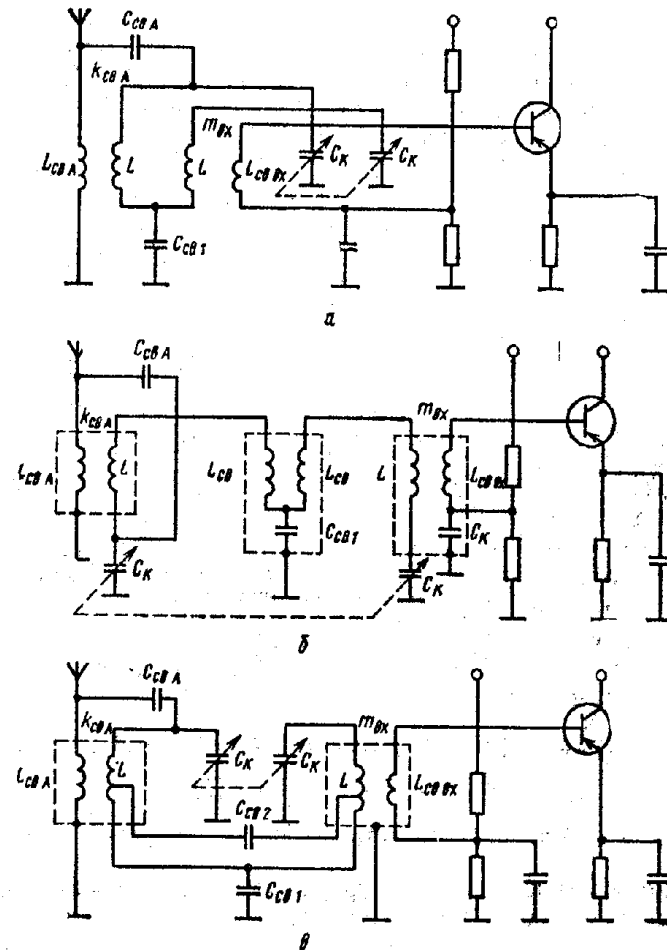


Рис. 4.17. Схемы двухконтурных входных цепей с комбинированной связью между контурами и с антенной.

4.3. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИЕМНИКОВ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

В дециметровом диапазоне волн применяются коаксиальные и полосковые резонансные линии. В большинстве схем входных цепей приемников встречаются параллельные резонансные контуры.

Поэтому основными типами контуров являются четвертьволновый отрезок замкнутой или полуволновый отрезок разомкнутой линии. Входное сопротивление таких линий при настройке в резонанс имеет большую величину и является чисто активным. При расстройке в ту или другую сторону от резонанса входное сопротивление уменьшается и приобретает емкостной или индуктивный характер. Как известно, именно так изменяется вблизи резонансной частоты полное сопротивление параллельного колебательного контура.

Резонансные линии, работающие в качестве колебательного контура, обладают высокой добротностью, величина которой может достигать до нескольких тысяч, причем с повышением частоты добротность увеличивается.

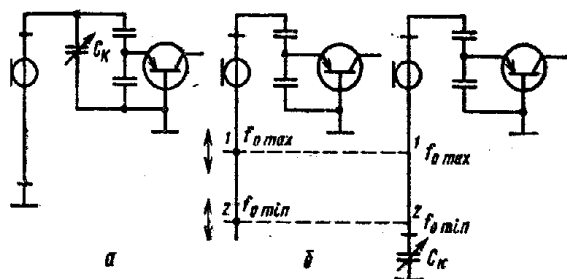


Рис. 4.18. Схема входной цепи с перестройкой конденсатором переменной емкости (а), индуктивностью (б) и электрическим плунжером, образованным переменным конденсатором на конце полуволновой линии (в).

Для уменьшения габаритных размеров высокочастотных блоков геометрическая длина линии выбирается меньшей, чем электрическая, определяемая длиной волны принимаемого сигнала. Для удлинения линии к ее концу подключается конденсатор, предназначенный для перестройки контура по диапазону, или совокупность переменного и подстроечного конденсаторов (рис. 4.18, а). Перестройка контура может также осуществляться (рис. 4.18, б) за счет перемещения короткозамыкающего плунжера из положения 1 ($f_0 = f_{0\max}$) в положение 2 ($f_0 = f_{0\min}$). Практическая реализация этого метода перестройки сопряжена с трудностями создания долговечного и надежного трущегося контакта плунжера с коаксиальной линией. Короткозамкнутый плунжер можно создать электрическим путем, используя переменный конденсатор C_k , подключенный к концу укороченной полуволновой линии (рис. 4.18, в). При минимальном значении его емкости $C_{k\min}$ обеспечивается режим короткого замыкания в точке 1. В этом положении (так же как в схеме рис. 4.18, б) резонансная частота контура максимальна ($f_0 = f_{0\max}$). Если же постепенно увеличивать емкость C_k , то точка эквивалентного короткого замыкания будет перемещаться вниз,

достигая положения 2 при $C_{k\max}$. В этом положении контур настроен на минимальную частоту диапазона $f_0 = f_{0\min}$.

Контур с перестройкой конденсатором в конце полуволновой линии обладает некоторыми преимуществами перед контуром с перестройкой конденсатором в начале четвертьволновой линии. Во-первых, при разных требованиях к коэффициенту перекрытия по диапазону $k_{\text{нд}} = f_{0\max} / f_{0\min}$ в схеме рис. 4.18, в требуется конденсатор с меньшей максимальной емкостью, а следовательно, и меньшими габаритами, чем в схеме рис. 4.18, а. Во-вторых, в этой схеме конденсатор можно конструктивно расположить вдали от усилительного прибора, что существенно облегчает компоновку входной цепи. В верхней части диапазона коэффициент передачи по напряжению и емкости конденсаторов настройки для линий обоих типов примерно одинаковы, но в нижней части диапазона полуволновая линия имеет более высокий коэффициент передачи. Итак, полуволновые линии позволяют получить более качественные характеристики блока СВЧ в целом, однако иногда предпочтительнее применить четвертьволновые линии, так как это позволяет уменьшить габаритные размеры блока.

Функцию конденсатора переменной емкости может выполнять полупроводниковый прибор (например, варикап), емкость р-п-перехода которого изменяется в зависимости от приложенного напряжения. Такой способ настройки называют электронным.

Связь контура входной цепи с антенной и с входом 1-го каскада приемника может осуществляться по трансформаторной, емкостной или автотрансформаторной схемам. При использовании системы из двух связанных контуров для связи между ними используют отверстия связи в экранирующей перегородке, которые в зависимости от их расположения могут быть эквивалентны либо индуктивной, либо емкостной связи.

На рис. 4.19 схема входной цепи представляет собой полосовой фильтр, состоящий из двух контуров $L_1 C_{\text{ш1}} C_{\text{кв}}$ и $L_2 C_{\text{ш2}} C_{\text{кв}}$, в которых L_1 и L_2 выполнены в виде четвертьволновых отрезков l_1 и l_2 несимметричных полосковых линий. Контур размещены в экранированных камерах. Связь 1-го контура со 2-м осуществляется через щель в перегородке между камерами. Принимаемый сигнал через антенную петлю связи $L_{\text{св.а}}$ поступает в 1-й контур. 2-й контур включен в эмиттерную цепь усилителя радиочастоты через петлю связи $L_{\text{св.э.к}}$. Настройка входной цепи на частоту сигнала осуществляется конденсаторами переменной емкости $C_{\text{кв}}$.

Во входной цепи, в которой колебательный контур образован короткозамкнутым четвертьволновым отрезком линии l и конденсаторами $C_{\text{кв}}$ и $C_{\text{д}}$ (рис. 4.20), антенный ввод подключается к контуру с помощью петли связи $L_{\text{св.а}}$. Эмиттерная цепь транзистора связана с входным контуром петлей связи $L_{\text{св.в.к}}$. Входная цепь перестраивается в заданном диапазоне частот конденсатором $C_{\text{кв}}$.

Исходными данными для расчета одноконтурной схемы являются: диапазон принимаемых частот $f_{\min} - f_{\max}$; сопротивление ан-

тенно-фидерной системы $R_A = 1/g_A$, входные параметры 1-го каскада приемника $g_{вх}$, $C_{вх}$ и эквивалентная добротность контура. Обычно ставится задача согласования сопротивления источника и нагрузки. Расчет схемы следует вести для средней резонансной частоты диапазона

$$f_{оср} = (f_{0 \min} + f_{0 \max})/2, \quad (4.57)$$

а затем проверить основные показатели на крайних частотах.

Вначале выбирают тип линии (коаксиальная или полосковая). Затем из конструктивных соображений выбирают размеры линии, материал подложки и по соответствующим формулам рассчитывают волновое сопротивление линии W (§ 3.3). Обычно волновое сопротивление принимают равным 50—100 Ом. Электрическую дли-

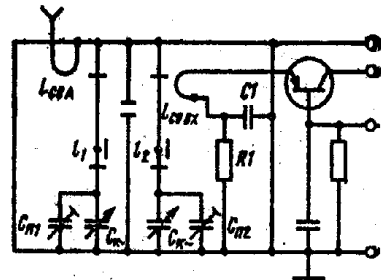


Рис. 4.19. Схема двухконтурной входной цепи.

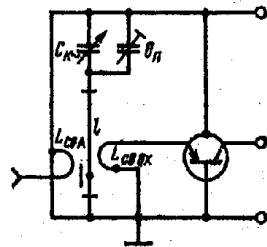


Рис. 4.20. Схема входной цепи, выполненная на короткозамкнутом четвертьволновом отрезке линии.

ну линии $k_0 l$ для средней частоты диапазона рассчитывают из условия $k_0 l = 2\pi \sqrt{\epsilon} l/\lambda_0 = 40..60^\circ$.

Из условия настройки входной цепи в резонанс с частотой f_0 рассчитывают емкость C_0

$$C_0 = 1/2\pi f_0 W \operatorname{tg}(k_0 l). \quad (4.58)$$

При этом

$$C_0 = C_{н\sim} + C_{п} + C'_{вх} \quad (4.59)$$

(рис. 4.21), где $C'_{вх} = m_{вх}^2 C_{вх}$ — входная емкость 1-го каскада приемника, пересчитанная к входным зажимам линии ($m_{вх} = U_{вх}/U$ — коэффициент трансформации).

Эквивалентная проводимость контура входной цепи на резонансной частоте равна

$$G_0 = G_0 + m_A^2 g_A + m_{вх}^2 g_{вх}, \quad (4.60)$$

где G_0 — резонансная проводимость ненагруженного контура, рассчитывается в зависимости от типа выбранного резонатора по соответствующим формулам § 3.3; $m_A = U_1/U$; $g_A = 1/R_A$.

Эквивалентное затухание контура определяется собственным затуханием контура и затуханиями, вносимыми в контур из антенной цепи и со стороны 1-го каскада приемника:

$$d_0 = d + d_A + d_{вх} = G_0 \rho, \quad (4.61)$$

где $d_A = m_A^2 g_A \rho$; $d_{вх} = m_{вх}^2 g_{вх} \rho$; $\rho = 1/\omega_0 C_0$.

Коэффициент передачи входной цепи по напряжению на резонансной частоте равен

$$K_{0 \text{ вц}} = \frac{m_A m_{вх} g_A}{m_A^2 g_A + G_0 + m_{вх}^2 g_{вх}}. \quad (4.62)$$

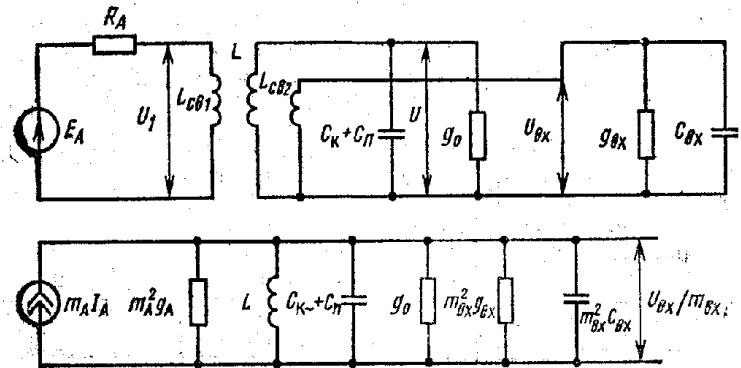


Рис. 4.21. Эквивалентная схема одноконтурной входной цепи.

Коэффициент трансформации, необходимый для согласования с источником сигнала (антенной), определяем по формуле

$$m_{Ac} = \sqrt{(G_0 + m_{вх}^2 g_{вх})/g_A}. \quad (4.63)$$

Резонансный коэффициент передачи при согласовании

$$K_{0 \text{ вц c}} = m_{вх}/2 m_{Ac}. \quad (4.64)$$

Эквивалентное затухание контура при согласовании

$$d_{0e} = 2\rho (G_0 + m_{вх}^2 g_{вх}). \quad (4.65)$$

Полоса пропускания одноконтурной входной цепи

$$\Pi = d_0 f_0. \quad (4.66)$$

Избирательность по зеркальному каналу равна

$$Se_{вк} \approx \frac{1}{d_0} \left(\frac{f_{зк}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{зк}} \right). \quad (4.67)$$

Пример 4.7. Требуется рассчитать одноконтурную входную цепь (рис. 4.20), настроенную на частоту $f_0 = 460$ МГц.

Исходные данные: полоса пропускания контура $\Pi = 20$ МГц на уровне 3 дБ. Проводимость фидера $g_A = 13,3 \cdot 10^{-3}$ См. Вход-

ные параметры УРЧ $g_{вх} = 5,56 \cdot 10^{-3}$ См, $C_{вх} = 7$ пФ. Входная цепь должна обеспечить режим согласования фидера с нагрузкой. Частота настройки УРЧ $f_0 = 25$ МГц.

Расчет

Контур входной цепи выполнен на короткозамкнутом отрезке несимметричной полосковой линии. Волновое сопротивление линии $W = 100$ Ом; собственное затухание $d = 0,0017$; резонансная проводимость ненагруженного контура $G_0 = 25 \cdot 10^{-6}$ См.

Условие настройки в резонанс с частотой f_0 рассчитано при емкости $C_0 = 5$ пФ. Поскольку контур входной цепи настраивается на фиксированную частоту, то в схему достаточно ввести лишь подстроечный конденсатор C_n .

1. Характеристическое сопротивление контура (4.61) $\rho = 1/6,28 \cdot 400 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12} = 80$ Ом.

2. Эквивалентное затухание контура (4.66) $d_0 = 20/400 = 0,05$.

3. Эквивалентная проводимость контура входной цепи (4.61) $G_0 = 0,05/80 = 0,625 \cdot 10^{-3}$ См.

4. Заданная полоса пропускания в режиме согласования достигается при коэффициенте трансформации (4.65)

$$m_{вх} = \sqrt{(0,05/2 \cdot 80) - 25 \cdot 10^{-6} / 5,56 \cdot 10^{-3}} = 0,228.$$

5. Для согласования нагрузки с антенной необходимо (4.63)

$$m_{ас} = \sqrt{0,625 \cdot 10^{-3} / 2 \cdot 13,3 \cdot 10^{-3}} = 0,154.$$

6. Коэффициент передачи входной цепи при согласовании (4.64)

$$K_{0вцс} = 0,228/2 \cdot 0,154 = 0,75.$$

7. Емкость подстроечного конденсатора (4.59) $C_n = 5 - 0,228^2 \cdot 7 = 4,62$ пФ.

Выбираем $C_n = 4-7$ пФ.

8. Избирательность по зеркальному каналу (4.67) $f_{зк} = f_0 + 2f_n = 400 + 2 \cdot 25 = 450$ МГц, $S_{e_{зк}} = \frac{1}{0,05} \left(\frac{450}{400} - \frac{400}{450} \right) = 4,7$ (13,4 дБ).

9. Конструктивная реализация коэффициентов связи $m_{ас}$ и $m_{вх}$ осуществляется подбором размеров петель связи $L_{св А}$ и $L_{св вх}$ и их расположением в экранированной камере контура входной цепи.

На рис. 4.22 сигнал поступает в широкополосный П-образный контур с параметрами L C C_0 , включенный в эмиттерную цепь транзистора УРЧ. Индуктивность контура L образована отрезком l полуволновой полосковой линии. Контур настроен на среднюю частоту принимаемого диапазона. Между вводом антенны и П-образным контуром включен трансформатор (Tr), согласующий волновое сопротивление фидера (300 Ом) с входным сопротивлением приемника (75 Ом) (рис. 4.23).

К коаксиальной линии с волновым сопротивлением $W = 75$ Ом подключены два отрезка кабеля без потерь с волновым сопротивлением $W_\phi = 2W = 150$ Ом; причем один из отрезков на $\lambda/2$ длиннее другого. По более длинному отрезку колебания приходят в точку B на полпериода больше чем по более короткому отрезку в точку A . Таким образом, сдвиг фаз в точках A и B 180° , а это идентично симметричному генератору напряжения. Так как для трансформатора используется кабель без потерь, то между точкой A и шасси, а также между точкой B и шасси напряжения одинаковые и равные напряжению в точке D коаксиального кабеля,

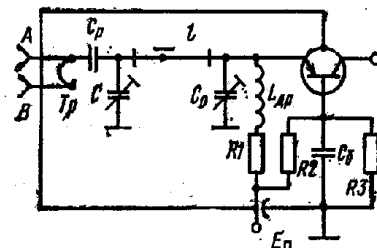


Рис. 4.22. Схема входной цепи с широкополосным П-образным контуром.

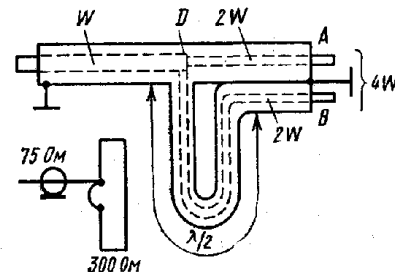


Рис. 4.23. Схема согласующего трансформатора.

т. е. напряжение между точками A и B удвоено по отношению к напряжению в точке D . Отсутствие усиления мощности ($P_{вх} = P_{вых}$) эквивалентно тому, что сопротивление генератора между точками A и B увеличивается в четыре раза ($4 \cdot 75 = 300$ Ом):

$$P_{вх} = \frac{U_{вх}^2}{W_\phi} = P_{вых} = \frac{(2U_{вх})^2}{4W_\phi}.$$

Таково же действие согласующего трансформатора в обратном направлении. В эквивалентной схеме рассматриваемой входной цепи (рис. 4.24) антенно-фидерная система заменена генератором тока I_A с проводимостью g_A . Параметры 1-го каскада приемника, пересчитанные ко входным зажимам линии, обозначены $g_{вх}$ и $C_{вх}$. Входную цепь рассчитывают для средней частоты принимаемого диапазона (4.58). Пренебрегая собственными потерями в линии, для режима согласования необходимо выполнить следующее условие:

$$g_{вх} \sin^2(kl) = g_A \sin^2(l_1 - l)k, \quad (4.68)$$

где $k = 2\pi \sqrt{\epsilon}/\lambda$, а l и l_1 — длины соответствующих участков линии, обозначенных на рис. 4.24. Электрическую длину линии kl обычно выбирают в пределах $20...40^\circ$. Из этого условия определим длину l . Тогда для выполнения условия согласования (4.68) необходимо, чтобы

$$l_1 = l + (1/k) \arcsin \left[\sqrt{g_{вх}/g_A} \sin(kl) \right]. \quad (4.69)$$

Волновое сопротивление линии W обычно выбирают равным 50...100 Ом, чтобы получить приемлемые размеры линии.

Чтобы настроить входную цепь на резонансную частоту f_0 , следует выполнить два условия:

$$1/\omega_0 (C_0 + C_{вх}) = W \operatorname{tg} k l, \quad 1/\omega_0 C = W \operatorname{tg} [k (l_1 - l)], \quad (4.70)$$

с помощью которых можно рассчитать емкости конденсаторов C и C_0 .

Входная проводимость 1-го каскада, пересчитанная в последовательное сопротивление линии и отнесенная ко входным зажимам линии, равна

$$r_{вх} = W^2 g_{вх} \operatorname{tg} k l. \quad (4.71)$$

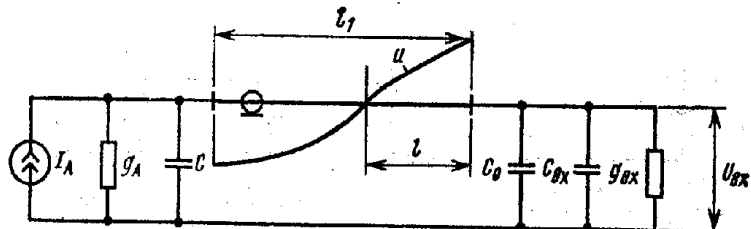


Рис. 4.24. Эквивалентная схема входной цепи с широкополосным П-образным контуром (рис. 4.22).

В режиме согласования полное активное сопротивление линии с учетом потерь, вносимых из антенной цепи, будет в два раза больше: $r_0 = 2r_{вх}$. Поэтому эквивалентное затухание контура входной цепи в режиме согласования

$$d_0 = \frac{4Wg_{вх} \sin^2 kl}{\sin(2kl) + \sin[2k(l_1 - l)] + 2kl_1}. \quad (4.72)$$

Полоса пропускания контура входной цепи

$$\Pi = d_0 f_0. \quad (4.73)$$

Ослабление по зеркальному каналу

$$S_{\text{зр}} \approx 20 \lg \left[\frac{1}{d_0} \left(\frac{f_{\text{зр}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{\text{зр}}} \right) \right] \text{ [дБ]}. \quad (4.74)$$

Коэффициент передачи в режиме согласования

$$K_0 \text{ влс} = 0,5 \sqrt{g_A/g_{вх}}. \quad (4.75)$$

Для снижения эквивалентного затухания контура входной цепи применяют неполное включение 1-го каскада ко входу линии (рис. 4.25), при котором коэффициент трансформации равен

$$m_{вх} \approx C_1 / (C_1 + C_2 + C_{вх}). \quad (4.76)$$

В этом случае в формулах (4.68) — (4.71) $g_{вх}$ нужно заменить на $m_{вх}^2 g_{вх}$, а в формуле (4.70) величину $C_0 + C_{вх}$ — на $C_1 (C_{вх} + C_2) / (C_1 + C_2 + C_{вх})$. При этом коэффициент передачи в режиме согласования

$$K_0 \text{ влс} = \frac{U_{вх}}{E_A} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_A g_{вх}}}. \quad (4.77)$$

Пример 4.8. Требуется рассчитать входную цепь с широкополосным П-образным контуром (рис. 4.22, 4.24).

Исходные данные: контур выполнен на отрезке несимметричной полосковой линии с волновым сопротивлением $W = 60$ Ом. Диапа-

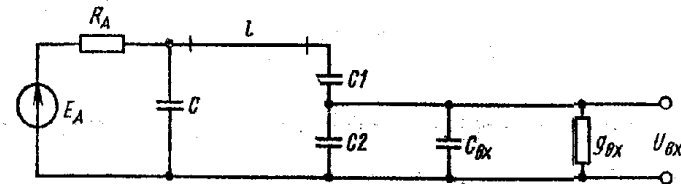


Рис. 4.25. Схема неполного включения 1-го каскада ко входу линии.

зон рабочих частот контура $f_{\text{min}} \dots f_{\text{max}} = 510 \dots 590$ МГц. Входные параметры УРЧ $g_{вх} = 8,8 \cdot 10^{-3}$ См, $C_{вх} = -5,8$ пФ, проводимость антенны $g_A = 13,3 \cdot 10^{-3}$ См. Антенна должна быть согласована с входной проводимостью УРЧ. Частота настройки УПЧ $f_{\text{н}} = 35$ МГц.

Расчет.

1. Средняя частота диапазона (4.58) $f_{\text{ср}} = (510 + 590) / 2 = 550$ МГц.

2. Выбираем электрическую длину отрезка линии (на частоте $f_{\text{ср}}$) $k_0 l = 30^\circ$, откуда $l = \frac{\lambda_0}{12} = \frac{0,545}{12} = 0,0455$ м.

3. Для выполнения условия согласования рассчитываем длину линии (4.69)

$$l_1 = 0,0455 + \frac{0,545}{6,28} \arcsin [\sqrt{8,8/13,3} \sin 30^\circ] = 0,082 \text{ м.}$$

4. Из условия настройки контура в резонанс определяем емкости конденсаторов (4.70):

$$C_0 + C_{вх} = 1/6,28 \cdot 550 \cdot 10^6 \cdot 0,577 \cdot 60 = 8,4 \text{ пФ,}$$

$$C = 1/6,28 \cdot 550 \cdot 10^6 \cdot 60 \operatorname{tg} (360^\circ \cdot 0,0365/0,545) = 10,8 \text{ пФ.}$$

5. Эквивалентное затухание контура входной цепи (4.72)

$$d_0 = \frac{4 \cdot 60 \cdot 8,8 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5^2}{0,866 + 0,74 + 1,88} = 0,15.$$

6. Полоса пропускания контура на уровне 3 дБ $\Pi = 550 \times 0,15 = 82,5$ МГц.

7. Ослабление помехи зеркального канала на $f_{\text{зк}} = 620$ МГц

$$Se = \frac{1}{0,15} \left(\frac{620}{550} - \frac{550}{620} \right) = 1,6;$$

$$Se_{\text{зк}} = 4,08 \text{ дБ.}$$

8. Емкость конденсатора $C_0 = (C_0 + C_{\text{вх}}) - C_{\text{вх}} = 8,4 + 5,8 = 14,2$ пФ.

9. Коэффициент передачи входной цепи (4.75) $K_{0 \text{ вц} 0} = 0,5 \sqrt{13,3/8,8} = 0,616$.

4.4. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИЕМНИКОВ САНТИМЕТРОВЫХ И МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Функции и элементы входных цепей

Входная цепь приемника сантиметровых и миллиметровых волн связывает выход антенно-фидерного устройства со входом 1-го каскада приемника: маломощным усилителем или смесителем СВЧ. При этом вход и выход входной цепи должны быть согласованы с волновыми сопротивлениями присоединяемых к ним линий передачи, чтобы в местах соединения не возникало отражений СВЧ энергии. В зависимости от назначения приемника, его структурной схемы и условий применения входная цепь выполняет либо одновременно все, либо те или иные из следующих функций:

- частотная селекция принимаемых сигналов для уменьшения сигналов помех на нерабочих частотах;
- защита 1-го каскада от перегрузки и повреждения СВЧ мощностью сигналов, поступающих в приемник на рабочих частотах;
- уменьшение влияния изменения выходного импеданса антенно-фидерного устройства на стабильность характеристик 1-го каскада.

Частотную селекцию сигналов во входной цепи осуществляют с помощью СВЧ фильтра того или иного вида, который в этом случае называют преселектором. Задачей преселектора является пропускание с малым затуханием сигналов, поступающих на вход приемника на частотах, лежащих в заданной полосе его рабочих частот, и запираение входа приемника (внесение большого затухания) для сигналов, поступающих на частотах, лежащих за пределами рабочей полосы частот.

Защита 1-го каскада от перегрузки СВЧ мощностью на рабочей частоте обычно необходима только в радиолокационных приемниках, на вход которых всегда просачивается часть мощности импульсного передатчика РЛС. Эта мощность во многих случаях лежит в пределах от сотен ватт до единиц киловатт в импульсе и более, что неизмеримо превосходит уровни мощности, допустимые для нормальной работы СВЧ полупроводниковых диодов (обычно десят-

ки или сотни милливольт в импульсе), используемых в 1-м каскаде большинства приемников СВЧ. Для защиты диодов от повреждения просачивающейся мощностью передатчика применяют специальные устройства, в качестве которых чаще всего используют разрядники защиты приемника и полупроводниковые ограничители СВЧ мощности [9].

При использовании в 1-м каскаде приемника регенеративного маломощного усилителя СВЧ (например, параметрического) нестability его характеристик определяется наряду с другими факторами изменением импеданса источника сигнала (антенно-фидерного устройства), подключенного ко входу усилителя.

В значительной степени стабилизировать этот импеданс удается с помощью невзаимных ферритовых устройств: циркуляторов и вентиляей, которые, будучи включенными между источником сигнала и усилителем, развязывают их между собой, в результате чего усилитель «видит» в основном только выходной импеданс ферритового устройства, который относительно постоянен.

Все элементы входной цепи приемника должны вносить как можно меньшие потери (для обеспечения низкого коэффициента шума) и обладать достаточно широкой полосой пропускания.

Фильтры СВЧ

По взаимному расположению полос пропускания и заграждения различают следующие разновидности фильтров: фильтр нижних частот (ФНЧ) (рис. 4.26, а), фильтр верхних частот (ФВЧ) (рис. 4.26, б), полосно-пропускающий фильтр (ППФ) (рис. 4.26, в), называемый также полосовым, полосно-заграждающий фильтр (ПЗФ) (рис. 4.26, г), называемый также режекторным [10, 11, 13, 16, 20].

Фильтры СВЧ достаточно широко применяют в СВЧ устройствах радиоприемников: во входных цепях в качестве преселекторов, на выходе маломощного усилителя для подавления шумов зеркального канала (см. § 5.5), в параметрических усилителях для разделения цепей различных частот (см. § 5.4) и в других случаях.

По используемому типу линии передачи различают фильтры волноводные, коаксиальные, полосковые и микрополосковые, щелевые, а также комбинированные. Фильтры СВЧ на полосковых и микрополосковых линиях строят как на коротких отрезках (рис. 4.26, а, б), так и на резонансных (рис. 4.26, в, г) отрезках линий. Как уже указывалось, для СВЧ ИС на $f < 10$ ГГц они могут быть реализованы и на элементах с сосредоточенными параметрами (рис. 3.36)

Возможность создания фильтров на отрезках линий, играющих роль реактивных элементов, основана на том, что короткозамкнутые и разомкнутые отрезки линий длиной $l < \lambda/4$ эквивалентны соответственно индуктивности и емкости, а при длинах $l = \lambda/4$ или $\lambda/2$ они становятся резонансными и эквивалентны параллель-

ному или последовательному колебательному контуру (в зависимости от длины и того, замкнуты или разомкнуты они на конце). Здесь Λ — длина волны СВЧ колебаний в линии передачи в отличие от λ — длины волны в воздухе. Например, ФНЧ на рис. 4.26, а образован чередованием последовательно включенных коротких отрезков линий l_1, l_2 с большим W_1 и малым W_2 волновыми сопротивлениями, эквивалентных соответственно индуктивности (из-за большой погонной индуктивности и малой погонной емкости) и емкости (из-за большой погонной емкости и малой погонной индуктивности). В ФВЧ на рис. 4.26, б используются индуктивности

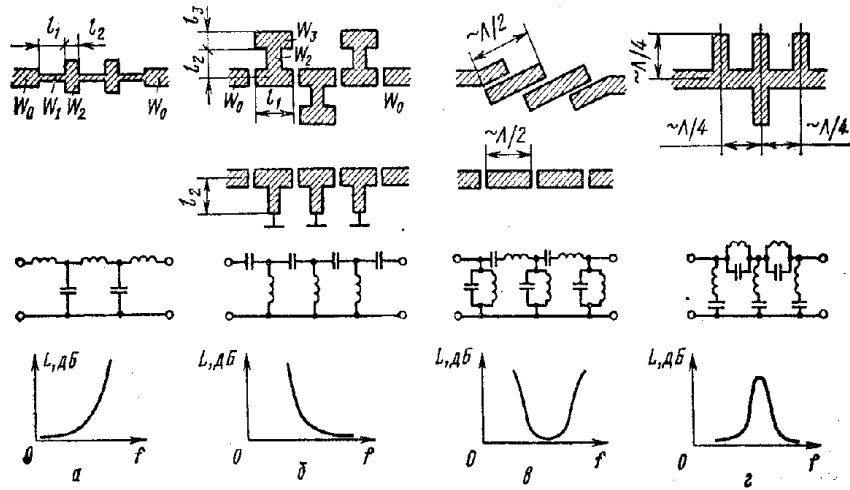


Рис. 4.26. Топологические и эквивалентные схемы фильтров из коротких (а, б) и резонансных (в, г) отрезков линий, а также их частотные зависимости рабочего затухания.

в виде короткого отрезка линии l_2 , который короткозамкнут либо непосредственно, либо через емкость разомкнутого отрезка линии l_3 с малым волновым сопротивлением W_3 , а емкости фильтра образованы разрывом полоскового проводника.

ППФ на рис. 4.26, в построен на резонансных полуволновых отрезках линии (полосковых резонаторах). Верхний вариант ППФ образован рядом одинаковых параллельно связанных линий (длина участка связи равна $\sim \Lambda/4$) и является наиболее употребительным из-за отсутствия особо критичных размеров. В нижнем варианте ППФ полосковые резонаторы образованы разрывом полоскового проводника с малой шириной зазора, величина которого весьма критична. Пример распространенной схемы ПЗФ на разомкнутых четвертьволновых полосковых резонаторах приведен на рис. 4.26, г. Здесь резонаторы включены параллельно основной линии. Можно также построить ПЗФ, параллельно соединяя два отрезка МПЛ с электрическими длинами, отличающимися на $\Lambda/2$, как,

например, в кольцевом ПЗФ, показанном на рис. 7.15, б. Такой ПЗФ легко получается из двухшлейфного моста (рис. 3.28) или из кольцевого моста (рис. 3.30), если в них исключить подводящие отрезки линий, образующие плечи 2, 4.

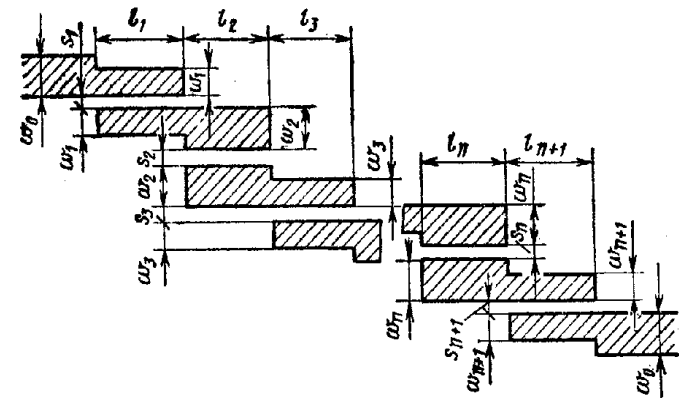


Рис. 4.27. Топологическая схема $(n+1)$ -звенного полоскового и микрополоскового ППФ на одинаковых связанных линиях.

Расчет и проектирование фильтров СВЧ различных типов подробно излагаются в [10, 11, 13, 16]. Рассмотрим приближенный метод проектирования полоскового и микрополоскового ППФ на одинаковых связанных линиях (рис. 4.26, в, 4.27). Основными исходными данными для проектирования являются (рис. 4.28): средняя рабочая частота f_0 ; полоса пропускания $\Pi_{\text{пр}} = f_{\text{пр}} - f_{-\text{пр}}$, определяемая граничными частотами $f_{\text{пр}}$ и $f_{-\text{пр}}$; затухание в полосе пропускания $L_{\text{п}}$ (без учета активных потерь), принимаемое обычно равным $L_{\text{п}} = 0,5; 1$ или 3 дБ; полоса заграждения $\Pi_{\text{з}} = f_{\text{з}} - f_{-\text{з}}$, определяемая граничными частотами $f_{\text{з}}$ и $f_{-\text{з}}$; затухание на границах полосы заграждения $L_{\text{з}}$ (обычно $L_{\text{з}} = 15 \dots 30$ дБ); волновые сопротивления подводящих линий W_0 . Вместо $\Pi_{\text{з}}$ может быть задана полоса перехода $\Pi_{\text{пер}} = f_{\text{з}} - f_{\text{пр}} = f_{-\text{пр}} - f_{-\text{з}}$.

Наиболее широко используемыми функциями аппроксимации частотных характеристик фильтров являются полиномы Чебышева и максимально плоские.

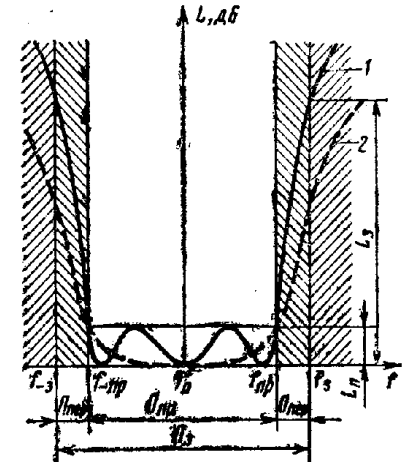


Рис. 4.28. Чебышевская (1) и максимально плоская (2) частотные характеристики рабочего затухания ППФ.

ские функции Баттерворса (рис. 4.28). Чебышевская характеристика имеет более крутые склоны по сравнению с максимально плоской (меньшую величину полосы перехода $\Pi_{\text{пер}}$), но зато пульсирующий характер затухания и коэффициента стоячей волны (КСВ) в полосе пропускания. Для получения чебышевской характеристики требуется меньшее число звеньев фильтра, чем для получения максимально плоской.

Рассматриваемый метод проектирования ППФ, изображенного на рис. 4.27, основан на использовании в качестве прототипа низкочастотной схемы ФНЧ из n элементов с сосредоточенными параметрами. Частотная характеристика такого ФНЧ определяется выражениями [13]:

— при чебышевской аппроксимации

$$L = 1 + (L_n - 1) T_n^2(f/f_{\text{пр}}), \quad (4.78)$$

— при максимально плоской аппроксимации

$$L = 1 + (L_n - 1) (f/f_{\text{пр}})^{2n}, \quad (4.79)$$

где $T_n(f/f_{\text{пр}})$ — полином Чебышева 1-го рода n -го порядка, а затухания L и L_n выражены в безразмерных единицах. Если в этих выражениях заменить $f/f_{\text{пр}}$ на $(f - f_0) / (f_{\text{пр}} - f_0) = 2\Delta f / \Pi_{\text{пр}}$, то они будут описывать частотную характеристику ППФ, расположенную справа от f_0 (рис. 4.28). Левая часть характеристики является зеркальным отображением правой.

Число элементов n прототипной схемы ФНЧ рассчитывают по формулам:

— при чебышевской характеристике

$$n \approx \frac{\text{arch} \sqrt{(L_s - 1)/(L_n - 1)}}{\text{arch} \Pi_s / \Pi_{\text{пр}}}, \quad (4.80)$$

— при максимально плоской характеристике

$$n \approx \frac{\lg \sqrt{(L_s - 1)/(L_n - 1)}}{\lg \Pi_s / \Pi_{\text{пр}}}, \quad (4.81)$$

где затухания L_n и L_s выражены в безразмерных единицах. Полученное при расчете число n округляют до ближайшего целого. Число звеньев проектируемого ППФ должно быть на единицу больше (рис. 4.27).

Электрическая длина отрезков связанных линий всех звеньев ППФ одинакова и равна $l_1, \dots, l_{(n+1)} = \Lambda_0/4$, где $\Lambda_0 = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_0}$ — длина волны в линии на частоте f_0 , ϵ_0 — эффективная диэлектрическая проницаемость среды в линии (для симметричной полосковой линии $\epsilon_0 = \epsilon$, где ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика линии — см. § 3.4). В микрополосковом ППФ геометрические длины этих отрезков могут отличаться из-за различия величин Λ_0 в линиях с разными волновыми сопротивлениями и разной шириной зазора s между связанными линиями при

неизменной длине волны в воздухе λ_0 , что обусловлено неодинаковостью эффективной диэлектрической проницаемости ϵ_0 в рассматриваемых отрезках (рис. 4.29, б). Величины l_i (i принимает значения от 1 до $n + 1$) вычисляют после определения размеров w_i и s_i .

Для этого необходимо рассчитать волновые сопротивления связанных линий i -го звена фильтра при четном $W_{oe}^{(i)}$ и нечетном $W_{oo}^{(i)}$ видах возбуждения:

$$W_{oe}^{(i)} = W_0(1 + A_i + A_i^2); \quad W_{oo}^{(i)} = W_0(1 - A_i + A_i^2), \quad (4.82)$$

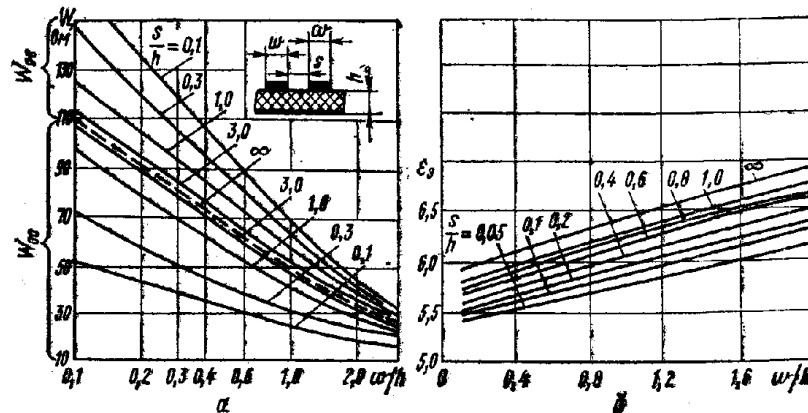


Рис. 4.29. Зависимость параметров параллельно связанных микрополосковых линий от размеров МПЛ (w/h) и нормированной ширины зазора (s/h) между полосками (подложка с $\epsilon = 9,6$) [13, 20]:

а — волновые сопротивления МПЛ при четном (W_{oe}) и нечетном (W_{oo}) видах возбуждения; б — эффективная диэлектрическая проницаемость среды в МПЛ.

где

$$A_i = g_0/\sqrt{g_{i-1}g_i}, \quad (4.83)$$

W_0 — заданное волновое сопротивление подводящих линий на входе и выходе фильтра; g_{i-1} , g_i — обобщенные параметры прототипной схемы ФНЧ, определяемые по таблицам [10, с. 517, 548], за исключением крайних элементов g_0 и g_{n+1} . Последние рассчитывают по формулам

$$g_0 = \pi \Pi_{\text{пр}}/2f_0; \quad g_{n+1} = g_0/r, \quad (4.84)$$

где коэффициент r при четном числе элементов n чебышевского прототипного ФНЧ равен $r = \text{th}^2 [0,25 \ln (\text{cth} 0,058 L_n)]$, причем L_n выражено в децибелах или определяется по таблице [10, с. 517] для заданной величины L_n . Во всех остальных случаях $r = 1$.

Размеры звеньев микрополоскового фильтра находят с помощью графиков рис. 4.29. Откладывая вычисленные по формуле (4.82) значения волновых сопротивлений $W_{oe}^{(i)}$, $W_{oo}^{(i)}$ на графике рис. 4.29, а так, чтобы они располагались на одной вертикальной

линии выше и ниже кривой $s/h = \infty$ и в то же время на кривых с одинаковой величиной отношения s/h , определяют соответствующие такому расположению значения $(\omega/h)_i$ и $(s/h)_i$ всех звеньев проектируемого ППФ. Используя эти данные, по графику рис. 4.29, б находим величину $\epsilon_{\alpha(i)}$ звеньев и рассчитываем далее длины отрезков $l_i = \lambda_0/4 \sqrt{\epsilon_{\alpha(i)}}$. На этом проектирование топологической схемы ППФ заканчивается.

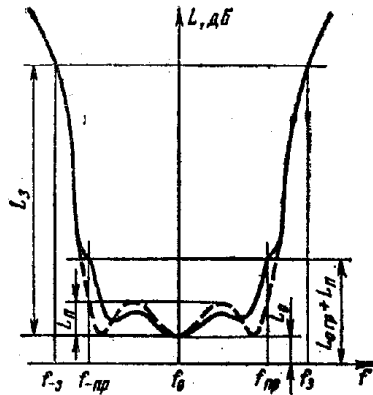


Рис. 4.30. Влияние потерь рассеяния на частотную характеристику рабочего затухания фильтра (пунктиром показана характеристика того же фильтра без потерь рассеяния).

приподнимается относительно оси частот на величину L_0 (рис. 4.30), но и изменяется по форме. Например, в микрополосковом ППФ приемлемое затухание в полосе пропускания (3—5 дБ) можно получить только при $n = 2$ и $\Pi_{пр}/f_0 > 5\%$ [12]. Другими словами, при использовании микрополосковых резонаторов потери в МПЛ ограничивают возможность создания узкополосных фильтров СВЧ с крутыми склонами характеристики.

Потери рассеяния фильтра в середине полосы пропускания можно приблизительно рассчитать по формуле [11, 16]

$$L_0 [\text{дБ}] \approx 4,34 \frac{h_0}{\Pi_{пр}} \sum_{i=1}^n \frac{g_i}{Q_{0i}}, \quad (4.85)$$

где n — число элементов прототипной схемы ФНЧ (число полуволновых резонаторов ППФ); g_i — обобщенные параметры этой схемы, определяемые, как уже указывалось, по таблицам [10]; Q_{0i} — собственная добротность i -го резонатора фильтра. Во многих случаях добротности резонаторов фильтра можно считать одинаковыми $Q_{0i} = Q_0$ и рассчитывать L_0 по формуле

$$L_0 [\text{дБ}] = 4,34 \frac{h_0}{\Pi_{пр} Q_0} \sum_{i=1}^n g_i. \quad (4.86)$$

Рассмотренная частотная характеристика рабочего затухания фильтра (рис. 4.28) обусловлена частотной зависимостью коэффициента отражения от фильтра, т. е. соотношением его входного импеданса с подводящей линией. Эта характеристика не учитывает наличия активных потерь в фильтре (потери рассеяния), связанных с поглощением и излучением СВЧ энергии в его элементах. Потери рассеяния создают начальные потери фильтра (в середине полосы пропускания L_0 и на ее границах $L_{0 гр}$) и существенно влияют на частотную характеристику фильтра. Она не только

Потери рассеяния фильтра на границах полосы пропускания приблизительно оцениваются соотношением [11]

$$L_{0 гр} [\text{дБ}] = (2 \dots 3) L_0. \quad (4.87)$$

Таким образом, суммарное затухание фильтра на границах полосы пропускания равно

$$L_{\Sigma гр} [\text{дБ}] = L_{пр} + L_{0 гр}. \quad (4.88)$$

Для расчета потерь L_0 необходимо предварительно найти собственную ненагруженную добротность одиночного резонатора фильтра Q_0 , которая для полосковых и микрополосковых устройств определяется из соотношения

$$1/Q_0 = 1/Q_{п} + 1/Q_{д} + 1/Q_{н},$$

где $Q_{п}$, $Q_{д}$ и $Q_{н}$ — собственные добротности резонатора, определяемые при учете только соответственно потерь проводимости в проводниках, диэлектрических потерь в диэлектрике линий и потерь на излучение с разомкнутого конца линии.

Добротность $Q_{п}$ резонатора, выполненного на отрезке линии передачи любого типа, равна

$$Q_{п} = \pi/\beta_{ф п} \Lambda, \quad (4.89)$$

где $\beta_{ф п}$ — погонные потери проводимости линии передачи в перах; Λ — длина волны в линии передачи [10, 11]. Для микрополоскового резонатора с учетом формул (3.59), (3.60) для $\beta_{ф п}$ получаем

$$Q_{п} = \omega W \sqrt{\epsilon_0} \sqrt{\sigma f} / \delta, \quad (4.90)$$

где частота f выражена в гигагерцах.

Добротность, определяемая диэлектрическими потерями, рассчитывается по приближенному соотношению $Q_{д} \approx 1/\text{tg } \delta$, где $\text{tg } \delta$ характеризует потери в диэлектрике резонатора. Тогда добротность резонатора, обусловленная поглощением энергии в нем, равна

$$Q_{пд} = Q_{п} Q_{д} / (Q_{п} + Q_{д}) = Q_{п} / (1 + Q_{п} \text{tg } \delta). \quad (4.91)$$

Для высококачественных диэлектриков, имеющих $\text{tg } \delta \approx 10^{-4}$, обычно используемых для полосковых и микрополосковых устройств, $Q_{д} \gg Q_{п}$ и $Q_{пд} \approx Q_{п}$.

Потери на излучение с разомкнутого конца линии можно учесть, введя специальный коэффициент снижения добротности из-за излучения η . В этом случае

$$1/Q_0 = 1/Q_{пд} + 1/Q_{н} = 1/\eta Q_{пд}, \quad (4.92)$$

откуда следует, что $\eta = (1 + Q_{пд}/Q_{н})^{-1}$ и ненагруженная добротность одиночного резонатора равна

$$Q_0 = \eta Q_{пд} = \eta Q_{п} (1 + Q_{п} \text{tg } \delta). \quad (4.93)$$

Таблица 4.3

Параметры и размеры звена	Результат расчета для звена			Параметры и размеры звена	Результат расчета для звена		
	1	2	3		1	2	3
$W_{oe}^{(i)}$, Ом	64,8	55,1	64,8	s_i , мм	0,265	0,85	0,265
$W_{oo}^{(i)}$, Ом	35,2	45	35,2	ϵ_{ai}	6,09	6,4	6,09
$(w/h)_i$	0,89	0,96	0,89	l_{i0} , мм	3,38	3,3	3,38
w_i , мм	0,445	0,48	0,445	l_i , мм	3,23	3,15	3,23
$(s/h)_i$	0,53	1,7	0,53				

Для резонаторов на разомкнутых отрезках несимметричной полосковой линии [14]

$$\eta = 1 - 5,04 \cdot 10^4 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^{1,8} \left[\frac{\epsilon_a + 1}{\epsilon_a} - \frac{(\epsilon_a - 1)^2}{2\epsilon_a \sqrt{\epsilon_a}} \ln \frac{\sqrt{\epsilon_a + 1}}{\sqrt{\epsilon_a - 1}} \right] \frac{1}{W}, \quad (4.94)$$

где h — толщина подложки; λ — длина волны в воздухе; W — волновое сопротивление линии одиночного резонатора. Формула справедлива при условии $(h/\lambda)\sqrt{\epsilon_a - 1} \ll 0,25$. Для микрополосковых резонаторов, имеющих $\epsilon \approx 10$, $W \approx 50$ Ом, в диапазоне сантиметровых волн ($\lambda = 1 \dots 10$ см) величина $\eta \approx 0,5 \dots 0,9$.

Пример 4.9. Требуется спроектировать микрополосковый ППФ на одинаковых связанных линиях и рассчитать его затухание в полосе пропускания.

Исходные данные: средняя частота полосы пропускания $f_0 = 9$ ГГц; полоса пропускания $\Pi_{пр} = 0,6$ ГГц по уровню затухания без учета активных потерь $L_n = 1$ дБ; полоса заграждения $\Pi_з = 1,8$ ГГц по уровню затухания $L_з = 20$ дБ; волновое сопротивление подводящих линий $W_0 = 50$ Ом. Подложка толщиной $h = 0,5$ мм имеет $\epsilon = 9,6$ и $\text{tg } \delta = 10^{-4}$. Материал проводников — медь.

Расчет

1. Выбираем чебышевскую аппроксимацию частотной характеристики, поскольку она обеспечивает более крутые склоны при меньшем числе звеньев фильтра по сравнению с максимально плоской характеристикой. Следовательно, и суммарное затухание в полосе пропускания будет тоже наименьшим, что весьма важно для микрополосковых фильтров, активные потери которых относительно велики.

2. По формуле (4.80) определяем необходимое число элементов прототипной схемы ФНЧ

$$n = \frac{\text{arch } \sqrt{(100-1)/(1,26-1)}}{\text{arch}(1,8/0,6)} = 2,09.$$

Полученный результат округляем до ближайшего целого $n = 2$ (два полуволновых резонатора). Следовательно, необходимое число связанных четвертьволновых звеньев фильтра равно $n + 1 = 3$.

3. По справочнику [10, с. 537] для значений $L_n = b_n = 1$ дБ находим величину $1/r = 2,66$ и обобщенные параметры прототипа $g_1 = 1,822$ и $g_2 = 0,685$.

4. По формуле (4.84) рассчитываем $g_0 = 0,3 \cdot 3,14/9 = 0,105$ и $g_{n+1} = g_3 = 0,105 \cdot 2,66 = 0,279$.

5. По формуле (4.83) определяем коэффициенты $A_1 = 0,105/\sqrt{0,105 \cdot 1,822} = 0,24$; $A_2 = 0,105/\sqrt{1,822 \cdot 0,685} = 0,0936$; $A_3 = 0,105/\sqrt{0,685 \cdot 0,279} = 0,24$.

6. По формуле (4.82) рассчитываем волновые сопротивления связанных линий каждого i -го звена фильтра при четном $W_{oe}^{(i)}$ и нечетном $W_{oo}^{(i)}$ видах возбуждения. Результаты расчета приведены в табл. 4.6.

7. Используя полученные значения $W_{oe}^{(i)}$ и $W_{oo}^{(i)}$, по графику рис. 4.29, а указанным способом находим отношения размеров МПЛ каждого звена $(w/h)_i$ и соответствующую относительную ширину зазоров связанных линий $(s/h)_i$ (см. табл. 4.6). Необходимые для получения этих данных кривые с промежуточными значениями s/h , отсутствующими на рис. 4.29, а, определяем приближенно, интерполируя между имеющимися значениями s/h . Величину $(w/h)_0 = 0,97$ для подводящих линий находим по пунктирной кривой, соответствующей $s/h = \infty$. Абсолютное же значение размеров w_i и s_i определяем через заданную толщину подложки $h = 0,5$ мм.

8. По кривым рис. 4.29, б находим эффективную диэлектрическую проницаемость МПЛ каждого звена ϵ_{ai} и с ее помощью соответствующие длины четвертьволновых отрезков связанных линий

$$l_{i0} = \lambda_0/4 \sqrt{\epsilon_{ai}} = c/4f_0 \sqrt{\epsilon_{ai}} = 33,3/4 \sqrt{\epsilon_{ai}} \quad [\text{мм}],$$

где $c = 3 \cdot 10^{10}$ см/с — скорость света в воздухе. Полученные длины отрезков l_{i0} необходимо скорректировать на величину Δl_i , определяемую по рис. 3.40 и учитывающую влияние концевой емкости разомкнутого конца четвертьволнового отрезка МПЛ. Поэтому требуемые длины отрезков МПЛ каждого звена равны $l_i = l_{i0} - \Delta l_i$ (табл. 4.6).

9. Затем составляем топологическую схему спроектированного ППФ (рис. 4.31).

10. Перейдем к расчету суммарного затухания ППФ в полосе пропускания. Поскольку геометрические размеры микрополосковых резонаторов фильтра близки между собой, полагаем их ненагруженные добротности Q_0 одинаковыми и потери рассеяния фильтра в середине полосы пропускания L_0 рассчитываем по формуле (4.86). Добротность Q_0 определяем для четвертьволновых резонаторов

одинаковых между собой крайних звеньев фильтра, полагая резонатор несвязанным.

Вычисляем по формулам (3.56) и (3.58а)

$$\epsilon_3 = 0,5 [1 + 9,6 + (9,6 - 1) / \sqrt{1 + 10 \cdot 0,5 / 0,445}] = 6,53,$$

$$W = 314 / \sqrt{9,6} (1 + 0,89) = 53,5 \text{ Ом}$$

и, используя данные табл. 3.5, по формуле (4.90), находим добротность резонатора, обусловленную потерями проводимости:

$$Q_n = 0,445 \cdot 10^{-3} \cdot 53,5 \sqrt{6,53} \cdot \sqrt{5,8 \cdot 10^7 \cdot 9/6} = 232.$$

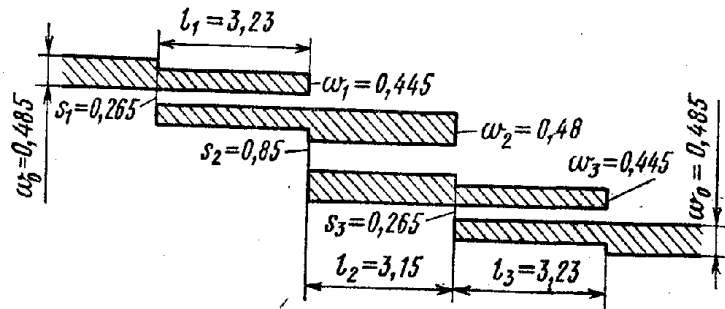


Рис. 4.31. Топологическая схема микрополоскового ППФ, рассчитанного в примере 4.9.

Учитывая, что $\text{tg } \delta = 10^{-4}$, получаем по формуле (4.91) $Q_{\text{пл}} \approx Q_n = 232$. По формуле (4.94) находим значение коэффициента

$$\eta = 1 - 5,04 \cdot 10^4 \left(\frac{0,5}{33,3} \right)^{1,8} \left[\frac{6,53 + 1}{6,53} - \frac{(6,53 - 1)^2}{2 \cdot 6,53 \sqrt{6,53}} \ln \frac{\sqrt{6,53} + 1}{\sqrt{6,53} - 1} \right] \frac{1}{53,5} = 0,804,$$

а по формуле (4.93) рассчитываем ненагруженную добротность резонатора $Q_0 = 0,804 \cdot 232 = 187$.

Теперь можно по формуле (4.86) определить потери рассеяния в середине полосы пропускания

$$L_0 = 4,34 \cdot 9 (1,822 + 0,685) / 0,6 \cdot 187 = 0,87 \text{ дБ.}$$

Потери рассеяния на границах полосы пропускания найдем по формуле (4.87), полагая в ней численный коэффициент равным 2,5. Тогда $L_{0\text{гр}} = 2,5 \cdot 0,87 = 2,18$ дБ. Суммарное затухание фильтра на границах полосы пропускания согласно формуле (4.88) равно $L_{\Sigma\text{гр}} = 1 + 2,18 = 3,18$ дБ.

Микроминиатюрные узкополосные ППФ и ПЗФ для СВЧ ИС удастся создать, если в качестве резонатора использовать не отрезок линии передачи, а ферритовый образец из монокристалла железо-

иттриевого граната (ЖИГ) в виде обычно весьма малой хорошо отполированной сферы [7, 11]. Такие фильтры называют ферритовыми. Сфера ЖИГ, помещенная в магнитное поле, в котором СВЧ поле и внешнее поле от электромагнита взаимно перпендикулярны, в силу физических свойств ферритов резонирует на частоте ферромагнитного резонанса [11, 15], равной в мегагерцах

$$f_0 = 3,51 \cdot 10^{-2} H_0, \quad (4.95)$$

где H_0 — напряженность внешнего магнитного поля, А/м. Изменяя величину внешнего поля H_0 , можно легко и в широких пределах перестраивать резонансную частоту по линейному закону, что практически очень удобно. ЖИГ резонатор из-за весьма малых собственных потерь в феррите обладает высокой ненагруженной добротностью $Q_0 = 1000 \dots 10\,000$ вплоть до коротких миллиметровых волн, но при условии весьма совершенной полировки поверхности сферы.

Связи ЖИГ резонатора с подводящими линиями могут быть реализованы согласно рис. 4.32, а. Сфера ЖИГ размещается в центре двух ортогонально расположенных петель связи, плоскость которых совпадает с направлением поля H_0 . При $H_0 = 0$ связь между входом и выходом фильтра почти отсутствует из-за ортогональности взаимного расположения петель связи. При наличии поля H_0 благодаря ферромагнитному резонансу в сфере ЖИГ через нее происходит передача электромагнитной энергии от входа к выходу, несмотря на ортогональность петель. В полосковом и микрополосковом ферритовых фильтрах (рис. 4.32, б) петли связи образованы тонкими металлическими полосками, один конец которых припаян к подводящей линии, а второй — к разомкнутому четвертьволновому отрезку, через малое входное сопротивление которого петля оканчивается соединенной по СВЧ с заземленной пластиной линии.

Ферритовый резонатор и фильтр рассчитывают на основе ненагруженной Q_0 , внешней $Q_{\text{вн}}$ и нагруженной Q_n добротностей резонатора.

Для ЖИГ резонатора в форме сферы ненагруженная добротность равна

$$Q_0 = (H_0 - M_0/3) / \Delta H, \quad (4.96')$$

где M_0 — намагниченность насыщения ферритовой сферы; ΔH — ширина линии ферромагнитного резонанса сферы. У монокристаллов железо-иттриевого граната в зависимости от внутренней структуры и качества обработки поверхности величина этих параметров лежит в пределах: $\Delta H = 20 \dots 40$ А/м, при этом $M_0 = 1,4 \cdot 10^5$ А/м; $\Delta H = 40 \dots 80$ А/м, при этом $M_0 = (1,4 \dots 0,08) \cdot 10^6$ А/м. Требуемая величина H_0 определяется по формуле (4.95).

Внешние добротности ЖИГ резонатора $Q_{\text{вн1}}$ и $Q_{\text{вн2}}$, обусловленные внешней нагрузкой каждой петли связи, равны [11]

$$Q_{\text{вн1,2}} \approx \frac{10^{-4} R_n}{V_{\text{сф}}} \left[1 + \left(\frac{\omega L_{\text{св}}}{R_n} \right)^2 \right], \quad (4.97)$$

где r — радиус петли, м; $V_{сф}$ — объем сферы, м³; R_n — сопротивление нагрузки петли связи, Ом; $L_{св}$ — собственная индуктивность петли, Г (см., например, рис. 4.33).

Добротности резонатора связаны между собой соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} Q_n &= Q_0 Q_{вн} / (Q_0 + Q_{вн}), \\ Q_{вн} &= Q_{вн1} Q_{вн2} / (Q_{вн1} + Q_{вн2}), \end{aligned} \right\} \quad (4.98)$$

где $Q_{вн}$ — результирующая внешняя добротность. При $Q_{вн1} = Q_{вн2} = Q_{вн0}$, что обычно и используется, $Q_{вн} = Q_{вн0}/2$. В однорезонаторном фильтре нагруженная добротность и полоса пропускания по уровню затухания $L_n = 3$ дБ связаны известной зависимостью

$$\Pi_{пр} = f_0 / Q_n. \quad (4.99)$$

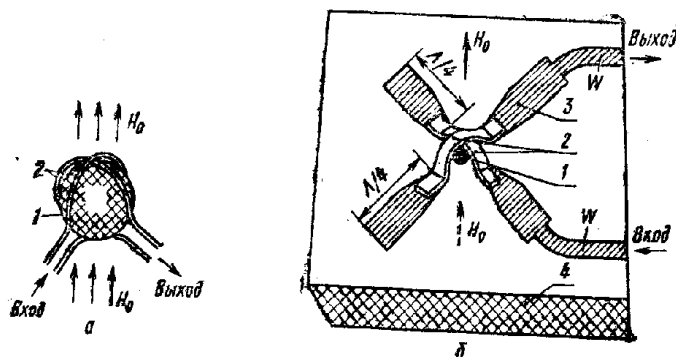


Рис. 4.32. Устройство связи ЖИГ резонатора с подводящими линиями с помощью индуктивных петель (а) и пример построения микрополоскового ферритового фильтра на ЖИГ резонаторе (б): 1 — сфера ЖИГ; 2 — петли связи; 3 — микрополосковая линия; 4 — подложка.

В узкополосных многорезонаторных полосно-пропускающих фильтрах, как следует из теории [11], потери рассеяния в середине полосы пропускания L_0 (рис. 4.30) получаются минимальными в том случае, когда эти ППФ проектируют на основе прототипной схемы ФНЧ с одинаковыми элементами, обобщенные параметры которых равны $g_i = 1$, $i = 0, \dots, (n + 1)$. Поэтому в многорезонаторных ферритовых ППФ, являющихся узкополосными фильтрами, используют одинаковые ЖИГ резонаторы с одинаковыми внешними добротностями $Q_{вн0}$ и одинаковыми коэффициентами связи между резонаторами (требуемые коэффициенты связи устанавливают экспериментально). Необходимое число резонаторов n такого ППФ рассчитывают по формуле [11]

$$n \approx (L_{з\sum} + 6) / 20 \lg (\Pi_в / \Pi_{пр}), \quad (4.100)$$

где $L_{з\sum} = L_в + L_0$ — полное затухание фильтра на границах полосы заграждения $\Pi_в$, выраженное в децибелах (рис. 4.30).

Величины $L_{з\sum}$, $\Pi_в$ и $\Pi_{пр}$ должны быть заданы, причем полоса пропускания $\Pi_{пр}$ должна быть задана по уровню затухания $L_n \approx \approx 1$ дБ. Рассчитанное значение n округляют до ближайшего целого и определяют требуемую внешнюю добротность ЖИГ резонатора $Q_{вн0} = Q_{вн1} = Q_{вн2}$ по формуле

$$Q_{вн0} = \frac{f_0}{\Pi_в} \operatorname{ant} \lg \frac{L_{з\sum} + 6}{20n}, \quad (4.101)$$

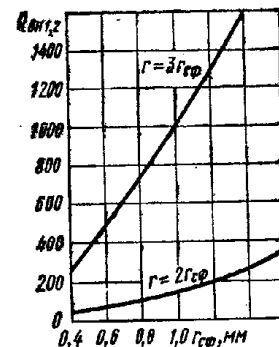


Рис. 4.33. Зависимость внешней добротности ЖИГ резонатора (рис. 4.32, б), рассчитанной по формуле (4.97), от величины радиусов сферы $r_{сф}$ и петли r : Расчет для $f_0 = 9375$ МГц, $R_n = W = 50$ Ом, ширины ленточного проводника петли 0,4 мм и $L_{св}$, определяемой по формуле (3.71).

где $L_{з\sum}$ — в децибелах. Уточняют полосу пропускания $\Pi_{пр}$ по уровню $L_n \approx 1$ дБ, которая будет получена в ППФ с выбранным числом резонаторов n , по соотношению

$$\Pi_{пр} / f_0 = 1 / Q_{вн0}. \quad (4.102)$$

Используя рассчитанную по формуле (4.101) добротность $Q_{вн0}$ можно с помощью рис. 4.33 определить необходимые величины радиусов сферы и петель связи.

Потери рассеяния рассчитываемого ППФ в середине полосы пропускания равны

$$L_0 = 4,34nQ_{вн0}/Q_0 \text{ дБ}, \quad (4.103)$$

где Q_0 — ненагруженная добротность ЖИГ резонатора.

Суммарное затухание ППФ на границах полосы пропускания рассчитывается по формуле (4.88), где $L_n = 1$ дБ. Практически потери рассеяния L_0 получаются больше значения, рассчитанного по формуле (4.103), вследствие того, что реальная добротность Q_0 оказывается меньше расчетной величины по формуле (4.96) из-за потерь рассеяния в элементах крепления ферритовой сферы и петлях связи резонатора с подводящими линиями.

В практических конструкциях ферритовых фильтров с различным числом резонаторов (от 2 до 4) получено: $L_0 = 2 \dots 5$ дБ, $\Pi_{пр} = 20 \dots 30$ МГц, диапазон электрической перестройки резонансной частоты (магнитным полем) $(f_0 \max \dots f_0 \min) / f_0 \min = 0,5 \dots 3$, затухание в полосе заграждения 40—80 дБ.