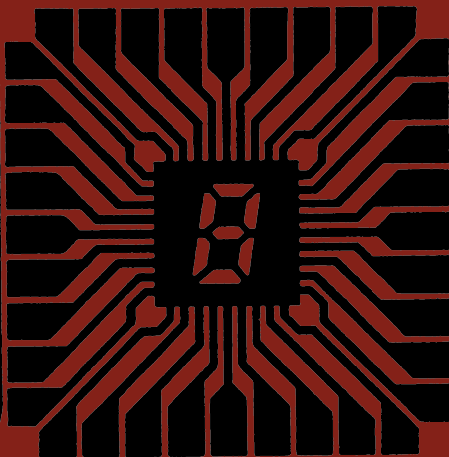




Массовая
библиотека
инженера

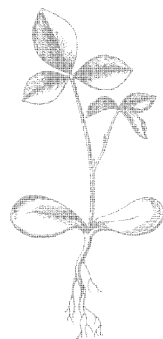
Электроника



Н. А. Филинчук

**Активные СВЧ
фильтры
на транзисторах**

Издательство «Радио и связь»



Scan ЮНЦ

Н. А. Филинук

Активные СВЧ фильтры на транзисторах



Москва
«Радио и связь» 1987

ББК 32.844
Ф 53
УДК 621.396.6

Редакционная коллегия:

С. С. Булгаков (отв. редактор), *Ю. И. Борзаков*, *М. А. Бедрекровский*, *Г. Г. Горбунова*, *Л. Г. Дубицкий*, *В. И. Иванов*, *И. В. Лебедев*, *В. М. Ломакин*, *Ю. Р. Носов*, *Ю. Н. Рысев*, *В. Н. Сретенский* (зам. отв. редактора), *В. А. Терехов*, *В. Н. Уласюк*, *В. А. Шахнов*

Филинюк Н. А.

Ф 53 Активные СВЧ фильтры на транзисторах. — М.: Радио и связь, 1987. — 112 с.: ил. — (Массовая б-ка инженера «Электроника»).

Изложены основы построения активных СВЧ фильтров на транзисторах. Проведен анализ зависимости характеристик взаимных и невзаимных фильтров от параметров элементов. Показаны основные способы управления этими характеристиками. Предложены различные методики расчета фильтров. Оценено влияние дестабилизирующих факторов.

Для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой электронной аппаратуры.

Ф $\frac{2403000000-006}{046(01)-87}$ 44-87

ББК 32.844

Рецензенты: Б. Ф. ВЫСОЦКИЙ и В. Ф. ГАРМАШ

Редакция литературы по электронной технике

Производственное издание

Николай Антонович Филинюк

АКТИВНЫЕ СВЧ ФИЛЬТРЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Заведующий редакцией *Ю. Н. Рысев*. Редактор *Е. А. Богатырев*.

Редактор издательства *Г. Н. Астафуров*. Художественный редактор *Н. С. Шешн*.

Технический редактор *З. Н. Ратникова*. Корректор *Т. С. Власкина*

ИБ № 1607

Сдано в набор 21.05.86	Подписано в печать 30.07.86	T-06531		
Формат 60×90/16	Бумага кн.-журн. № 2	Гарнитура литературная	Печать высокая	
Усл. печ. л. 7,0	Усл. кр.-отт. 7,375	Уч.-изд. л. 7,38	Тираж 21 600 экз.	Изд. № 19832
Зак. № 67	Цена 35 к.			

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693
Московская типография № 5 ВГО «Союзучгиздат». 101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Радио и связь», 1987

ПРЕДИСЛОВИЕ

Непрерывный процесс усложнения радиоэлектронных устройств и их применение на сверхвысоких частотах (СВЧ) поставили перед разработчиками аппаратуры две задачи первостепенной важности: повышение надежности и уменьшение габаритных размеров при сохранении высоких электрических параметров. При решении этих задач наиболее значительные трудности возникли на этапе создания частотно-избирательных фильтров в интегральном исполнении. Частотная избирательность фильтров зависит от добротности их элементов. С повышением частоты добротность реактивных элементов уменьшается, что ведет к ухудшению избирательности. Особенно сильно уменьшается добротность катушек индуктивности.

В низкочастотном диапазоне частот эти трудности успешно преодолены путем создания активных RC -фильтров [11, 14, 27, 29, 53]. Область применения этих фильтров ограничена частотами, на которых можно пренебречь частотной зависимостью коэффициента передачи тока транзистора (до сотен килогерц).

В диапазоне СВЧ высокоизбирательные миниатюрные фильтры строятся на основе микрополосковых линий, спиральных резонаторов, ферритов, сегнетоэлектрических резонаторов и сегнетоэлектрических элементов, использующих поверхностные акустические волны (ПАВ) [5, 9, 10, 15]. Каждая из этих групп фильтров обладает своими специфическими достоинствами. Например, фильтры на микрополосковых линиях и спиральных резонаторах являются наиболее стабильными; фильтры на ферритах и сегнетоэлектриках могут электрически перестраиваться в широком диапазоне частот; фильтры на основе ПАВ имеют амплитудно-частотную характеристику с высокой крутизной скатов. Однако все эти фильтры имеют два недостатка: зависимость добротности от геометрических размеров и наличие потерь энергии в полосе пропускания. Например, собственная добротность объемного резонатора Q_0 обратно пропорциональна корню квадратному из рабочей частоты, т. е. $Q_0 \sim 1/\sqrt{f}$, и пропорциональна отношению его объема к площади поверхности. Это указывает на принципиальную трудность миниатюризации коаксиальных и полосковых фильтров. Аналогичные трудности возникают и при миниатюризации других видов пассивных фильтров.

Следовательно, для миниатюризации фильтров СВЧ диапазона целесообразно использование методов и средств построения фильтров, электрические параметры которых (прежде всего добротность) не зависели бы от геометрических размеров элементов. Таким требованиям отвечают активные фильтры, создаваемые на основе транзисторных обобщенных преобразователей иммитанса (ОПИ). Это направление относится к области функциональной электроники, использующей отрицательное сопротивление различных твердотельных структур.

При создании активных СВЧ фильтров используется частотная зависимость коэффициента передачи тока транзистора и влияние обратных связей в транзисторе. Это позволяет в широком диапазоне частот использовать транзистор как ОПИ для синтеза высокочастотных реактивных и отрицательных активных динамических сопротивлений, а также управлять положением полюсов функции передачи на комплексной плоскости. По сравнению с пассивными СВЧ фильтрами активные обладают большей добротностью, лучшим массогабаритными характеристиками и расширенными функциональными возможностями. Важным преимуществом этих фильтров является возможность реализации не только в виде гибридных микросхем, но и в виде полупроводниковых микросхем на базе арсенид-галлиевых структур с затвором Шоттки [50].

Проектирование активных СВЧ фильтров во многом отличается от проектирования активных низкочастотных фильтров. Это связано с особенностями диапазона СВЧ, а также сложностью решения задач получения требуемых стабильности и коэффициента шума.

В предлагаемой книге сделана попытка обобщить разрозненный материал по теории и технике активных СВЧ фильтров. Проведен сравнительный анализ биполярных и полевых транзисторов в режиме ОПИ как базового элемента активных СВЧ фильтров. Рассмотрены основные направления реализации фильтров, предельно достижимые параметры и особенности расчета. Учитывая, что транзисторы используются в частотной области их потенциальной неустойчивости, особое внимание уделено вопросам обеспечения требуемого запаса устойчивости.

Исследованы шумовые параметры, а также вопросы обеспечения стабильности в диапазоне изменения температур, мощности сигнала, сопротивлений нагрузки и генератора.

При написании книги автор понимал, что в издании такого ограниченного объема невозможно детально рассмотреть все вопросы теории и практики создания активных СВЧ фильтров. Он старался от общих понятий переходить к частным случаям. Поэтому основное внимание уделено полосно-пропускающим фильтрам на базе обобщенных конверторов иммитанса, получивших наиболее широкое применение.

1. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ АКТИВНЫХ СВЧ ФИЛЬТРОВ

1.1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ

Электрическим фильтром называется линейный четырехполюсник, предназначенный для выделения из сложного колебания частотных составляющих, расположенных в заданной области частот, и подавления частотных составляющих, расположенных в другой, также заданной области частот. Фильтры, которые содержат активные элементы (транзисторы, диоды с отрицательным сопротивлением), являются *активными*. Фильтры, предназначенные для работы на частотах от 300 МГц до 300 ГГц, относятся к сверхвысококачественным. Активные фильтры этого диапазона частот называют СВЧ активными фильтрами (СВЧ АФ).

В литературе, посвященной частотно-избирательным цепям, нет четкого разграничения между активными фильтрами и избирательными усилителями. Например, в [14] под активными фильтрами понимают пассивные избирательные RLC -цепи в сочетании с электронными (обычно транзисторными) усилителями. Аналогично определяются и резонансные усилители. Например, в [28] резонансным называется усилитель, содержащий избирательные цепи. Имеющаяся неоднозначность в определении этих устройств приводит к тому, что методы расчета избирательных усилителей используются для расчета активных фильтров, что не всегда оправдано, так как ряд требований, предъявляемых к активным фильтрам и избирательным усилителям, различен. Например, модуль коэффициента передачи избирательного усилителя на квазирезонансной частоте K_0 должен быть больше единицы. Это требование не является обязательным для активного фильтра. Он может иметь $K_0 \geq 1$ и $K_0 \leq 1$. При расчете избирательных усилителей не всегда задается модуль коэффициента передачи (затухания) вне полосы пропускания K_f , что является обязательным при расчете активных фильтров. Поэтому следует дать определение активным фильтрам.

Прежде всего отметим, что активный фильтр является функционально законченным электронным устройством, основное назначение которого — обеспечить требуемую форму амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Форма АЧХ реализуется как пассивными, так и активными элементами. Учитывая, что модуль коэффициента передачи активного фильтра может быть как больше, так и меньше единицы, его следует отнести к группе квазиактив-

ных устройств, так как к нему не всегда применим известный принцип активности многополюсников [11]. В соответствии с этим принципом многополюсник M называется активным, если для любого конечного времени t энергия сигнала, поступающая в этот многополюсник, отрицательна: $\mathcal{E}_a(t) = \int_{-\infty}^t X^T(\tau) Y(\tau) d\tau < 0$ для всех $(X, Y) \in M$, где X, Y — векторы входной и выходной функций многополюсника; τ — временная координата.

В то же время в отличие от многополюсника на пассивных элементах, в котором поступающая энергия $\mathcal{E}_п(t) \geq 0$, энергия, поступающая в активный фильтр, $\mathcal{E}_{а.ф}(t) < \mathcal{E}_п(t)$. Для усилителя всегда справедливо неравенство $\mathcal{E}_y(t) < 0$. Учитывая, что $\mathcal{E}_y(t) < \mathcal{E}_п(t)$, по энергетическому признаку любой усилитель можно рассматривать как частный случай активного фильтра $\mathcal{E}_y(t) \leq \mathcal{E}_{а.ф}(t) < \mathcal{E}_п(t)$.

Электронную частотно-избирательную цепь можно рассматривать как активный фильтр при выполнении двух условий: во-первых, в формировании нулей и полюсов функции передачи участвуют как пассивные, так и активные элементы; во-вторых, потребляемая фильтром энергия $\mathcal{E}_{а.ф}(t)$ меньше энергии, рассеиваемой в пассивном устройстве $\mathcal{E}_п(t)$.

Используя эти два условия, проведем анализ избирательного усилителя. Известно [28], что его можно рассматривать как пассивный фильтр, соединенный с идеальным активным прибором. Учитывая, что для такого усилителя $\mathcal{E}_y(t) < 0$, второе условие выполняется. Однако при выполнении первого условия видно, что нули и полюса функции передачи определяются пассивной частотно-избирательной цепью, а активный элемент определяет постоянный множитель этой функции. Поэтому первое условие не выполняется и такое устройство нельзя отнести к классу активных фильтров. Оно состоит из функционально самостоятельных узлов — пассивного фильтра и усилителя.

В реальных схемах, особенно СВЧ диапазона, активный элемент (АЭ) влияет на распределение нулей и полюсов функции передачи усилителя вследствие частотной зависимости параметров АЭ. Однако при создании таких усилителей частотная зависимость параметров активного элемента является отрицательным фактором, затрудняющим расчеты, а в ряде случаев и ухудшающим параметры устройства. В СВЧ АФ наблюдается противоположная тенденция. При их разработке используются частотные свойства транзисторов, что позволяет совместно с пассивными элементами формировать заданную функцию передачи.

В настоящее время СВЧ АФ разрабатываются как на основе диодов с отрицательным сопротивлением (диодные СВЧ АФ), так и на основе биполярных и полевых транзисторов (транзисторные СВЧ АФ) (рис. 1.1). Если значения коэффициента передачи СВЧ АФ в прямом и обратном направлении равны, фильтр называют *взаимным*. При невыполнении этого условия СВЧ АФ относят к

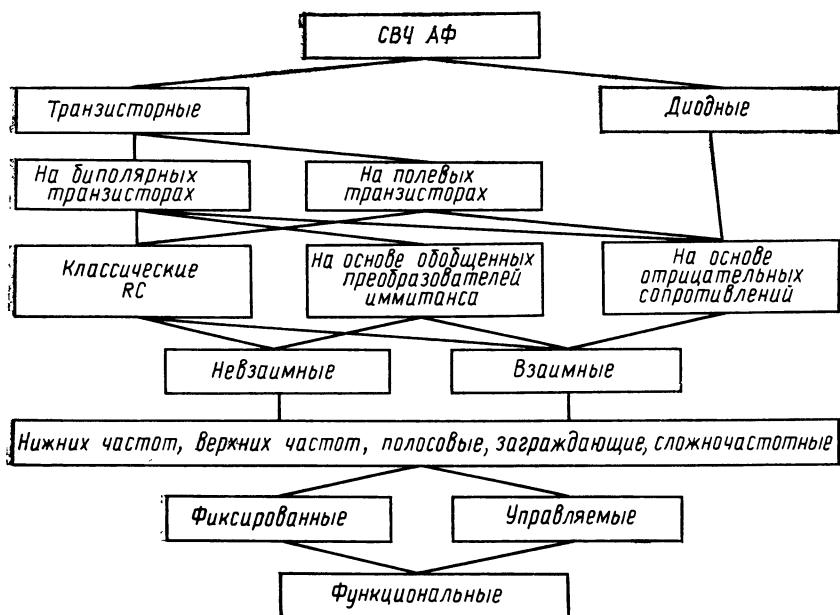


Рис. 1.1. Классификация активных СВЧ фильтров

группе *невзаимных фильтров*. Можно выделить три основных направления их создания:

1) построение классических *RC*-фильтров на основе различных преобразователей иммитанса [4] с действительным коэффициентом преобразования. При этом с ростом частоты возникают значительные технические трудности, связанные с необходимостью компенсации фазовых набегов в активных приборах и пассивных цепях. Экспериментальные образцы таких фильтров реализованы на частотах до 1,3 ГГц [75];

2) использование пассивных фильтров, в которые включены отрицательные сопротивления для компенсации диссипативных потерь [3, 31]. Эти фильтры обладают взаимными свойствами;

3) построение СВЧ АФ на основе обобщенных преобразователей иммитанса (ОПИ) с комплексным коэффициентом преобразования [46, 64]. Фильтры этой группы могут обладать как взаимными, так и невзаимными свойствами.

Основными характеристиками любого фильтра являются *полюсы пропускания* и *задержания*. Между ними лежит так называемая *переходная полоса*, в пределах которой модуль коэффициента передачи фильтра изменяется от допустимых значений в полосе пропускания до требуемых значений в полосе задержания. В зависимости от взаимного расположения полос пропускания и задержания различают следующие типы фильтров: фильтры нижних частот; фильтры верхних частот; полосовые (полосно-пропускающие) фильтры (ППФ); заграждающие (полосно-запирающие)

фильтры (ПЗФ). Кроме того, наблюдается тенденция построения фильтров с АЧХ сложного вида [65, 66]. Назовем их *сложно-частотными фильтрами*.

Все перечисленные типы фильтров могут выполняться как с фиксированными параметрами — фиксированные активные фильтры (ФАФ) [31], так и с управляемыми параметрами — управляемые активные фильтры (УАФ) [35].

Использование в СВЧ АФ активных приборов (в частности, транзисторов) позволяет с помощью одной схемы решить несколько функциональных задач, например объединить функции преобразования частоты и фильтрации [72], логической функции и фильтрации [61]. Такие фильтры можно отнести к функциональным СВЧ АФ.

СВЧ АФ подразделяются также на *узкополосные* (относительная полоса пропускания $\Delta f/f_0 < 10\%$) и *широкополосные* ($\Delta f/f_0 > 10\%$). Управляемые СВЧ АФ с малым диапазоном управления относятся к электрически подстраиваемым фильтрам, а с большим диапазоном управления — к перестраиваемым фильтрам.

В зависимости от технологии изготовления СВЧ АФ подразделяются на фильтры с дискретными элементами [56], гибридные интегральные СВЧ АФ [21] и полупроводниковые интегральные СВЧ АФ [50].

1.2. ОБОБЩЕННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИММИТАНСА — ОСНОВНОЙ ЭЛЕМЕНТ СВЧ АКТИВНОГО ФИЛЬТРА

Основным элементом СВЧ АФ на основе транзисторов является обобщенный преобразователь иммитанса (ОПИ). Это четырехполюсник, иммитанс между одной парой зажимов которого $W_{вх}$ ($W_{вых}$) является функцией иммитанса W_n (W_r), подключенного к другой паре его зажимов (рис. 1.2,а): $W_{вх} = f(W_n)$, $W_{вых} = f(W_r)$.

Все типы ОПИ можно разделить на конверторы и инверторы иммитанса [29]. *Конвертором иммитанса* называется четырехполюсник, иммитанс между одной парой зажимов которого прямо пропорционально зависит от иммитанса, подключенного к другой паре зажимов. Например, в случае преобразования конвертором иммитанса полного сопротивления Z_n (прямое преобразование) его входное полное сопротивление $Z_{вх} = (A/D)Z_n$, где A и D — элементы $[ABCD]$ -цепной матрицы ОПИ (в общем случае комплексные), связывающие токи и напряжения на его зажимах [15] (см. рис. 1.2,а):

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U \\ -I_2 \end{bmatrix}. \quad (1.1)$$

Для идеального конвертора иммитанса матрица (1.1) имеет вид

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \quad (1.2)$$

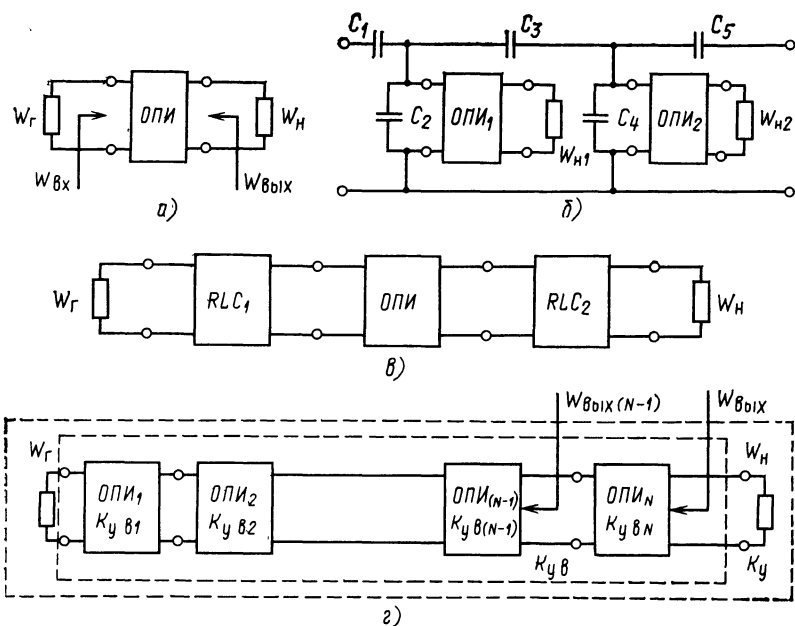


Рис. 1.2. Схемы применения обобщенного преобразователя иммитанса

Из (1.2) следует, что идеальный конвертор иммитанса незвзаимен и активен, если $A \cdot D = 1$ [53]. Отношение

$$A/D = T_k \quad (1.3)$$

назовем *коэффициентом конверсии прямого преобразования иммитанса* W_H , а $T'_k = 1/T_k$ — *коэффициентом конверсии обратного преобразования* W_G .

В общем случае коэффициент конверсии — комплексная величина. В частном случае, когда параметры цепной матрицы (1.2) являются действительными числами, коэффициент конверсии также действительная величина. Конверторы иммитанса, характеризующиеся таким коэффициентом конверсии, относятся к действительным конверторам иммитанса. Если параметры цепной матрицы (1.2) характеризуются мнимыми числами, коэффициент конверсии также является мнимой величиной, а соответствующие конверторы иммитанса называются мнимыми.

Идеальным конвертором иммитанса называется четырехполюсник, коэффициент конверсии которого не зависит от преобразуемого иммитанса. Свойства и реализация идеальных действительных конверторов иммитанса рассмотрены в [2, 11]. Мнимые конверторы иммитанса преобразуют иммитанс одного вида в иммитанс другого вида, что характерно для мутаторов [25].

Инвертором иммитанса называется четырехполюсник, иммитанс между одной парой зажимов которого обратно пропорцио-

нально зависит от иммитанса, подключенного к другой паре зажимов. Например, в случае преобразования инвертором иммитанса полного сопротивления нагрузки Z_n (прямое преобразование) его входное полное сопротивление $Z_{вх} = B/CZ_n$.

Цепная матрица идеального инвертора иммитанса имеет вид

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & B \\ C & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \quad (1.4)$$

Из (1.4) следует, что идеальный инвертор иммитанса является независимым и активным четырехполюсником [53].

Отношение $B/C = T_n$ назовем коэффициентом инверсии прямого преобразования иммитанса, а величину $W_{гир} = \sqrt{T_n}$ — имитансом гирации прямого преобразования. В общем случае это комплексные величины. В частном случае, когда параметры матрицы (1.4) являются действительными числами, иммитанс гирации также действительная величина: сопротивление гирации $R_{гир}$ при преобразовании полного сопротивления Z_n или проводимость гирации $G_{гир}$ при преобразовании полной проводимости Y_n . Инверторы иммитанса, характеризуемые действительным иммитансом гирации ($R_{гир}$ или $G_{гир}$), называются действительными. Свойства и реализация идеальных действительных инверторов иммитанса рассмотрены в [11, 29]. Если параметры матрицы (1.4) характеризуются мнимыми числами, то соответствующие инверторы иммитанса называются мнимыми.

Используя набор действительных и мнимых преобразователей иммитанса, можно реализовать комплексный коэффициент преобразования или, наоборот, преобразователь иммитанса, имеющий комплексный коэффициент преобразования, можно представить в виде действительных и мнимых преобразователей иммитанса. Как показано в [11], с помощью рассмотренных типов преобразователей иммитанса оказывается возможным реализовать в качестве входных функций или функций передачи любую рациональную дробь с вещественными коэффициентами и с любым соотношением степеней числителя и знаменателя. Но при практическом использовании ОПИ в СВЧ АФ необходима не только реализация требуемой функции передачи, но и обеспечение определенных эксплуатационных требований по стабильности, уровню шумов, коэффициенту передачи и т. п. Выбор вида ОПИ в этом случае не может быть выполнен только по коэффициенту преобразования, требуется система параметров. Основные требования к этой системе параметров заключаются в ее полноте, т. е. она должна быть достаточной для определения основных эксплуатационных параметров ОПИ, а также в ее объективности, т. е. каждый параметр этой системы должен быть измеряемым или рассчитываемым исходя из реальных начальных условий.

Исходя из опыта проектирования СВЧ АФ на основе ОПИ, этим требованиям отвечает следующая система параметров ОПИ [42]: прямой коэффициент преобразования T ; обратный коэффи-

коэффициент преобразования T' ; инвариантный коэффициент устойчивости K_y ; чувствительность (или качество преобразования) $S_{\alpha_i}^T$; максимально достижимый коэффициент передачи мощности на границе устойчивости K_M ; коэффициент невзаимности K_N ; минимально достижимое значение коэффициента шума F_{\min} ; предельная частота f_n ; оптимальное значение преобразуемого иммитанса $W_{г.опт}$ ($W_{н.опт}$); максимально достижимое значение отрицательного вещественного иммитанса $\text{Re } W^{(-)}_{\max}$; коэффициент энергетической эффективности \mathcal{E} ; оптимальная частота преобразования $f_{опт}$.

По определению для конвертора иммитанса прямой коэффициент конверсии иммитанса нагрузки W_N во входной иммитанс $W_{вх}$

$$T_K = W_{вх}/W_N. \quad (1.5)$$

Если конвертор иммитанса нагружен иммитансом со стороны входных зажимов, то он характеризуется обратным коэффициентом конверсии

$$T'_K = W_{вых}/W_{г}. \quad (1.6)$$

Преобразуя элементы цепной матрицы (1.1) в элементы иммитансной W -матрицы и подставляя их в (1.3), получаем обобщенное выражение для коэффициентов прямой и обратной конверсии

$$T_K = W_{11}/W_{22}; \quad T'_K = W_{22}/W_{11}. \quad (1.7); (1.8)$$

Используя (1.5) и (1.6), с учетом (1.7) и (1.8) находим выражения для преобразованного иммитанса идеального конвертора иммитанса

$$W_{вх.к} = T_K W_N = W_{11} W_N / W_{22}; \quad (1.9)$$

$$W_{вых.к} = T'_K W_{г} = W_{22} W_{г} / W_{11}. \quad (1.10)$$

Производя подобный анализ, для идеального инвертора иммитанса находим:

$$T_N = W_{вх} W_N = -W_{12} W_{21}; \quad (1.11)$$

$$T'_N = W_{вых} W_{г} = -W_{12} W_{21}; \quad (1.12)$$

$$W_{вх.и} = -W_{12} W_{21} / W_N, \quad W_{вых.и} = -W_{12} W_{21} / W_{г}.$$

Реальные конверторы и инверторы иммитанса имеют цепные матрицы, отличные от (1.2) и (1.4) соответственно, что вносит погрешность преобразования.

Известно [15], что для реального четырехполюсника, нагруженного иммитансом W_N , его входной иммитанс

$$W_{вх} = (\Delta W + W_{11} W_N) / (W_{22} + W_N), \quad (1.13)$$

а при подключении к четырехполюснику иммитанса генератора $W_{г}$ его выходной иммитанс

$$W_{вых} = (\Delta W + W_{22} W_{г}) / (W_{11} + W_{г}), \quad (1.14)$$

где $\Delta W = W_{11} W_{22} - W_{12} W_{21}$.

Сравнивая (1.9) с (1.13) и (1.10) с (1.14), определяем условия, при которых реальный четырехполюсник может обладать свойствами идеального конвертора иммитанса: $\Delta W = 0$, $W_{22} \gg W_n$, $W_{11} \gg W_r$.

Используя (1.13) и (1.14), находим выражения для коэффициентов инверсии реального инвертора иммитанса

$$T_{н.р} = W_n [W_{11} + T_n / (W_{22} + W_n)]; \quad (1.15)$$

$$T'_{н.р} = W_r [W_{22} + T'_n / (W_{11} + W_r)]. \quad (1.16)$$

Сравнивая (1.11) с (1.15) и (1.12) с (1.16), находим условия, при которых реальный четырехполюсник может обладать свойствами идеального инвертора иммитанса при прямом и обратном преобразованиях иммитанса: $W_{11} = 0$, $W_{22} = 0$.

Потенциальная возможность реализации на зажимах ОПИ динамического отрицательного сопротивления может привести к его неустойчивости. Количественно оценить потенциальную неустойчивость ОПИ можно с помощью внутреннего инвариантного коэффициента устойчивости [77]

$$K_{у.в} = [2 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})] / |W_{12} W_{21}|, \quad (1.17)$$

справедливого для условий, полученных А. А. Куликовским при выводе иммитансного критерия устойчивости [12]: 1) $\operatorname{Re} W_{11} > 0$, $\operatorname{Re} W_{22} > 0$; 2) ОПИ устойчив при подключении к его зажимам бесконечных иммитансов ($W_r = \infty$, $W_n = \infty$) и при этом характеризуется такой W -матрицей, при которой размерности иммитансов W_{11} и W_{22} совпадают соответственно с размерностями указанных бесконечных иммитансов.

Когда $K_{у.в} > 1$, ОПИ абсолютно устойчив при любых значениях иммитансов W_n или W_r , что указывает на отсутствие возможности получения на его зажимах динамического отрицательного сопротивления. В этом случае ОПИ не может обеспечить компенсацию диссипативных потерь в схеме и смещение полюсов передаточной функции в сторону правой полуплоскости комплексной плоскости, что ограничивает его функциональные возможности как элемента СВЧ АФ. Поэтому при создании СВЧ АФ основной интерес представляют потенциально неустойчивые ОПИ.

Частоты, соответствующие границе области потенциальной неустойчивости ОПИ, назовем предельными частотами ОПИ f_n . Они могут быть определены в результате анализа физических процессов в транзисторах [39] или решения уравнения вида

$$K_{у.в}(f_n) = 1. \quad (1.18)$$

Одним из требований, предъявляемых к ОПИ, является постоянство коэффициента преобразования. Нестабильность этого коэффициента принято характеризовать чувствительностью к изменению параметров ОПИ. Чем меньше чувствительность ОПИ, тем выше его качество. Под чувствительностью коэффициента преобразования ОПИ понимается изменение коэффициента преобразования при единичном изменении его параметра α_i . Для характе-

ристики ОПИ наиболее часто используется логарифмическая чувствительность [29]

$$S_{\alpha_i}^T = \frac{\alpha_i}{T(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)} \cdot \frac{\partial T(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)}{\partial \alpha_i} \quad (1.19)$$

В зависимости от соотношений параметров ОПИ он может как усиливать сигнал, так и вносить затухание. Количественно это свойство характеризуется максимально достижимым коэффициентом передачи мощности четырехполюсника на границе устойчивости [4]

$$K_M(K_{y.v} = 1) = |W_{21}/W_{12}|. \quad (1.20)$$

Его значение совместно с инвариантным коэффициентом устойчивости определяет номинальный коэффициент передачи ОПИ по мощности $K_{ном}$, равный отношению мощности P_n , выделяемой ОПИ в вещественной части иммитанса нагрузки, согласованной с выходом ОПИ, к номинальной мощности генератора $P_{г.ном}$ согласованного со входом ОПИ. Различают номинальные коэффициенты прямой $K_{ном21}$ и обратной $K_{ном12}$ передачи [54]:

$$K_{ном21} = K_M(K_{y.v} - \sqrt{K_{y.v}^2 - 1}); \quad (1.21)$$

$$K_{ном12} = K_M^{-1}(K_{y.v} - \sqrt{K_{y.v}^2 - 1}). \quad (1.22)$$

Отношение этих коэффициентов характеризует невязимные свойства потенциально устойчивых ОПИ и оценивается коэффициентом невязимности $K_n(K_{y.v} > 1) = K_{ном21}/K_{ном12} = K_M^2$.

Для потенциально неустойчивых ОПИ ($K_{y.v} < 1$) их двухстороннее согласование неосуществимо [4] и понятие $K_{ном}$ лишено смысла. В этом случае ОПИ характеризуется максимально достижимым значением отрицательного вещественного иммитанса $\text{Re } W^{(-)}_{\text{макс}}$, показывающим, какое максимальное значение диссипативных потерь (выраженных в единицах иммитанса) способен компенсировать данный ОПИ.

Используя (1.13) для прямого преобразования, находим

$$\text{Re } W^{(-)}_{\text{вх.макс}} = |W_{12}W_{21}|(K_{y.v} - 1)/2\text{Re } W_{22},$$

а используя (1.19) для обратного преобразования, получаем

$$\text{Re } W^{(-)}_{\text{вых.макс}} = |W_{12}W_{21}|(K_{y.v} - 1)/2\text{Re } W_{11}.$$

Отношение этих иммитансов равно коэффициенту невязимности $K_n(K_{y.v} < 1)$, который характеризует невязимные свойства ОПИ в области потенциальной неустойчивости:

$$\begin{aligned} K_n(K_{y.v} < 1) &= \text{Re } W^{(-)}_{\text{вых.макс}}/\text{Re } W^{(-)}_{\text{вх.макс}} = \\ &= \text{Re } W_{22}/\text{Re } W_{11}. \end{aligned}$$

В общем случае $\text{Re } W^{(-)}_{\text{макс}}$ является частотно-зависимым. Частоту, соответствующую максимальному значению $\text{Re } W^{(-)}_{\text{макс}}$ при постоянном значении преобразуемого иммитанса, назовем *оптимальной частотой преобразования* $f_{\text{опт}}$, так как обеспечение устойчивости СВЧ АФ на этой частоте является необходимым и до-

статочным условием устойчивости СВЧ АФ на других частотах [12].

При выборе вида ОПИ безразлично, какими энергетическими затратами достигается требуемое значение $\text{Re } W^{(-)}_{\text{макс}}$ [13]. Поэтому представляется целесообразным ввести коэффициент энергетической эффективности ОПИ $\mathcal{E}(K_{y,v} < 1) = \text{Re } W^{(-)}_{\text{макс}}/P_0$, где P_0 — мощность, потребляемая ОПИ.

Чувствительность и динамический диапазон СВЧ АФ во многом определяются его шумовыми свойствами, которые зависят от шумовых свойств ОПИ. Его шумовые свойства как четырехполюсника удобно оценивать значением минимально достижимого коэффициента шума $F_{\text{мин}}$, зависящим только от параметров ОПИ и соответствующим коэффициенту шума ОПИ при оптимальной проводимости генератора $Y_{г,ш} = \text{Re } Y_{г,ш} + j \text{Im } Y_{г,ш}$. Значение коэффициента шума СВЧ АФ связано с коэффициентом $F_{\text{мин}}$ соотношением [54]

$$F_{ш} = F_{\text{мин}} + R_{ш} [(\text{Re } Y_{г,ш} - \text{Re } Y_{г})^2 + (\text{Im } Y_{г,ш} - \text{Im } Y_{г})^2] / \text{Re } Y_{г},$$

где $R_{ш}$ — шумовое сопротивление.

Система рассмотренных параметров образует математическую модель ОПИ (табл. 1.1), инвариантную к любой системе параметров четырехполюсника, что позволяет использовать ее для анализа любых видов ОПИ.

В качестве ОПИ в диапазоне СВЧ применяется биполярный или полевой транзистор. При этом он может использоваться в качестве двухполюсника для создания динамического отрицательного сопротивления и в качестве четырехполюсника для получения требуемой передаточной функции. В первом случае СВЧ АФ представляет пассивный LC-фильтр, к элементам которого подключены два зажима ОПИ, а вторые два зажима нагружены преобразуемым иммитансом (рис. 1.2, б). Обычно ОПИ подключается к элементам колебательного контура или вместо них (например, вместо катушки индуктивности). Во втором случае СВЧ АФ представляет отрезок линии передачи, в разрыв которого между входом и выходом включается ОПИ.

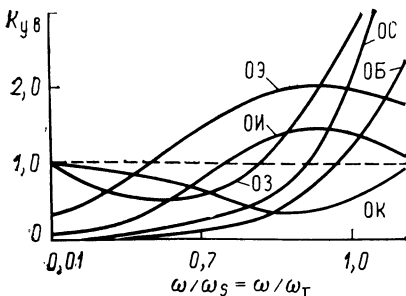


Рис. 1.3. Частотные зависимости инвариантного коэффициента устойчивости транзисторов

Между входом фильтра и входом ОПИ, а также выходом фильтра и выходом ОПИ включаются RLC -элементы (рис. 1.2, в, г), реализующие совместно с ОПИ требуемую частотно-избирательную функцию передачи.

Область потенциальной неустойчивости ОПИ, в качестве которых используются биполярные и полевые транзисторы, зависит от схемы их включения. Учитывая, что потенциальные возможности

Таблица 1.1. Математическая модель ОПИ

Параметры	Расчетные формулы
Прямой коэффициент преобразования иммитанса W_H : для конвертора для инвертора	$T = W_{вх}/W_H = W_{11}/W_{22} \text{ при } \Delta=0, W_{22} \gg W_{11},$ $T = W_{вх} W_H = -W_{12} W_{21} \text{ при } W_{11} = W_{22} = 0$
Обратный коэффициент преобразования иммитанса W_Γ : для конвертора для инвертора	$T' = W_{вых}/W_\Gamma = W_{22}/W_{11} \text{ при } \Delta=0; W_{11} \gg W_\Gamma$ $T' = W_{вых} W_\Gamma = -W_{12} W_{21} \text{ при } W_{11} = W_{22} = 0$
Внутренний инвариантный коэффициент устойчивости	$K_{у.в} = [2 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})] / W_{12} W_{21} $
Предельная частота	$f_{п}(K_{у.в}=1)$
Чувствительность коэффициента преобразования иммитанса	$S_{\alpha_i}^T = \frac{\partial T}{\partial \alpha_i} \frac{\alpha_i}{T}$
Максимально достижимый устойчивый коэффициент передачи по мощности	$K_M(K_{у.в}=1) = W_{21}/W_{12} $
Коэффициент невязности: потенциально устойчивого ОПИ	$K_H(K_{у.в} > 1) = W_{21}/W_{12} ^2 = K_M^2$
потенциально неустойчивого ОПИ	$K_H(K_{у.в} < 1) = \operatorname{Re} W_{22} / \operatorname{Re} W_{11}$
Максимально достижимое значение отрицательной вещественной составляющей преобразованного иммитанса: при прямом преобразовании при обратном преобразовании	$\operatorname{Re} W^{(-)}_{вх.макс} = W_{12} W_{21} (1 - K_{у.в}) / 2 \operatorname{Re} W_{22}$ $\operatorname{Re} W^{(-)}_{вых.макс} = W_{12} W_{21} (1 - K_{у.в}) / 2 \operatorname{Re} W_{11}$
Оптимальная частота преобразования иммитанса	$f_{опт}(\partial \operatorname{Re} W^{(-)}_{макс} / \partial f = 0)$
Минимально достижимое значение коэффициента шума	$F_{мин} = F_{ш}(W_\Gamma = W_{\Gamma.ш})$
Коэффициент энергетической эффективности	$\mathcal{E}(K_{у.в} < 1) = \operatorname{Re} W^{(-)}_{макс} / P_0$

таких ОПИ определяются параметрами кристалла транзистора, рассмотрим зависимость внутреннего инвариантного коэффициента устойчивости $K_{у.в}$ кристалла транзисторов в различных схемах их включения (рис. 1.3). Как видно из графиков, наиболее широкие области потенциальной неустойчивости имеют биполярные транзисторы, включенные по схеме с общим коллектором (ОК) и общей базой (ОБ), и униполярные транзисторы, включенные по схеме с общим стоком (ОС), общим затвором (ОЗ) и общим истоком (ОИ), что определяет использование этих схем в качестве ОПИ при создании СВЧ АФ.

1.3. ОБОБЩЕННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИММИТАНСА НА ТРАНЗИСТОРЕ С ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ

Транзистор, включенный по схеме с общим коллектором, получил широкое применение в качестве ОПИ_к (рис. 1.4,а) при создании СВЧ АФ [21, 23, 37, 43, 76]. Для анализа параметров такого ОПИ воспользуемся эквивалентной схемой биполярного транзистора. Учитывая, что размеры современных СВЧ транзисторных структур не превышает 0,01 минимальной длины волны вплоть до частот в несколько гигагерц (6 ГГц для транзистора КТ3115 [1]), внутренняя структура СВЧ транзистора может быть представлена схемой, состоящей из сосредоточенных элементов. Существует большое число таких эквивалентных схем различной степени сложности [4, 54]. Однако, как показывает практика, усложнение эквивалентной схемы не обеспечивает существенного повышения точности расчетов, так как низка точность определения параметров ее элементов. Кроме того, расчетные формулы, получаемые на основании сложной схемы, являются громоздкими, затрудняют расчеты и не имеют наглядности. Приходится вводить определенные допущения для упрощения формул, что также ведет к снижению точности расчетов. В связи с этим целесообразно выбирать относительно простую физическую эквивалентную схему транзистора, параметры которой при необходимости можно согласовать с более точными экспериментальными характеристиками, т. е. так изменить параметры эквивалентной схемы, чтобы ее выходные электрические параметры (например, S-параметры) соответствовали экспериментальным. С учетом сказанного воспользуемся Т-образной эквивалентной схемой Притчарда, дополненной реактивными элементами корпуса и выводов транзистора (рис. 1.5,а). На этой схеме h_{21} — коэффициент передачи транзистора по току, измеренный в схеме с общей базой; r_B — омическое сопротивление базы; C_{K1} — и C_{K2} — активная и пассивная емкости коллекторного перехода; C_E и r_E — барьерная емкость и дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода; L_E , L_B , L_K — индуктивности эмиттерного, базового и коллекторного выводов; C_1 , C_2 , C_3 — емкости между базовым, эмиттерным и

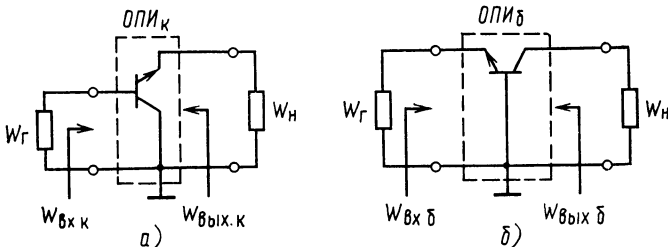


Рис. 1.4. Высокочастотная часть схемы обобщенного преобразователя иммитанса на биполярных транзисторах:

а — с общим коллектором; б — с общей базой

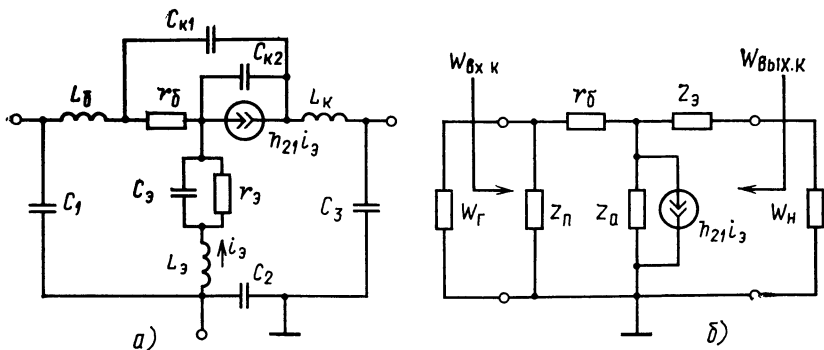


Рис. 1.5. Эквивалентные схемы обобщенного преобразователя иммитанса на биполярных транзисторах

коллекторным выводами и корпусом (землей). Значения реактивных элементов выводов и корпуса C_1 — C_3 , L_3 , L_B и L_K зависят от конструктивного выполнения транзистора и способа монтажа его в схеме. Поэтому целесообразно считать их внешними по отношению к ОПИ и привести к иммитансам генератора W_G и нагрузки W_N . Индуктивность общего вывода оказывает значительное влияние на параметры ОПИ_к. Однако на первом этапе для упрощения анализа пренебрежем ею. С учетом сделанных допущений и обозначений $Z_a = 1/j\omega C_{K1}$, $Z_n = 1/j\omega C_{K2}$, $Z_3 = r_3/(1 + j\omega r_3 C_3)$ эквивалентная схема ОПИ имеет вид, изображенный на рис. 1.5,б. Матрица проводимости этой схемы

$$[Y_K] = \begin{bmatrix} (Z_n + r_B)/Z_n r_B & -1/r_B \\ -1/r_B (1 - h_{21}) & (Z_n + r_B)/Z_n r_B (1 - h_{21}) \end{bmatrix}. \quad (1.23)$$

Учитывая, что на частотах, меньших граничной ($\omega < \omega_T$), для современных СВЧ транзисторов справедливы неравенства $r_B \ll \ll 1/\omega C_{K1}$, $r_B \ll 1/\omega C_{K2}$, полученную матрицу можно записать в упрощенном виде

$$[Y_K] = \begin{bmatrix} 1/r_B & -1/r_B \\ -1/r_B (1 - h_{21}) & 1/r_B (1 - h_{21}) \end{bmatrix}. \quad (1.24)$$

Определитель этой матрицы $\Delta Y_K = 0$, в результате чего входная проводимость $Y_{вх.к} = Y_{11к} Y_N / (Y_{22к} + Y_N)$, где $Y_{11к}$ и $Y_{22к}$ — элементы матрицы проводимости ОПИ_к. Если нагрузка ОПИ_к выбирается из условия $Y_N \ll Y_{22к}$, то коэффициент прямого преобразования проводимости Y_N с учетом (1.24)

$$T_K = Y_{вх.к} / Y_N = Y_{11к} / Y_{22к} = 1 - h_{21}. \quad (1.25)$$

Сравнив выражения (1.25) и (1.7), можно сделать вывод, что на частотах $\omega < \omega_T$ ОПИ_к является конвертором иммитанса.

При использовании однополюсной аппроксимации для $h_{21} = 1/(1+p/\omega_T)$, что справедливо на частотах $\omega < 0,5\omega_T$, прямой коэффициент конверсии проводимости ОПИ_к

$$T_k = p/(\omega_T + p). \quad (1.26)$$

В этом случае входная проводимость ОПИ_к

$$Y_{вх.к} = pY_n/(\omega_T + p). \quad (1.27)$$

При изменении направления преобразования с учетом (1.6) получаем выражения для обратного коэффициента конверсии проводимости

$$T'_k = (\omega_T + p)/p \quad (1.28)$$

и выходной проводимости ОПИ_к

$$Y_{вых.к} = (\omega_T + p)Y_T/p. \quad (1.29)$$

В табл. 1.2 представлены результаты преобразования с помощью ОПИ_к элементарных компонентов RLC -цепи, полученные с помощью (1.27) и (1.29). Как видно из таблицы, ОПИ_к позволяет реализовать из R_n емкость $C_{вх} = 1/R_n\omega_T$ и из R_T индуктивность $L_{вых} = R_T/\omega_T$, что используется при построении «индуктивных» и «емкостных» [58] транзисторов. Однако добротность таких реактивных элементов $Q_L = Q_C = \omega/\omega_T < 1$.

Применение более точной аппроксимации для h_{21} показывает, что добротность этих элементов не превышает 3—10 единиц и они находят применение только в низкодобротных устройствах [54].

Преобразуемая проводимость Y_n может быть сложной. Описав ее полиномом и разложив последний на простые дроби, получим эквивалентную цепь, изображенную на рис. 1.6,а. Полная проводимость этой цепи

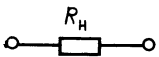
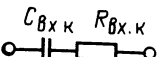
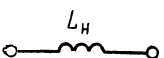
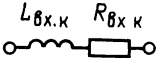
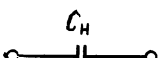
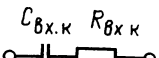
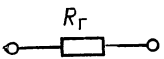
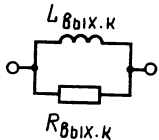

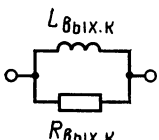
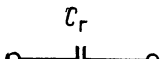
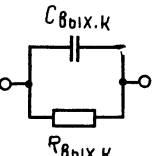
$$Y_n = Y_{н1} + \frac{1}{Z_{н2} + \frac{1}{Y_{н3} + \frac{1}{Z_{н4}}}}$$

При подключении данной цепи к ОПИ_к входной иммитанс

$$Y_{вх.к} = Y_{н1}T_k + \frac{1}{Z_{н2}T'_k + \frac{1}{Y_{н3}T_k + \frac{1}{Z_{н4}T'_k}}}$$

эквивалентная схема которого изображена на рис. 1.6,б. Анализируя параметры этой цепи с помощью табл. 1.2, заключаем, что ОПИ_к обладает свойством избирательного увеличения добротности реактивных элементов. При прямом преобразовании происходит увеличение добротности емкости C_n , а при обратном — индуктивности L_T , что представляет наибольший интерес при создании СВЧ АФ.

Таблица 1.2. Таблица преобразований иммитансов ОПИ_к

Преобразуемый иммитанс	Преобразованный иммитанс
 R_H	 $C_{вх.к} = 1/\omega_T R_H$ $R_{вх.к} = R_H$
 $j\omega L_H$	 $L_{вх.к} = L_H$ $R_{вх.к} = \omega_T L_H$
 $1/j\omega C_H$	 $C_{вх.к} = C_H$ $R_{вх.к} = -\omega_T/\omega^2 C_H$
 $R_{Г}$	 $L_{вых.к} = R_{Г}/\omega_T$ $R_{вых.к} = R_{Г}$
 $j\omega L_{Г}$	 $L_{вых.к} = L_{Г}$ $R_{вых.к} = -\omega^2 L_{Г}/\omega_T$
 $1/j\omega C_{Г}$	 $C_{вых.к} = C_{Г}$ $R_{вых.к} = 1/\omega_T C_{Г}$

Выражения (1.26) и (1.28) для коэффициентов конверсии проводимости ОПИ_к позволяют оценить $S_{\alpha_i} T_k$. Учитывая, что коэффициенты конверсии при прямом T_k и обратном T'_k направлениях преобразования зависят от граничной частоты транзистро-

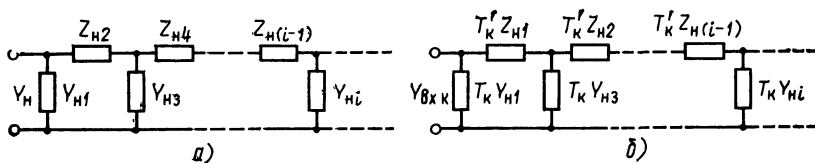


Рис. 1.6. Цепочные структуры преобразуемого (а) и преобразованного (б) иммитансов

ра ω_t , после подстановки (1.26) и (1.28) в (1.19) получим выражение $S^T_{\kappa\omega_t} = \omega_t^2 / \rho (\omega_t + \rho) = -S^T_{\kappa\omega}$. Из него следует, что чувствительности прямого и обратного коэффициентов конверсии к изменению ω_t равны по величине, но противоположны по знаку.

Выражения (1.27) и (1.29) для входной $Y_{вх.к}$ и выходной $Y_{вых.к}$ проводимостей ОПИ являются приближенными и используются только при синтезе СВЧ АФ [36]. Для повышения точности расчетов, подставив в (1.29) элементы матрицы (1.23), после несложных математических преобразований найдем выражения для приведенных вещественной $r_B \operatorname{Re} Y_{вых.к}$ и мнимой $r_B \operatorname{Im} Y_{вых.к}$ составляющих выходной проводимости ОПИ_к

$$r_B \operatorname{Re} Y_{вых.к} = 1 - \frac{Q_\Gamma \Omega_t^2 - (1 - P_\Gamma^2 \Omega_t^2) Q_\Gamma}{[Q_\Gamma^2 \Omega_t^2 + (1 + P_\Gamma^2 \Omega_t^2)^2] (1 + J)}; \quad (1.30)$$

$$r_B \operatorname{Im} Y_{вых.к} = \omega_t \Omega_t C_{К1} r_B - \frac{1}{\Omega_t} \left\{ 1 + \frac{(1 - P_\Gamma^2 \Omega_t^2 + Q_\Gamma) Q_\Gamma \Omega_t^2}{[\Omega_t^2 Q_\Gamma^2 + (1 - P_\Gamma^2 \Omega_t^2)^2] (1 + J)} \right\} \quad (1.31)$$

где $\Omega_t = \omega / \omega_t$; $Q_\Gamma = \omega_t L_\Gamma (1 + J) / r_B$; $J = r_B \operatorname{Re} Y_\Gamma$; $P_\Gamma = \omega_t \sqrt{L_\Gamma C_{К2}}$.

На рис. 1.7, а, б приведены частотные зависимости найденных параметров для различных значений преобразуемой проводимости Q_Γ . Из графиков видно, что в области частот, что $r_B \operatorname{Re} Y_{вых.к} < 0$ (рис. 1.7, а), имеется частота $\Omega_{опт.к}$, соответствующая максимальному значению $r_B \operatorname{Re} Y_{вых.к}^{(-)}$. Учитывая, что выполнение условий устойчивости на этой частоте является достаточным для обеспечения устойчивости ОПИ и устройств на его основе на дру-

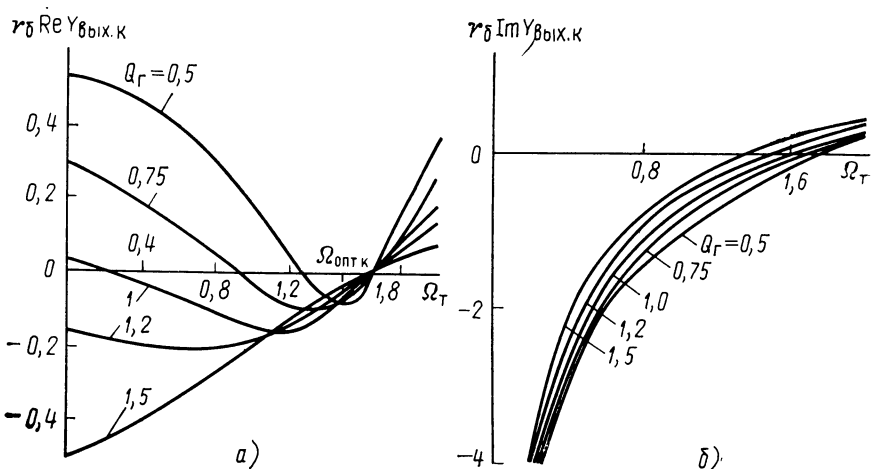


Рис. 1.7. Частотные зависимости вещественной $r_B \operatorname{Re} Y_{вых.к}$ (а) и мнимой $r_B \operatorname{Im} Y_{вых.к}$ (б) составляющих преобразованной проводимости ОПИ_к ($J=0$, $P_\Gamma=0,6$)

гих частотах, ее называют оптимальной частотой преобразования [46]. Она определяется из уравнения $\partial(r_B \operatorname{Re} Y_{\text{вых.к}})/\partial\Omega_\tau = 0$,

$$\Omega_{\text{опт.к}} = \left[\frac{P_\Gamma^2 - Q_\Gamma \sqrt{1 - Q_\Gamma + P_\Gamma^2}}{P_\Gamma^2 (P_\Gamma^2 - Q_\Gamma)} \right]^{1/2}. \quad (1.32)$$

На этой частоте

$$r_B \operatorname{Re} Y_{\text{вых.к}}(\Omega_{\text{опт.к}}) = 1 - \frac{(P_\Gamma^2 - Q_\Gamma^2)^2}{(1+J)[2P_\Gamma^2 (P_\Gamma^2 - Q_\Gamma + 1)^{1/2} - Q_\Gamma (P_\Gamma^2 - Q_\Gamma)]}.$$

При расчете СВЧ АФ индуктивность L_Γ преобразуемой проводимости Y_Γ подбирают таким образом, чтобы центральная частота фильтра f_0/f_τ совпадала с оптимальной частотой преобразования $\Omega_{\text{опт.к}}$. Решая уравнение (1.32) относительно L_Γ , находим

$$L_\Gamma(\Omega_{\text{опт.к}}) = \frac{(1+J)^2}{\Omega_{\text{опт.к}}^4 \omega^3 r_B C_{\text{к2}}^2 [r_B C_{\text{к2}} \omega_\tau (1+J)]}.$$

Однако величина $L_\Gamma(\Omega_{\text{опт.к}})$ не гарантирует получения максимального значения $r_B \operatorname{Re} Y_{\text{вых.к}}^{(-)}$, так как в отличие от идеального ОПИ преобразованная проводимость реального устройства зависит как от реактивной $\operatorname{Im} Y_\Gamma(P_\Gamma)$, так и активной $\operatorname{Re} Y_\Gamma(J)$ составляющих преобразуемой проводимости (рис. 1.8, а—з). Причем если от $\operatorname{Re} Y_\Gamma(J)$ активная составляющая $r_B \operatorname{Re} Y_{\text{вых.к}}^{(-)}$ зависит почти линейно, то от $\operatorname{Im} Y_\Gamma(P_\Gamma)$ эта зависимость имеет экстремальный характер и минимальна при $L_{\Gamma, \text{опт}}$. Учитывая, что максимальному значению $r_B \operatorname{Re} Y_{\text{вых.к}}^{(-)}$ соответствует условие $\operatorname{Re} Y_\Gamma = 0$, используя выражение (1.14) и решая уравнение вида $\partial \operatorname{Re} W_{\text{вых}} / \partial \operatorname{Im} W_\Gamma = 0$ относительно $\operatorname{Im} W_\Gamma$, находим

$$\begin{aligned} \operatorname{Im} W_{\Gamma, \text{опт}} &= \operatorname{Re} W_{11} [|W_{12} W_{21}| - \\ &- \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})] / \operatorname{Im}(W_{12} W_{21}) - \operatorname{Im} W_{11}. \end{aligned} \quad (1.33)$$

Подставив в (1.33) элементы матрицы (1.23), при $L_{\Gamma, \text{опт}} = 1/\Omega_\tau \omega_\tau \operatorname{Im} Y_{\Gamma, \text{опт}}$ получим

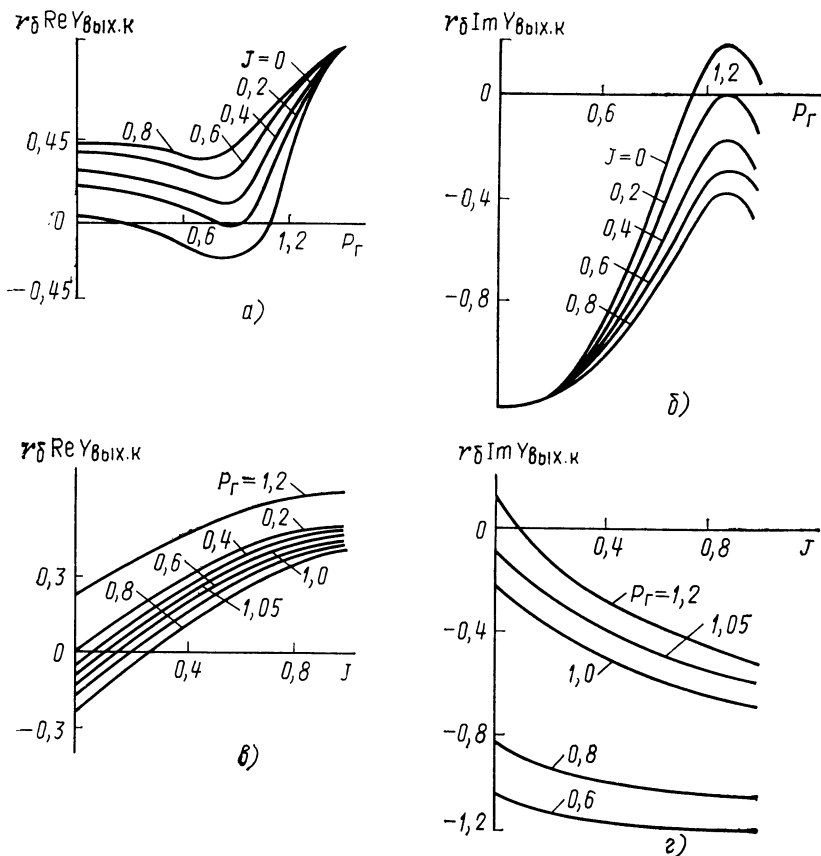
$$L_{\Gamma, \text{опт.к}} = r_B / [\omega_\tau \Omega_\tau (\omega_\tau \Omega_\tau C_{\text{к2}} r_B + \Omega_\tau - \sqrt{1 + \Omega_\tau^2})]. \quad (1.34)$$

На частотах $\omega < \omega_\tau$, $\Omega_\tau^2 \ll 1$ при $\omega_\tau C_{\text{к2}} r_B \ll 1$ оптимальное значение преобразуемой индуктивности можно оценить с помощью приближенного выражения $L_{\Gamma, \text{опт}} \approx r_B / \omega_\tau \Omega_\tau^2$.

Подставив (1.34) в (1.30 и (1.31), найдем действительную $r_B \operatorname{Re} Y_{\text{вых.к}}(L_{\Gamma, \text{опт}})$ и мнимую $r_B \operatorname{Im} Y_{\text{вых.к}}(L_{\Gamma, \text{опт}})$ составляющие выходной проводимости ОПИ_к для случая преобразования проводимости оптимальной индуктивности

$$r_B \operatorname{Re} Y_{\text{вых.к}}(L_{\Gamma, \text{опт}}) = 1 - \frac{2\Omega_\tau - \sqrt{1 - \Omega_\tau^2}}{\Omega_\tau [1 + (\Omega_\tau - \sqrt{1 + \Omega_\tau^2})^2]}; \quad (1.35)$$

$$r_B \operatorname{Im} Y_{\text{вых.к}}(L_{\Gamma, \text{опт}}) = \omega_\tau \Omega_\tau C_{\text{к1}} r_B - \frac{1}{\Omega_\tau} \left[1 - \frac{1 - \Omega_\tau (\Omega_\tau - \sqrt{1 + \Omega_\tau^2})}{1 + (\Omega_\tau - \sqrt{1 + \Omega_\tau^2})^2} \right].$$



Фиг. 1.8. Зависимости составляющих преобразованной проводимости ОПИ_к от параметров преобразуемой проводимости ($\Omega_T=0,9$, $Q_T=1$)

Для преобразования полного сопротивления $Z_T=R_T+j\omega L_T$ приведенные активная $\text{Re } Z_{\text{вых.к}}/r_B$ и реактивная $\text{Im } Z_{\text{вых.к}}/r_B$ составляющие выходного сопротивления ОПИ_к будут равны [70]

$$\frac{\text{Re } Z_{\text{вых.к}}}{r_B} = 1 + \frac{\Omega_T^2(1-Q_T+P_T^2/Q_T) + \Omega_T^4 P_T^2 Q_T}{(1+\Omega_T^2)[(1-P_T^2 \Omega_T^2)^2 + \Omega_T^2 P_T^2 / Q_T^2]} ;$$

$$\frac{\text{Im } Z_{\text{вых.к}}}{r_B} = \frac{\Omega_T [1 + \Omega_T^2 (Q_T - P_T^2 / Q_T) - \Omega_T^4 P_T^2 Q_T]}{(1 + \Omega_T^2) [(1 - P_T^2 \Omega_T^2)^2 + (\Omega_T P_T^2 / Q_T)^2]} .$$

На рис. 1.9 приведены частотные зависимости этих составляющих при различных значениях параметра P_T . Из их рассмотрения следует, что $\text{Re } Z_{\text{вых.к}}/r_B$ также имеет экстремальные значения на частотах $\Omega_{\text{опт}}$, зависящих от преобразуемого сопротивления. Решая уравнения вида $\partial \text{Re } Z_{\text{вых.к}} / \partial \Omega_T = 0$ относительно Ω_T , находим оптимальную частоту обратного преобразования сопроти-

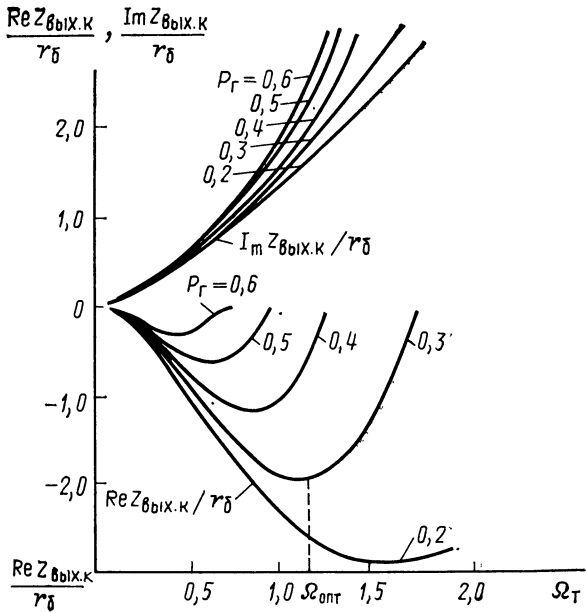


Рис. 1.9. Частотные зависимости преобразованного сопротивления ОПИ_к

вления с помощью ОПИ_к (при $\Omega_T < 1$) $\Omega_{\text{опт}} \approx (\beta_1/\beta_2)^{1/2}$, где $\beta_1 = \beta_2 [(1-Q_T)/P_T^2 + 1/Q_T^2]$; $\beta_2 = 1 - P_T^2 + P_T^4 Q_T$.

Возможность появления на зажимах ОПИ_к динамического отрицательного сопротивления указывает на его потенциальную неустойчивость. Подставив элементы матрицы (1.23) в (1.17), найдем его инвариантный коэффициент устойчивости

$$K_{у.в.к} = (1 + 2\omega_T C_{к1} r_B) / \sqrt{1 + 1/\Omega_T^2}. \quad (1.36)$$

Полученное выражение позволяет, используя условие (1.18), определить предельную частоту ОПИ_к, которая при $\omega_T C_{к1} r_B \ll 1$ равна $f_{п.к} \approx \sqrt{f_T/8\pi C_{к1} r_B}$ и соответствует максимальной частоте генерации транзистора $f_{\text{макс}}$ [39]. Элементы корпуса транзистора, а также омические сопротивления контактов искажают частотную зависимость $K_{у.в.к}$ и ведут к сужению области потенциальной неустойчивости. Анализ этого влияния показывает [4], что без учета индуктивности коллекторного вывода транзистора L_K область потенциальной неустойчивости ограничена частотами от $f_{п.к1} \approx (10^{-4} - 10^{-3}) f_T$ до $f_{п.к2} \approx (0,9 - 0,7) f_T$ при типичном значении коэффициента разделения коллекторной емкости транзистора $\xi_k = C_K/C_{к1} = 3$. Увеличение индуктивности коллекторного вывода ведет к появлению нескольких более узких областей потенциальной неустойчивости.

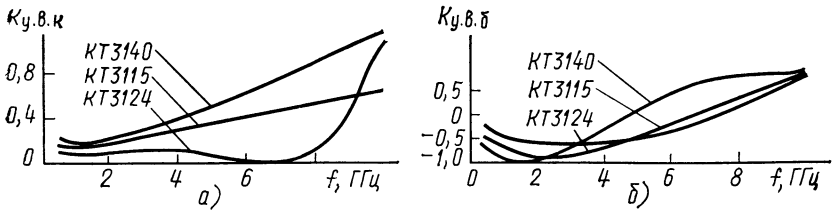


Рис. 1.10. Частотные зависимости внутреннего инвариантного коэффициента устойчивости обобщенного преобразователя иммитанса на биполярном транзисторе ($I_{\text{Э}} = 8 \text{ mA}$, $U_{\text{КБ}} = 5 \text{ В}$):

а — в схеме с общим коллектором; б — в схеме с общей базой

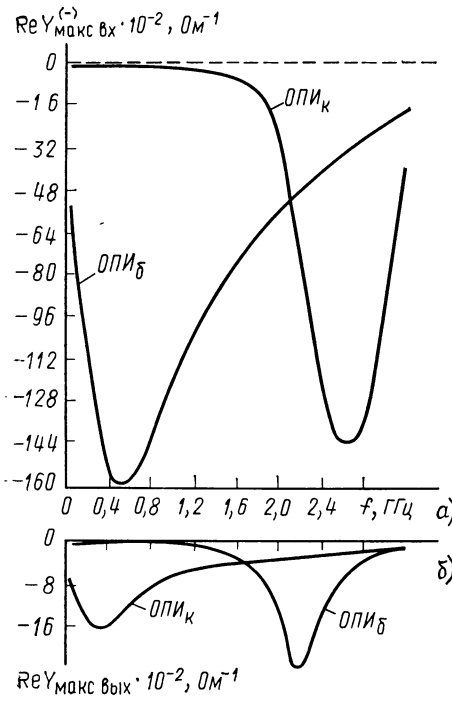


Рис. 1.11. Частотные зависимости максимально достижимых значений отрицательной вещественной составляющей преобразованной проводимости обобщенного преобразователя иммитанса на биполярном транзисторе КТ3115 ($I_{\text{Э}} = 5 \text{ mA}$, $U_{\text{КБ}} = 5 \text{ В}$)

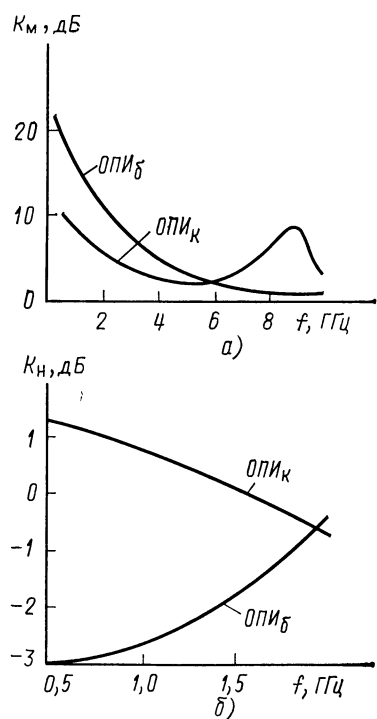


Рис. 1.12. Частотные зависимости коэффициента невзаимности (б) и максимально достижимого коэффициента передачи мощности обобщенного преобразователя иммитанса на границе устойчивости (а) (КТ3115: $I_{\text{Э}} = 5 \text{ mA}$, $U_{\text{КБ}} = 5 \text{ В}$)

Максимально достижимый коэффициент передачи мощности на границе устойчивости и коэффициент невзаимности ОПИ_к с учетом элементов матрицы (1.23)

$$K_{м.к} = \sqrt{\omega^2 + \omega^2_{\tau}} / \omega; \quad (1.37)$$

$$K_{н.к} (K_{у.в} < 1) = |1 + \omega_{\tau} C_{к1} r_{Б}| \approx 1. \quad (1.38)$$

Исходя из (1.38), максимальные величины динамической отрицательной вещественной проводимости на входных и выходных зажимах ОПИ_к равны. Учитывая, что потребляемая ОПИ_к мощность P_0 остается постоянной как при прямом, так и при обратном преобразованиях иммитанса, на основании (1.37) заключаем, что и энергетическая эффективность ОПИ_к при изменении направления преобразования иммитанса остается постоянной.

Полученные формулы образуют математическую модель ОПИ_к и применимы для практических расчетов в том диапазоне частот, где можно пренебречь влиянием индуктивности коллекторного вывода транзистора. Учитывая, что минимальная индуктивность коллекторного вывода современных транзисторов составляет 0,1—0,5 нГн, этот диапазон сверху ограничен частотами 0,1—0,5 ГГц. Результаты исследований ОПИ_к на более высоких частотах, проведенные с использованием ЭВМ и экспериментальными методами, представлены на рис. 1.10—1.14. Как видно из графиков на рис. 1.10, а, б, реальная область потенциальной неустойчивости ОПИ_к на основе СВЧ транзисторов типа КТ3115 ограничена частотой 10 ГГц. Максимально достижимая величина динамической отрицательной проводимости в режиме прямого преобразования иммитанса составляет 1,44 Ом⁻¹ на оптимальной частоте преобразования 2,6 ГГц, а в режиме обратного преобразования иммитанса она

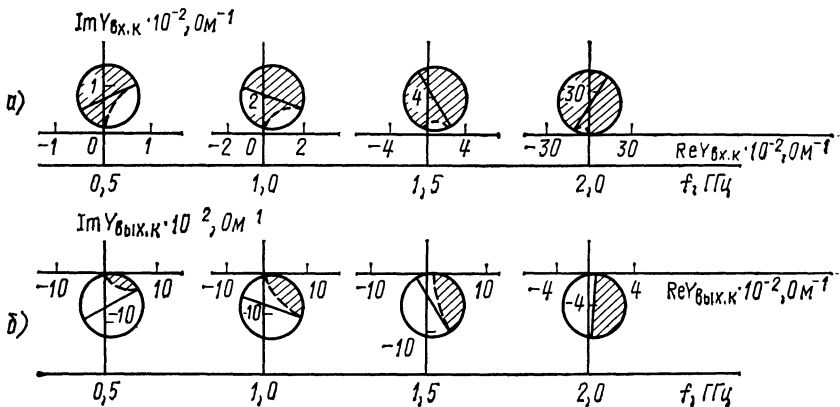


Рис. 1.13. Частотные зависимости преобразованной проводимости ОПИ_к на транзисторе КТ3115 ($I_{Э} = 5$ мА, $U_{КБ} = 5$ В). Заштрихованы области, где $\text{Im } Y_{н} > 0$, $\text{Im } Y_{г} > 0$:

а — входной проводимости; б — выходной проводимости

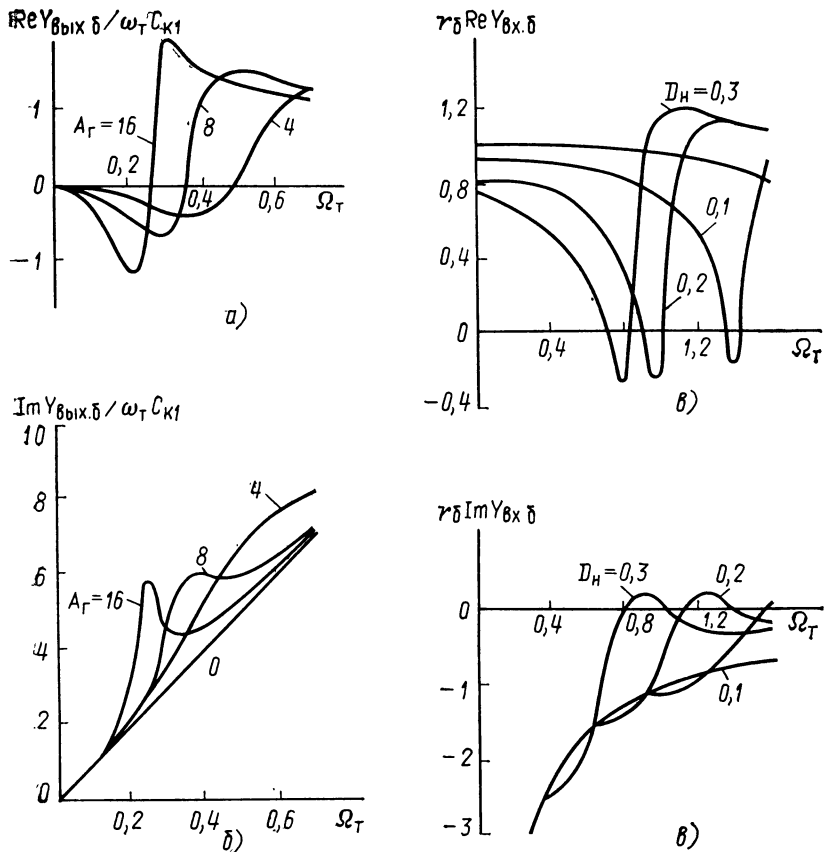


Рис. 1.14. Частотные зависимости вещественной и мнимой составляющих преобразованной проводимости ОПИ_б ($\xi_{\text{к}} = 10$)

равна $0,16 \text{ Ом}^{-1}$ на оптимальной частоте преобразования 3 ГГц (рис. 1.11). Коэффициент невязности равен единице на частоте 1,5 ГГц (рис. 1.12,а) и в диапазоне частот 0,5—2 ГГц согласуется в пределах $\pm 1,1 \text{ дБ}$ с результатом (1.38). Величина $K_{\text{м.к}}$ с ростом частоты уменьшается (рис. 1.12,б), а на частотах от 5 до 9 ГГц наблюдается ее возрастание на 6,5 дБ, что объясняется влиянием индуктивности коллекторного вывода. Анализ иммитансных окружностей (рис. 1.13), представляющих области всех возможных значений преобразованного иммитанса ОПИ_к, подтверждает вывод о том, что биполярный транзистор, включенный по схеме с общим коллектором, можно рассматривать как конвертор иммитанса. Но при этом необходимым условием является выбор таких значений преобразуемых иммитансов, при которых вещественная составляющая преобразованного иммитанса находится вблизи ее максимально достижимых отрицательных значений.

1.4. ОБОБЩЕННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИММИТАНСА НА ТРАНЗИСТОРЕ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

Для оценки параметров ОПИ₆ на транзисторе, включенном по схеме с общей базой, получим его матрицу проводимости $[Y_6]$ преобразованием параметров известной матрицы $[Y_K]$ (1.23). Используя формулы преобразования [28] $Y_{116} = Y_{22K}$, $Y_{126} = -(Y_{21K} + Y_{22K})$, $Y_{216} = -(Y_{12K} + Y_{22K})$, $Y_{226} = Y_{11K} + Y_{12K} + Y_{21K} + Y_{22K}$, найдем

$$[Y_6] = \begin{bmatrix} (Z_a + r_B)/r_B Z_a (1 - h_{21}) \\ -(r_B + h_{21} Z_a)/r_B Z_a (1 - h_{21}) \\ -1/Z_a (1 - h_{21}) \\ [Z_a (1 - h_{21}) + Z_n]/Z_a Z_n (1 - h_{21}) \end{bmatrix} \rightarrow \quad (1.39)$$

Если выполняется неравенство $r_B \ll 1/\omega C_{K1}$, то определитель этой матрицы $\Delta Y_B = j\Omega_T \omega_T C_{K1}/r_B (1 - h_{21})$. Учитывая, что $\Omega_T \omega_T C_{K1} \ll r_B$ [4], будем считать, что $\Delta Y_6 \approx 0$. В этом случае входная проводимость ОПИ₆ $Y_{вх.6} = Y_{116} Y_n / (Y_{226} + Y_n)$. При условии $Y_n < Y_{226}$ (что легко реализовать практически)

$$Y_{вх.6} \approx Y_{116} Y_n / Y_{226}. \quad (1.40)$$

Из (1.40) получаем коэффициент преобразования проводимости ОПИ₆

$$T_6 = Y_{вх.6} / Y_n = Y_{116} / Y_{226}, \quad (1.41)$$

соответствующий коэффициенту конверсии проводимости. Таким образом, в диапазоне частот и нагрузок, где выполняются условия $\Omega_T \omega_T C_{K1} \ll r_B$, $Y_n \ll Y_{226}$, биполярный транзистор, включенный по схеме с общей базой, можно рассматривать как конвертор иммитанса. Для обратного преобразования с учетом (1.6)

$$T'_6 = 1/T_6 = Y_{226} / Y_{116} \text{ при } Y_n \ll Y_{116}. \quad (1.42)$$

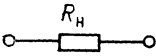
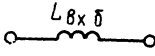
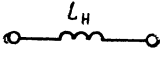
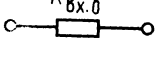
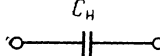
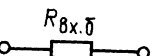
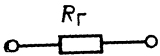
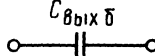
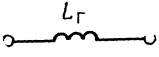
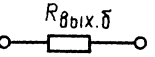
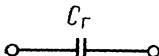
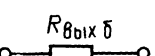
Подставим в (1.41) и (1.42) элементы матрицы (1.39) и учитывая сопротивление Z_n при выборе нагрузки Y_n , получаем коэффициенты конверсии

$$T_6 = 1/p C_{K1} r_B, \quad T'_6 = p C_{K1} r_B. \quad (1.43)$$

В табл. 1.3 представлены результаты прямого и обратного преобразований с помощью ОПИ₆ элементарных RLC -компонентов цепи. Как видно из таблицы, ОПИ₆ позволяет реализовать из R_n индуктивность $L_{вх.}$, из R_r — емкость $C_{вх.}$, а также получить динамические отрицательные проводимости $\text{Re } Y_{вх.6} = -\omega^2 C_{K1} C_r r_B$ и $\text{Re } Z_{вх.6} = -\omega^2 C_{K1} L_n r_B$.

Выражения (1.43) для коэффициентов конверсии проводимости ОПИ₆ позволяют оценить его качество $S^{T_6}_{\alpha_f}$. Учитывая, что коэффициенты конверсии при прямом T_6 и обратном T'_6 преобразованиях зависят от постоянной времени $\tau_K = r_B C_{K1}$, после подстановки (1.43) в (1.19) получим уравнение $S^{T_6}_{\tau_K} = \tau_K / p = -S^{T'_6}_{\tau_K}$,

Таблица 1.3. Таблица преобразований иммитансов ОПИ_б

Преобразуемый иммитанс	Преобразованный иммитанс
 R_H	 $L_{вх.б} = r_B C_{К1} R_H$
 $j\omega L_H$	 $R_{вх.б} = -\omega^2 C_{К1} r_B L_H$
 $1/j\omega C_H$	 $R_{вх.б} = r_B C_{К1} / C_H$
 $R_{Г}$	 $C_{вых.б} = C_{К1} r_B / R_{Г}$
 $j\omega L_{Г}$	 $R_{вых.б} = L_{Г} / C_{К1} r_B$
 $1/j\omega C_{Г}$	 $R_{вых.б} = -(\omega^2 C_{К1} C_{Г} r_B)^{-1}$

из которого следует, что чувствительности прямого и обратного коэффициентов конверсии ОПИ_б к изменению τ_k равны по модулю, но противоположны по знаку.

Для дальнейшего исследования свойств ОПИ_б преобразуем матрицу (1.39) к виду

$$[Y_6] = \begin{bmatrix} 1/r_B - j/\Omega_{\tau} r_B & -\omega_{\tau} C_{К1} - j\Omega_{\tau} \omega_{\tau} C_{К1} \\ j/\Omega_{\tau} r_B & \omega_{\tau} C_{К1} + j\Omega_{\tau} \omega_{\tau} C_{К1} \end{bmatrix}. \quad (1.44)$$

Используя элементы матрицы (1.44), получаем выражения для приведенных действительной и мнимой составляющих выходной проводимости ОПИ_б при обратном преобразовании проводимости емкости $C_{Г}$

$$\frac{\text{Re } Y_{\text{вых.б}}}{\omega_{\tau} C_{К1}} = 1 - \frac{(1 - \Omega_{\tau}^2 A_{Г}) + \Omega_{\tau}^2 (1 + F_{Г})}{(1 - \Omega_{\tau}^2 A_{Г})^2 + \Omega_{\tau}^2 (1 + F_{Г})^2}; \quad (1.45)$$

$$\frac{\text{Im } Y_{\text{вых.б}}}{\omega_{\tau} C_{К1}} = j\Omega_{\tau} \left[\xi_k + \frac{\Omega_{\tau}^2 A_{Г} + F_{Г}}{(1 - \Omega_{\tau}^2 A_{Г})^2 + \Omega_{\tau}^2 (1 + F_{Г})^2} \right]$$

и при прямом преобразовании проводимости индуктивности L_r

$$\frac{\operatorname{Re} Y_{\text{вх.б}}}{\omega_{\tau} C_{\text{К1}}} = \frac{1}{B} \left[1 - \frac{D_{\text{н}}(1 - \Omega^2_{\tau} D_{\text{н}} \xi_{\text{н}}) - \Omega_{\tau} D^2_{\text{н}}}{(1 - \Omega^2_{\tau} D_{\text{н}} \xi_{\text{н}})^2 + \Omega^2_{\tau} D^2_{\text{н}}} \right]; \quad (1.46)$$

$$\frac{\operatorname{Im} Y_{\text{вх.б}}}{\omega_{\tau} C_{\text{К1}}} = -\frac{1}{B} \left[\frac{1}{\Omega_{\tau}} + \frac{D_{\text{н}} \Omega_{\tau} (1 - \Omega^2_{\tau} D_{\text{н}} \xi_{\text{н}}) - \Omega_{\tau} D^2_{\text{н}}}{(1 - \Omega^2_{\tau} D_{\text{н}} \xi_{\text{н}})^2 + \Omega^2_{\tau} D^2_{\text{н}}} \right],$$

где $A_{\Gamma} = \omega_{\tau} r_{\text{Б}} C_{\Gamma}$; $F_{\Gamma} = r_{\text{Б}} \operatorname{Re} Y_{\Gamma}$; $B = r_{\text{Б}} \omega_{\tau} C_{\text{К1}}$; $D_{\text{н}} = \omega^2_{\tau} C_{\text{К1}} L_{\text{н}}$.

Частотные зависимости $\operatorname{Re} Y_{\text{вых.б}}/\omega_{\tau} C_{\text{К1}}$; $\operatorname{Re} Y_{\text{вх.б}}/\omega_{\tau} C_{\text{К1}}$ и $\operatorname{Im} Y_{\text{вых.б}}/\omega_{\tau} C_{\text{К1}}$; $\operatorname{Im} Y_{\text{вх.б}}/\omega_{\tau} C_{\text{К1}}$ при различных значениях проводимостей нагрузки $D_{\text{н}}$ и генератора A_{Γ} приведены на рис. 1.14. Из рисунка видно, что $\operatorname{Re} Y_{\text{вых.б}}$ и $\operatorname{Re} Y_{\text{вх.б}}$ в отрицательной области имеют экстремальные значения, которым соответствуют оптимальные частоты преобразования $\Omega_{\text{опт.б1}}$ и $\Omega_{\text{опт.б2}}$.

Решив уравнения $\partial \operatorname{Re} Y_{\text{вых.б}}/\partial \Omega_{\tau} = 0$ и $\partial \operatorname{Re} Y_{\text{вх.б}}/\partial \Omega_{\tau} = 0$, найдем формулы для расчета этих частот

$$\Omega_{\text{опт.б1}} = \frac{\xi_{\text{н}} - \sqrt{\xi_{\text{н}} D_{\text{н}}}}{D_{\text{н}} \xi_{\text{н}}}, \quad \Omega_{\text{опт.б2}} = \frac{A_{\Gamma} - (1 + F_{\Gamma}) \sqrt{A_{\Gamma} - F_{\Gamma}}}{A_{\Gamma} (A_{\Gamma} - F_{\Gamma} - 1)}.$$

Из сравнения кривых на рис. 1.14, а, в видно, что при постоянных значениях преобразуемого иммитанса отрицательная вещественная проводимость входной цепи ОПИ_б наблюдается в более узком диапазоне частот, чем для выходной цепи, что ограничивает использование ОПИ_б в широкополосных СВЧ АФ.

Отрицательная вещественная проводимость, синтезированная с помощью ОПИ_б, нелинейно зависит от преобразуемого иммитанса. Значения реактивных компонентов, реализующих преобразуемые иммитансы, соответствующие экстремальным значениям отрицательной вещественной проводимости, получим с помощью формулы (1.33), подставив в нее элементы матрицы (1.44):

$$C_{\Gamma, \text{опт.б}} = \frac{\Omega^2_{\tau} F_{\Gamma} + 1 - \Omega_{\tau} F_{\Gamma} \sqrt{\Omega^2_{\tau} + 1}}{\Omega^2_{\tau} \omega_{\tau} r_{\text{Б}}}; \quad (1.47)$$

$$L_{\text{н, опт.б}} = \frac{1}{\omega^2_{\tau} C_{\text{К1}} \Omega_{\tau} (\Omega_{\tau} \xi_{\text{н}} + 1)}. \quad (1.48)$$

Подставляя полученные выражения (1.47) и (1.48) в (1.45) и (1.46), при условии $\operatorname{Re} Y_{\Gamma} = \operatorname{Re} Y_{\text{н}} = 0$ находим максимально достижимые с помощью ОПИ_б значения отрицательной вещественной проводимости

$$\operatorname{Re} Y^{(-)}_{\text{макс.вх.б}} = (1 - \sqrt{1 + 1/\Omega^2_{\tau}})/2r_{\text{Б}}; \quad (1.49)$$

$$\operatorname{Re} Y^{(-)}_{\text{макс.вых.б}} = \omega_{\tau} C_{\text{К1}} (1 - \sqrt{1 + 1/\Omega^2_{\tau}})/2. \quad (1.50)$$

Взяв отношение полученных величин, определим коэффициент невзаимности ОПИ_б

$$K_{\text{н.б}} = \operatorname{Re} Y^{(-)}_{\text{макс.вых.б}}/\operatorname{Re} Y^{(-)}_{\text{макс.вх.б}} = \omega_{\tau} C_{\text{К1}} r_{\text{Б}}. \quad (1.51)$$

С учетом того, что для большинства СВЧ транзисторов $\omega_T C_{K1} r_B \ll 1$, получаем $K_{н.б} \ll 1$, т. е. отрицательная вещественная проводимость, реализуемая на выходе ОПИ_б, в $\omega_T C_{K1} r_B$ раз меньше, чем на его входе ($\text{Re } Y_{\text{макс.вых.б}} \ll \text{Re } Y_{\text{макс.вх.б}}$). Поскольку мощность постоянного тока P_0 , затрачиваемая при прямом и обратном преобразованиях, остается неизменной, на основании (1.51) получаем, что энергетическая эффективность ОПИ_б при прямом преобразовании в $1/\omega_T C_{K1} r_B$ раз выше, чем при обратном ($\mathcal{E}_{\text{прям.б}} \gg \mathcal{E}_{\text{обр.б}}$).

Сравнив (1.49) с (1.35), видим, что максимальные величины отрицательной вещественной проводимости, реализуемые ОПИ_б и ОПИ_к, равны $\text{Re } Y^{(-)}_{\text{макс.вх.б}} = \text{Re } Y^{(-)}_{\text{макс.вх.к}} = \text{Re } Y^{(-)}_{\text{макс.вых.к}}$.

Для оценки устойчивости ОПИ_б определим его внутренний инвариантный коэффициент устойчивости. После подстановки элементов матрицы (1.44) в формулу (1.17) получаем выражение

$$K_{у.в.б} = 1 / \sqrt{1 + \Omega^{-2}_T}. \quad (1.52)$$

В диапазоне частот $\omega < 0,5\omega_T$, где справедливо применение однополюсной аппроксимации для h_{21} , выполняется неравенство $K_{у.в.б} < 1$. Более точный расчет, приведенный в [4], показывает, что верхняя предельная частота ОПИ_б соизмерима с граничной частотой транзистора f_T , а нижняя предельная частота $f_{п.н.б} \approx (10^{-3} - 10^{-5}) f_T$ и сильно колеблется в зависимости от коллекторного тока транзистора, причем с его увеличением уменьшается. Индуктивность базового вывода L_B увеличивает частоту $f_{п.б}$ до $f_{\text{макс}}$, что происходит при $L_B = r_B / \omega_T$. Дальнейший рост индуктивности L_B уменьшает частоту $f_{п.б}$ и при этом может привести к исчезновению области потенциальной неустойчивости ОПИ_б. Взяв отношение выражений (1.36) и (1.52), найдем соотношение между инвариантными коэффициентами устойчивости ОПИ_б и ОПИ_к в области их потенциальной неустойчивости $K_{у.в.к} / K_{у.в.б} = 1 + 2\omega_T C_{K1} r_B$, из которого следует, что ОПИ_б обладает меньшей потенциальной устойчивостью при $\Omega_T < 1$, чем ОПИ_к.

Исходя из требования реализации малого коэффициента шума СВЧ АФ, рабочие частоты применения ОПИ_б выбираются из соотношения $f < 0,5f_T$. На этих частотах выполняется неравенство $\Omega_T / \omega C_K (\Omega_T^2 + 1) \gg r_B$, с учетом которого на основании матрицы (1.44) находим максимально достижимый коэффициент передачи ОПИ_б на границе устойчивости $K_{м.б} = 1 / \omega C_{K1} r_B$.

Взяв отношение $K_{м.б} / K_{м.к} = 1 / \omega_T C_{K1} r_B \gg 1$, можно сделать вывод, что с помощью ОПИ_б на частотах $f < f_T$ возможно получить значительно больший коэффициент передачи, чем с помощью ОПИ_к. Однако в СВЧ АФ не требуется реализации больших коэффициентов усиления, что позволяет широко использовать для их реализации транзистор, включенный по схеме с общим коллектором (ОПИ_к).

Анализ минимально достижимого коэффициента шума $F_{\text{мин}}$ для различных схем включения биполярного транзистора показал [54], что он минимален для схемы включения биполярного транзи-

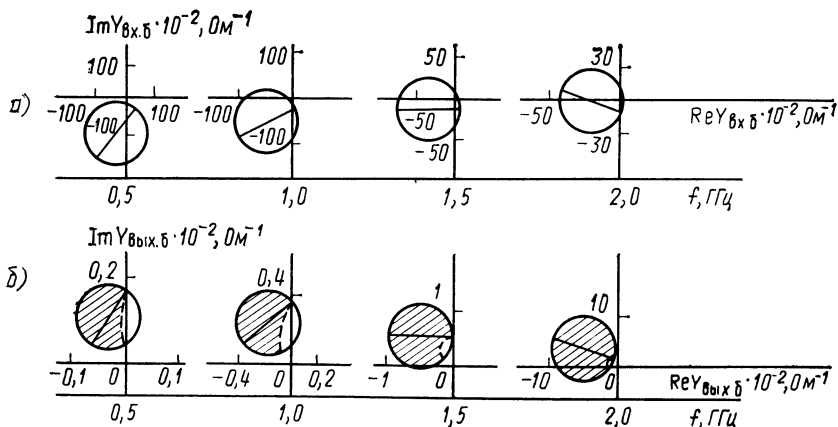


Рис. 1.15. Частотные зависимости преобразованной проводимости ОПИ_б (на транзисторе КТ3115 ($I_{Э} = 5$ мА, $U_{КБ} = 5$ В)). Заштрихованы области, где $\text{Im } Y_{н} > 0$, $\text{Im } Y_{г} > 0$:

а — входной проводимости; б — выходной проводимости

стора с общим коллектором ($F_{\text{мин.к}} < F_{\text{мин.б}}$), т. е. при реализации малозащумящих СВЧ АФ следует использовать ОПИ_к.

На рис. 1.10—1.12 и 1.15, а, б приведены результаты экспериментальных исследований и расчетов с помощью ЭВМ характеристик ОПИ_б в диапазонах частот и преобразуемых иммитансов. Как видно из графика на рис. 1.10, б область потенциальной неустойчивости ОПИ_б на транзисторах КТ3140, КТ3115 и КТ3124 составляет порядка 10 ГГц, что на 2—3 ГГц меньше, чем для ОПИ_к на транзисторе КТ3124. Внутренний инвариантный коэффициент устойчивости ОПИ на частотах $\Omega_{т} < 0,5$ имеет значения, меньшие, чем для ОПИ_к, и заходит в область отрицательных значений. Максимально достижимая величина отрицательной вещественной составляющей преобразованной проводимости ОПИ_б на транзисторе КТ3115 в режиме прямого преобразования составляет $1,6 \text{ Ом}^{-1}$ на оптимальной частоте преобразования 0,45 Гц (см. рис. 1.11), а в режиме обратного преобразования на оптимальной частоте 2,2 ГГц она равна $0,24 \text{ Ом}^{-1}$. Коэффициент невзаимности на частоте 0,5 ГГц равен 3 дБ и с увеличением частоты уменьшается (см. рис. 1.12, б). Экспериментальное значение $K_{м.б}$ на частоте 0,5 ГГц равно 20 дБ, что на 10 дБ превышает значение $K_{м.к}$. С ростом частоты происходит уменьшение $K_{м.б}$ и на частоте 6 ГГц $K_{м.б} = K_{м.к} = 6$ дБ (см. рис. 1.12, а). Анализ иммитансных окружностей на рис. 1.15, а, б подтверждает вывод о том, что биполярный транзистор, включенный по схеме с общей базой, в широком диапазоне частот можно рассматривать как конвертор иммитанса. Но при этом, как и для ОПИ_к, необходимым условием является выбор значений преобразуемых иммитансов, при которых обеспечивается реализация вещественной составляющей преобразованного иммитанса вблизи ее максимально достижимых отрицательных значений.

1.5. ОБОБЩЕННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИММИТАНСА НА ТРАНЗИСТОРЕ С ОБЩИМ СТОКОМ

Широкая область потенциальной неустойчивости полевого транзистора, включенного по схеме с общим стоком, позволяет использовать его в качестве ОПИ_с (рис. 1.16, а) при реализации СВЧ АФ. Для анализа параметров такого ОПИ_с воспользуемся эквивалентной схемой полевого транзистора. Учитывая, что в диапазоне СВЧ получил применение полевой транзистор с затвором Шотки, используем его эквивалентную схему, изображенную на рис. 1.17 [6]. На этой схеме обозначено: S — крутизна транзистора; G — дифференциальная выходная проводимость транзистора; $C_{сз}$ и $C_{из}$ — емкости сток — затвор и исток — затвор; R_i — дифференциальное сопротивление непокрытой части канала между истоком и затвором транзистора; $R_{и}$ и $R_{с}$ — омические сопротивления эпитаксиального слоя соответственно между затвором и истоком и между затвором и стоком, которые не контролируются напряжени-

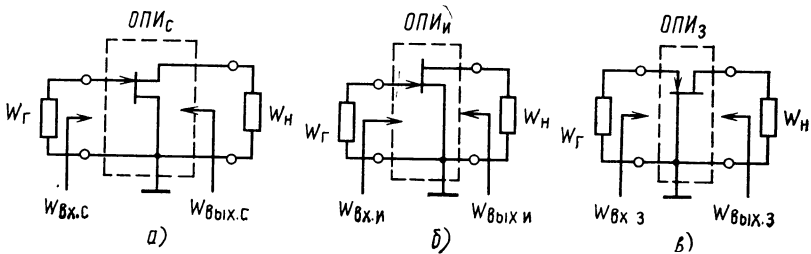


Рис. 1.16. Высокочастотная часть схемы обобщенного преобразователя иммитанса на полевом транзисторе:

а — с общим стоком; б — с общим истоком; в — с общим затвором

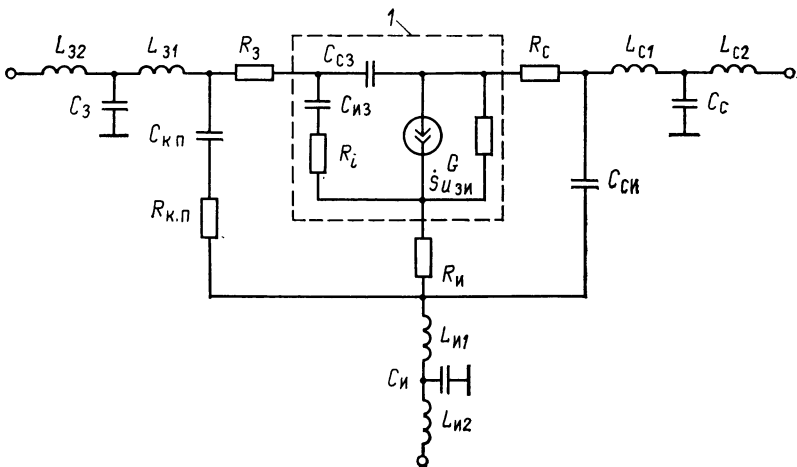


Рис. 1.17. Эквивалентная схема обобщенного преобразователя иммитанса на полевом транзисторе

ем затвора, включая сопротивление омических контактов истока и стока; R_3 — сопротивление металлизации затвора; $R_{к.п}$ и $C_{к.п}$ — сопротивление растекания и емкость области пространственного заряда контактных площадок затвора; $C_{СИ}$ — емкость сток — исток через высокоомную подложку; L_{31} , L_{C1} и $L_{И1}$ — внутрикорпусные индуктивности выводов кристалла; L_{32} , L_{C2} и $L_{И2}$ — индуктивности выводов вне корпуса транзистора; C_3 , C_c и $C_{И}$ — емкости между выводами и корпусом транзистора.

Потенциальные возможности полевого транзистора определяются активной областью l его кристалла, которая характеризуется элементами $C_{ИЗ}$, $C_{СЗ}$, R_i , G и $Su_{3И}$ эквивалентной схемы на рис. 1.17. Остальные элементы этой схемы ухудшают большинство параметров полевого транзистора и определяются его конструктивными особенностями. Поэтому для упрощения анализа ОПИ_с на первом этапе пренебрежем влиянием элементов R_c , L_{C1} , L_{C2} , $C_{к.п}$ и $R_{к.п}$. Перечисленные элементы учтем в последующих расчетах. Остальные элементы пассивной части кристалла и выводов транзистора целесообразно считать внешними по отношению к ОПИ_с и привести к входному W_r и выходному W_n иммитансам.

С учетом сделанных допущений введем обозначения $\Omega_s = \omega/\omega_s$; $\omega_s = 1/R_i C_{ИЗ}$; $\xi_3 = C_{ИЗ}/C_{СЗ}$ (где ω_s — граничная частота по крутизне полевого транзистора) и будем использовать однополюсную аппроксимацию для крутизны полевого транзистора $S = S_0/(1+j\Omega_s)$. Тогда с учетом сделанных допущений и принятых обозначений связь между токами I_c , $I_{И}$, I_3 и напряжениями U_c , $U_{И}$, U_3 между этими выводами и общей точкой (например, корпусом) опишем с помощью неопределенной матрицы проводимости кристалла полевого транзистора [41]

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_3 \\ I_c \\ I_{И} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{\Omega_s^2}{R_i(1+\Omega_s^2)} + \frac{\Omega_s}{R_i(1+\Omega_s^2)} + j \frac{\Omega_s \xi_3}{R_i} & -j \frac{\Omega_s \xi_3}{R_i} \\ \frac{S_0(1-j\Omega_s)}{1+\Omega_s^2} - j \frac{\Omega_s(1-S_0R_i)}{R_i} & G + j \frac{\Omega_s \xi_3}{R_i} \\ -\frac{\Omega_s^2 + R_i S_0 - j\Omega_s(1-S_0R_i)}{R_i(1+\Omega_s^2)} & -G \end{bmatrix} \rightarrow \\ &\rightarrow \begin{bmatrix} -\frac{\Omega_s^2 - j\Omega_s}{R_i(1+\Omega_s^2)} \\ -G - \frac{S_0(1-j\Omega_s)}{1+\Omega_s^2} \\ G + \frac{\Omega_s^2 + S_0R_i + j\Omega_s(1-S_0R_i)}{R_i(1+\Omega_s^2)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_3 \\ U_c \\ U_{И} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (1.53)$$

Как уже отмечалось в § 1.2, использование ОПИ_с целесообразно в том диапазоне частот, где он потенциально неустойчив ($K_{у.в.с} < 1$). Из графика на рис. 1.3 следует, что это условие вы-

полняется на частотах, где справедливо неравенство $\Omega_S^2 \ll 1$, позволяющее упростить матрицу в уравнении (1.53):

$$\begin{bmatrix} I_3 \\ I_C \\ I_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Omega_S(\Omega_S + j)}{R_i} & -j \frac{\Omega_S \xi_3}{R_i} \\ S_0(1 - j\Omega_S) & G + j \frac{\Omega_S \xi_3}{R_i} \\ -\frac{\Omega_S^2 + S_0 R_i + j\Omega_S(1 - S_0 R_i)}{R_i} & -G \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} -\frac{\Omega_S(\Omega_S + j)}{R_i} \\ -S_0(1 - j\Omega_S) \\ \frac{\Omega_S^2 + S_0 R_i + j\Omega_S(1 - S_0 R_i)}{R_i} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_3 \\ U_C \\ U_H \end{bmatrix}. \quad (1.54)$$

Неопределенная матрица в уравнении (1.54) получена с учетом неравенств $G \ll S_0$, $\xi_3 \ll S_0 R_i$, $\xi_3 \ll 1$, которые справедливы для большинства СВЧ полевых транзисторов с затвором Шоттки.

На основании неопределенной матрицы уравнения (1.54) матрицу проводимости полевого транзистора, включенного с общим стоком, запишем в виде

$$[Y_c] = \begin{bmatrix} \frac{\Omega_S(\Omega_S + j)}{R_i} & -\frac{\Omega_S(\Omega_S + j)}{R_i} \\ -\frac{\Omega_S^2 + S_0 R_i + j\Omega_S(1 - S_0 R_i)}{R_i} & \frac{\Omega_S^2 + S_0 R_i + j\Omega_S(1 - S_0 R_i)}{R_i} \end{bmatrix}. \quad (1.55)$$

Полученная матрица соответствует матрице проводимости ОПИ_с. Определитель этой матрицы $\Delta Y_c = 0$. Если нагрузка ОПИ_с выбирается из условия $Y_H \ll Y_{22c}$, то коэффициент прямого преобразования проводимости Y_H с учетом (1.13) и (1.55) будет равен

$$T_c = Y_{вх.с} / Y_H \approx Y_{11c} / Y_{22c} = \Omega_S(\Omega_S + j) / [S_0 R_i + \Omega_S^2 + j\Omega_S(1 - S_0 R_i)]. \quad (1.56)$$

Сравнивая выражения (1.7) и (1.56), можно сделать вывод, что на частотах $\Omega_S^2 \ll 1$ ОПИ_с является конвертором иммитанса.

Учитывая, что на частотах $\Omega_S \ll 1$ для большинства полевых транзисторов с затвором Шоттки выполняется неравенство $1 \gg S_0 R_i \gg \Omega_S^2$, запишем приближенное выражение для прямого коэффициента конверсии проводимости ОПИ_с

$$T_c = (\Omega_S^2 + p_S) / (S_0 R_i + p_S), \quad (1.57)$$

где $p_S = p / \omega_S$. В этом случае входная проводимость ОПИ_с

$$Y_{вх.с} = Y_H (\Omega_S^2 + p_S) / (S_0 R_i + p_S). \quad (1.58)$$

При изменении направления преобразования с учетом (1.6) получаем выражения для обратного коэффициента конверсии проводимости

$$T_c' = (S_0 R_i + p_s) / (\Omega^2 s + p_s) \quad (1.59)$$

и выходной проводимости ОПИ_с

$$Y_{\text{вых.с}} = [(S_0 R_i + p_s) Y_r] / (\Omega^2 s + p_s). \quad (1.60)$$

В табл. 1.4 представлены результаты преобразования ОПИ_с элементарных элементов RLC , полученные с помощью формул (1.58) и (1.60). Как видно из табл. 1.4, ОПИ_с позволяет реализовать отрицательную вещественную проводимость при прямом преобразовании емкости C_n и обратном преобразовании индуктивности L_r . В первом случае выходная проводимость ОПИ_с носит емкостный характер $\text{Im } Y_{\text{вых.с}} > 0$, во втором — индуктивный $\text{Im } Y_{\text{вых.с}} < 0$.

Выражения (1.57) и (1.59) для коэффициентов конверсии проводимости ОПИ_с позволяют оценить его качество $S^{T_{c_{\alpha_i}}}$. Учитывая, что коэффициенты конверсии при прямом T_c и обратном T_c' преобразованиях зависят от параметра $S_0 R_i$, после подстановки (1.57) и (1.59) в (1.19) получим выражение $S_{S_0 R_i}^{T_c} = -S_0 R_i / (S_0 R_i + p_s) = -S_{S_0 R_i}^{T_c'}$. Из него следует, что чувствительности прямого и обратного коэффициентов конверсии к изменению параметра $S_0 R_i$ равны по величине, но противоположны по знаку. Аналогичный вывод можно сделать при оценке чувствительности коэффициентов конверсии ОПИ_с к изменению граничной частоты $\omega_s = \omega / \Omega_s$.

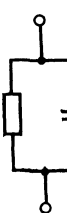
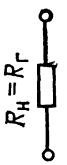
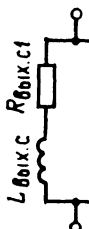
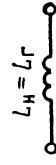

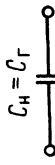
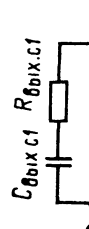
Соотношения (1.58) и (1.60) для входной $Y_{\text{вх.с}}$ и выходной $Y_{\text{вых.с}}$ проводимостей ОПИ_с с учетом сделанных допущений являются приближенными и используются только при синтезе СВЧ АФ. Поэтому для дальнейшего анализа получим уточненные аналитические выражения параметров ОПИ_с. Подставляя в (1.14) элементы матрицы (1.55), после преобразования находим выражения для приведенных вещественной $R_i \text{Re } Y_{\text{вых.с}}$ и мнимой $R_i \text{Im } Y_{\text{вых.с}}$ составляющих выходной проводимости ОПИ_с:

$$R_i \text{Re } Y_{\text{вых.с}} = S_0 R_i + \Omega^2 s - \Omega_s \times \frac{\Omega_s (2S_0 R_i - 1) (\Omega^2 s + R_i \text{Re } Y_r) + (2\Omega^2 s + S_0 R_i) (\Omega_s + R_i \text{Im } Y_r)}{(\Omega^2 s + R_i \text{Re } Y_r)^2 + (\Omega_s + R_i \text{Im } Y_r)^2}; \quad (1.61)$$

$$R_i \text{Im } Y_{\text{вых.с}} = \Omega_s \times \left[1 - S_0 R_i - \frac{\Omega^2 s (1 - S_0 R_i) + R_i \text{Re } Y_r (2\Omega^2 s + S_0 R_i) + \Omega_s R_i \text{Im } Y_r (1 - 2S_0 R_i)}{(\Omega^2 s + R_i \text{Re } Y_r)^2 + (\Omega_s + R_i \text{Im } Y_r)^2} \right].$$

На рис.1.18 показаны частотные зависимости найденных параметров для различных значений преобразуемой индуктивности L_r . Из графиков видно, что в области частот, где $R_i \text{Re } Y_{\text{вых.с}} < 0$, имеется частота $\Omega_{\text{опт.с}}$, соответствующая максимальному значению

Таблица 1.4. Таблица преобразований иммитансов ОПИ и ОПИ_с

Преобразуемый иммитанс ОПИ _н	Преобразуемый иммитанс	Преобразованный иммитанс ОПИ _с
 $C_{вх.н} = C_{ввых.н}$ $R_{вх.н} = 1/A_1 \omega^2 R_{н}$ $C_{вх.н} = A_1 \omega S R_{н}$ $A_1 = S_0 \xi_3 / R_1 \omega^2 S$	$R_{н} = R_{\Gamma}$ 	 $L_{ввых.с1} \quad R_{ввых.с1}$ $C_{ввых.с2} \quad R_{ввых.с2}$ $L_{ввых.с} = R_{\Gamma} / S_0 R_1 \omega S$ $C_{ввых.с} = \omega S / \omega^2 R_{\Gamma}$ $R_{ввых.с1} = \omega^2 R_{\Gamma} / S_0 R_1 \omega^2 S$ $R_{ввых.с2} = R_{\Gamma}$
$R_{вх.н} = R_{ввых.н}$ $C_{вх.н} = C_{ввых.н}$ $R_{вх.н} = -1/A_1 \omega^2 \omega S L_{н}$ $C_{вх.н} = A_1 \omega^2 L_{н}$	$L_{н} = L_{\Gamma}$ 	 $L_{ввых.с1} \quad R_{ввых.с1}$ $L_{ввых.с2} \quad R_{ввых.с2}$ $L_{ввых.с1} = \omega^2 L_{\Gamma} / S_0 R_1 \omega^2 S$ $L_{ввых.с2} = L_{\Gamma}$ $R_{ввых.с1} = -\omega^2 L_{\Gamma} / S_0 R_1 \omega S$ $R_{ввых.с2} = \omega^2 L_{\Gamma} / \omega S$
$R_{вх.н} = R_{ввых.н}$ $L_{вх.н} = L_{ввых.н}$ $R_{вх.н} = C_{н} / A_1 \omega S$ $L_{вх.н} = C_{н} / \omega^2 A_1$	$C_{н} = C_{\Gamma}$ 	 $C_{ввых.с1} \quad R_{ввых.с1}$ $C_{ввых.с2} \quad R_{ввых.с2}$ $C_{ввых.с1} = C_{\Gamma}$ $C_{ввых.с2} = S_0 R_1 C_{\Gamma} \Omega^2 S$ $R_{ввых.с1} = -1 / \omega S C_{\Gamma}$ $R_{ввых.с2} = 1 / S_0 R_1 \omega S C_{\Gamma}$

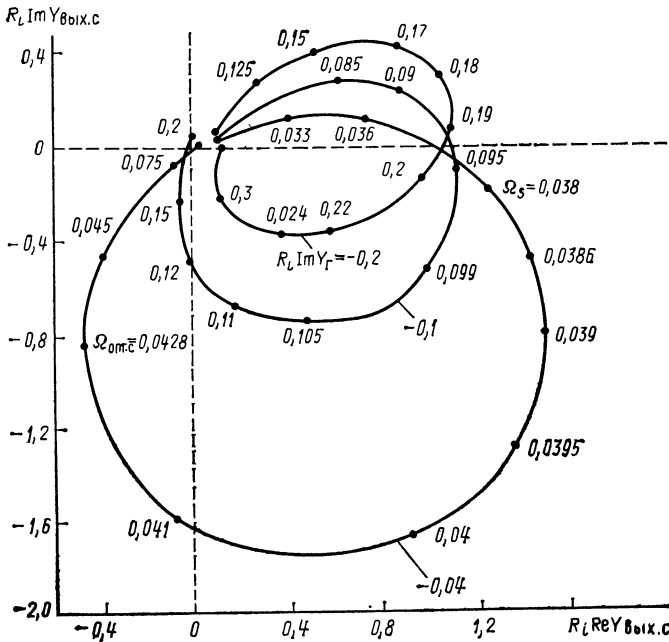


Рис. 1.18. Частотная зависимость преобразованной проводимости ОПИ_с от частоты

$\text{Re}Y_{\text{вых.с}}^{(-)} < 0$, т. е. оптимальная частота преобразования. Ее значение находится из выражения (1.61)

$$\Omega_{\text{опт.с}} = \left[\frac{R_i}{\omega_s L_r} (1 - \sqrt{S_0 \omega_s L_r}) \right]^{1/2}. \quad (1.62)$$

При расчете СВЧ АФ обычно требуется определить не частоту $\Omega_{\text{опт.с}}$, а индуктивность $L_r(\Omega_{\text{опт.с}})$ преобразуемой проводимости Y_r , при которой центральная частота полосового фильтра совпадает с оптимальной частотой преобразования. Решая (1.62) относительно L_r , получаем

$$L_r(\Omega_{\text{опт.с}}) = \frac{R_i}{2\Omega_s^2 \omega_s} [2\Omega_s^2 + S_0 R_i \pm \sqrt{S_0 R_i (S_0 R_i + 4\Omega_s^2)}].$$

Величина $L_r(\Omega_{\text{опт.с}})$ не гарантирует получение максимального значения $\text{Re}Y_{\text{вых.с}}^{(-)}$, поскольку преобразованная проводимость зависит как от мнимой $\text{Im} Y_r$, так и от вещественной $\text{Re} Y_r$ составляющих преобразуемой проводимости (рис. 1.19). Причем если от $\text{Re} Y_r$ вещественная составляющая $R_i \text{Re} Y_{\text{вых.с}}$ зависит почти линейно, то от $\text{Im} Y_r$ эта зависимость имеет экстремальный характер (минимальное значение достигается при $L_{r,\text{опт.с}}$). Эта индуктивность и соответствующие ей составляющие преобразованной про-

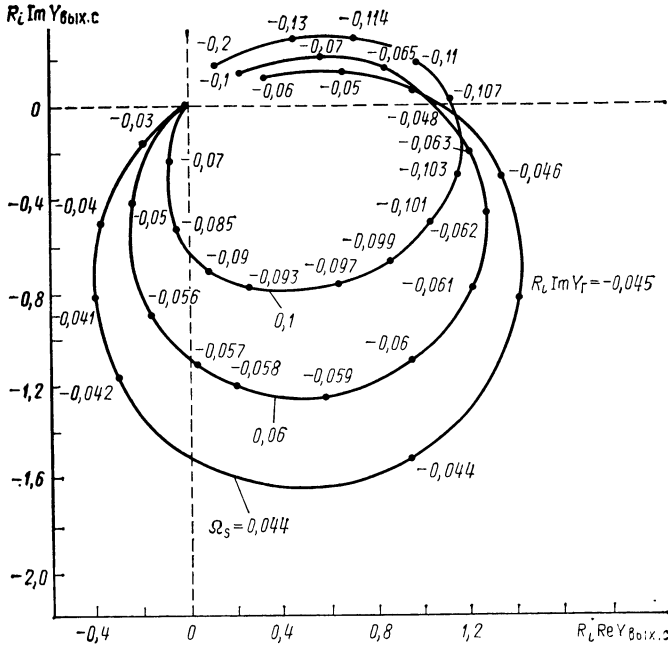


Рис. 1.19. Зависимость преобразованной проводимости ОПИ_с от преобразуемой проводимости

проводимости находятся с помощью выражений табл. 1 после подстановки в них элементов матрицы (1.55):

$$L_{г.опт.с} = \frac{S_0 R_i^2}{\omega_s \Omega_s^2 [\sqrt{\Omega_s^2 (1 - 2S_0 R_i) + S_0^2 R_i^2} - S_0 R_i]} ;$$

$$R_i \operatorname{Re} Y_{\text{вых.с}}(L_{г.опт.с}) = (\Omega_s - \sqrt{\Omega_s^2 + R_i^2 S_0^2}) / 2R_i \Omega_s = \\ = R_i \operatorname{Re} Y_{\text{макс.вых.с}}^{(-)} ;$$

$$R_i \operatorname{Im} Y_{\text{вых.с}}(L_{г.опт.с}) = -S_0 / \Omega_s .$$

Аналогично могут быть получены выражения для входной проводимости ОПИ_с.

Для количественной оценки потенциальной неустойчивости ОПИ_с получим формулу для его внутреннего инвариантного коэффициента устойчивости $K_{у.в.с}$. Как видно из рис. 1.3, область потенциальной неустойчивости ОПИ_с достигает частот, близких к граничной частоте полевого транзистора по крутизне ω_s . Поэтому для определения $K_{у.в.с}$ воспользуемся элементами неопределенной матрицы в уравнении (1.53), подставляя которые в (1.17) найдем $K_{у.в.с} = \Omega_s (2GR_i + 1) / \sqrt{\Omega_s^2 + R_i^2 S_0^2}$. Последнее выражение позволяет, используя условие (1.18), определить предельную частоту ОПИ_с

$$f_{п.с} = S_0 / 4\pi C_{из} \sqrt{R_i G} , \quad (1.63)$$

которая соответствует максимальной частоте генерации полевого

транзистора $f_{\text{макс}}$. Индуктивности стока полевого транзистора, а также омические сопротивления пассивной части его кристалла искажают частотную зависимость $K_{y,в.с}$ и ведут к сужению области потенциальной неустойчивости (рис. 1.20, а—в). Увеличение индуктивности вывода стока приводит к появлению нескольких областей потенциальной неустойчивости. Поэтому при проектировании СВЧ АФ важно обеспечить минимальные значения индуктивности и омического сопротивления в заземленном выводе полевого транзистора.

Максимально достижимый коэффициент передачи ОПИ_с на границе устойчивости $K_{м.с}$ и коэффициент невзаимности $K_{н.с}$ с учетом элементов матрицы (1.55)

$$K_{м.с} = S_0 R_i / \Omega S; \quad K_{н.с} = S_0 R_i / \Omega^2 S. \quad (1.64)$$

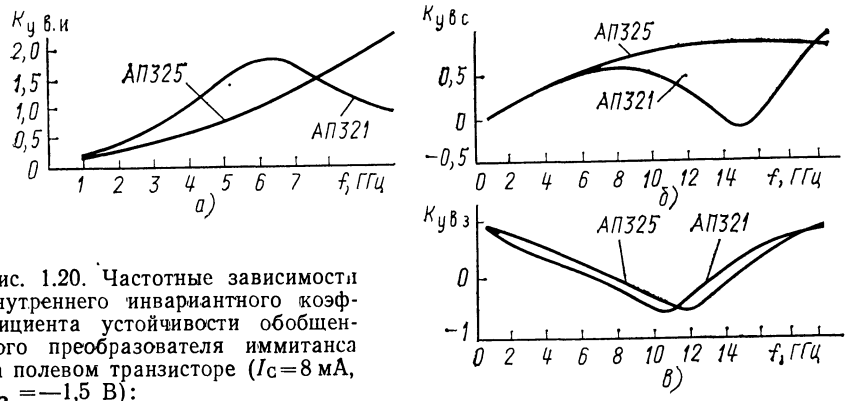


Рис. 1.20. Частотные зависимости внутреннего инвариантного коэффициента устойчивости обобщенного преобразователя иммитанса на полевом транзисторе ($I_c=8$ мА, $U_3=-1,5$ В):

а — в схеме с общим истоком; б — с общим стоком; в — с общим затвором

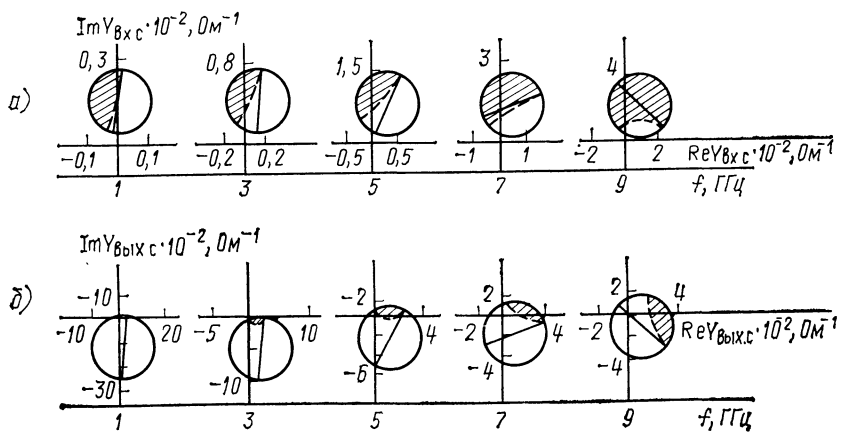


Рис. 1.21. Частотные зависимости преобразованной проводимости ОПИ_с на транзисторе AP321 ($I_c=5$ мА, $U_3=-1,7$ В). Заштрихованы области, где $\text{Im} Y_{вх.с} > 0$; $\text{Im} Y_{вых.с} > 0$:

а — входной проводимости; б — выходной проводимости

Из (1.64) следует, что максимальная отрицательная вещественная проводимость, реализуемая на выходных зажимах ОПИ_с до частоты $\Omega_{c1} = \sqrt{S_0 R_i}$, превышает максимальную отрицательную вещественную проводимость, реализуемую на входных зажимах ОПИ_с. Для характерных значений параметров $S_0 = 0,03 \text{ Ом}^{-1}$, $R_i = 3,5 \text{ Ом}$ полевого транзистора Шотки находим $\Omega_{c1} = 0,3$. Таким образом, выбором граничной частоты ω_s полевого транзистора можно реализовать на рабочей частоте СВЧ АФ как взаимные, так и невзаимные ОПИ_с. Следовательно, можно варьировать и энергетическую эффективность ОПИ_с при прямом и обратном направлениях преобразования иммитанса.

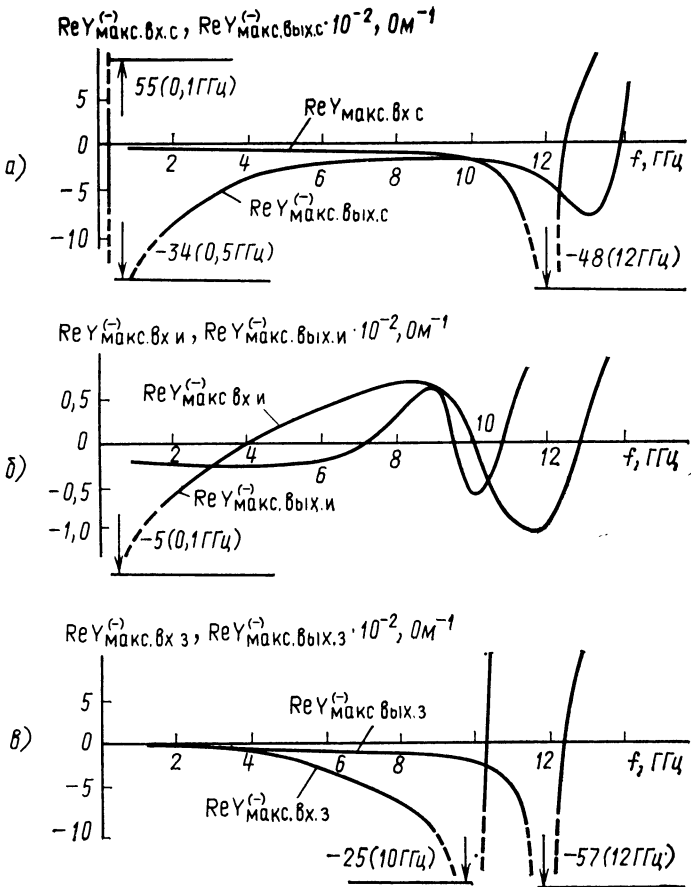


Рис. 1.22. Частотные зависимости максимально достижимых значений отрицательной вещественной составляющей преобразованной проводимости обобщенного преобразователя иммитанса на полевом транзисторе AP321 ($I_c = 10 \text{ мА}$, $U_3 = -1,5 \text{ В}$):

а — в схеме с общим стоком; б — с общим истоком; в — с общим затвором

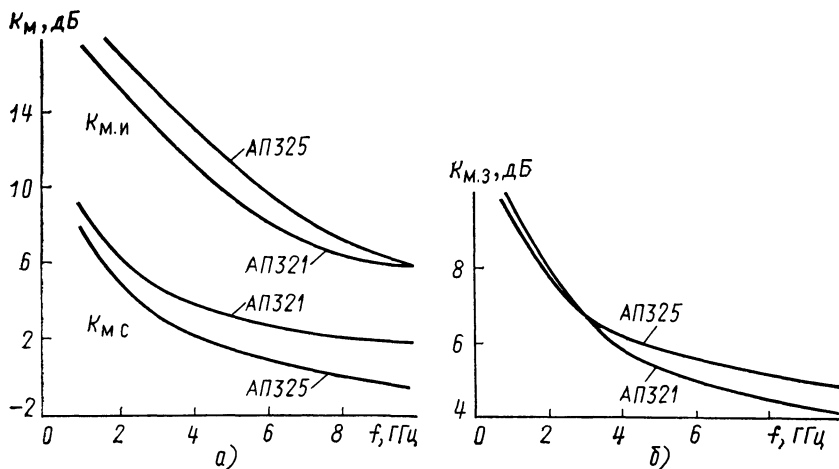


Рис. 1.23. Частотные зависимости максимально достижимого коэффициента передачи мощности обобщенного преобразователя иммитанса на границе устойчивости ($I_c=8$ мА, $U_3=-1,5$ В)

На рис. 1.21—1.23 приведены результаты расчетов с помощью ЭВМ и экспериментальных исследований параметров ОПИ_с в диапазонах частот и преобразуемых иммитансов. Анализ иммитансных окружностей на рис. 1.21, а, б подтверждает вывод о том, что полевой транзистор, включенный по схеме с общим стоком, можно рассматривать в области реализации отрицательного вещественного иммитанса как конвертор иммитанса [32]. Максимально достижимая величина отрицательной вещественной проводимости, реализуемая ОПИ_с, составляет $0,1 \text{ Ом}^{-1}$ на частоте 1 ГГц в режиме обратного преобразования емкостной проводимости (рис. 1.22, а). Максимально достижимый коэффициент передачи мощности на границе устойчивости $K_{M,с}$ на этой частоте составляет 7—8 дБ и с ростом частоты уменьшается (рис. 1.23, а, б). В диапазоне частот 1—9 ГГц ОПИ_с обладает невзаимными свойствами. Коэффициент невзаимности уменьшается с ростом частоты со скоростью 0,25 дБ/ГГц (рис. 1.24).

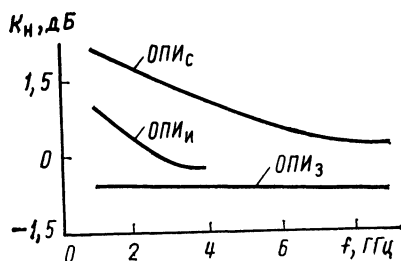


Рис. 1.24. Частотные зависимости коэффициента невзаимности обобщенного преобразователя иммитанса на полевых транзисторах АП321 в режиме потенциальной неустойчивости ($I_c=8$ мА, $U_3=-1,5$ В)

1.6. ОБОБЩЕННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИММИТАНСА НА ТРАНЗИСТОРЕ С ОБЩИМ ИСТОКОМ

Для оценки параметров ОПИ на транзисторе с общим истоком (ОПИ_и), схема которого приведена на рис. 1.16,б, используем его матрицу проводимости $[Y_{и}]$, полученную из неопределенной матрицы (1.54):

$$[Y_{и}] = \begin{bmatrix} \frac{\Omega_s^2}{R_i} + j \frac{\Omega_s}{R_i} & -j \frac{\Omega_s \xi_3}{R_i} \\ S_0 - j S_0 \Omega_s & G + j \frac{\Omega_s \xi_3}{R_i} \end{bmatrix}. \quad (1.65)$$

При прямом преобразовании проводимости $Y_{и}$ преобразованная ОПИ_и проводимость $Y_{вх.и} = Y_{11и} - Y_{12и} Y_{21и} / (Y_{22и} + Y_{и})$. Если выполняется условие $Y_{22и} \ll Y_{и}$, то $Y_{вх.и} \approx Y_{11и} - Y_{12и} Y_{21и} / Y_{и}$. Представляя преобразованную проводимость в виде $Y_{вх.и} - Y_{11и}$, получаем коэффициент преобразования проводимости ОПИ_и $T_{и} = (Y_{вх.и} - Y_{11и}) Y_{и} = -Y_{12и} Y_{21и}$, который соответствует коэффициенту инверсии проводимости.

Для обратного преобразования проводимости (при выполнении условия $Y_{11и} \ll Y_{г}$ и представлении преобразованной проводимости в виде $Y_{вых.и} - Y_{22и}$) получаем коэффициент преобразования

$$T'_{и} = (Y_{вых.и} - Y_{22и}) Y_{г} = -Y_{12и} Y_{21и} = T_{и}. \quad (1.66)$$

Подставляя в (1.66) элементы матрицы (1.65), находим коэффициент инверсии проводимости

$$T_{и} = T'_{и} = S_0 \xi_3 p_S (1 - p_S) / R_i. \quad (1.67)$$

Таким образом, при выполнении условий $\Omega_s^2 \ll 1$, $Y_{22и} \ll Y_{и}$ и $Y_{11и} \ll Y_{г}$ полевой транзистор с затвором Шотки можно рассматривать как инвертор иммитанса.

В табл. 1.4 представлены результаты прямого и обратного преобразований ОПИ_и элементарных элементов RLC . Наибольший интерес представляет преобразование индуктивной проводимости, позволяющее реализовать динамическую отрицательную проводимость на входных или выходных зажимах ОПИ_и. При реализации СВЧ АФ в виде полупроводниковой микросхемы интерес также представляет преобразование емкостной проводимости. Преобразованная проводимость в этом случае является индуктивной с добротностью $Q_L = \omega_S / \omega > 1$.

Выражение (1.67) для коэффициента инверсии проводимости ОПИ_и позволяет оценить его качество, т. е. чувствительность коэффициента инверсии $T_{и}$ к изменению параметров кристалла R_i , S_0 , ξ_3 и ω_S полевого транзистора: $S_{\xi_3}^{T_{и}} = S_{S_0}^{T_{и}} = -S_{R_i}^{T_{и}} = 1$,

$S_{\omega_S}^{T_{и}} = \omega_S / (\omega_S - p_S)$. Полученные соотношения позволяют сделать вывод, что на частотах $\omega \ll \omega_S$ чувствительность коэффициента инверсии $T_{и}$ к изменению различных параметров активной области

кристалла полевого транзистора одинакова. Результаты, приведенные в табл. 1.4, используются при синтезе СВЧ АФ. Для более точного анализа свойств ОПИ_и с помощью подстановки элементов матрицы (1.65) в (1.13) получим выражения для приведенных вещественной и мнимой составляющих входной проводимости ОПИ_и при прямом преобразовании проводимости Y_n :

$$R_i \operatorname{Re} Y_{вх.и} = \Omega_S^2 \left[1 + S_0 \xi_3 R_i \frac{R_i (G + \operatorname{Re} Y_n) + \Omega_S \xi_3 + R_i \operatorname{Im} Y_n / \Omega_S}{R_i^2 (G + \operatorname{Re} Y_n)^2 + (\Omega_S \xi_3 + R_i \operatorname{Im} Y_n)^2} \right];$$

$$R_i \operatorname{Im} Y_{вх.и} = \Omega_S \left[1 + S_0 \xi_3 R_i \frac{R_i (G + \operatorname{Re} Y_n) - \Omega_S (\Omega_S \xi_3 + R_i \operatorname{Im} Y_n)}{R_i^2 (G + \operatorname{Re} Y_n)^2 + (\Omega_S \xi_3 + R_i \operatorname{Im} Y_n)^2} \right].$$

Из этих выражений видно, что $R_i \operatorname{Re} Y_{вх.и} < 0$ при $\operatorname{Im} Y_n < 0$, т. е. динамическая отрицательная проводимость реализуется при преобразовании индуктивной проводимости, что соответствует результатам, приведенным в табл. 1.4.

На рис. 1.25 изображены частотные зависимости составляющих преобразованной проводимости $\operatorname{Re} Y_{вх.и}$ при преобразовании индуктивной проводимости $Y_r = \operatorname{Re} Y_r - j \operatorname{Im} Y_r$. Из графиков видно, что частотная зависимость имеет минимум $\operatorname{Re} Y_{вх.и}$, соответствующий оптимальной частоте преобразования $\Omega_{\text{опт.и}}$. Область частот, в которой реализуется с помощью ОПИ_и динамическая отрицательная проводимость, значительно уже, чем аналогичная область, реализуемая с помощью ОПИ_с. Для определения верхней границы этой области, которой соответствует предельная частота ОПИ_и $\Omega_{п.и}$, найдем внутренний инвариантный коэффициент устойчивости ОПИ_и $K_{у.в.и} = \Omega_S (1 + 2G/\xi_3 S_0)$ и решим уравнение вида $K_{у.в.и}(\Omega_{п.и}) = 1$. В результате получим $\Omega_{п.и} = S_0 \xi_3 / (2G + S_0 \xi_3)$. Сравнивая это выражение с (1.63), определим связь между предельными частотами ОПИ_с и ОПИ_и: $1/f_{п.и} = \sqrt{R_i G / f_{п.с} \xi_3 + 1/f_s}$. Для случая $\xi_3 S_0 \ll$

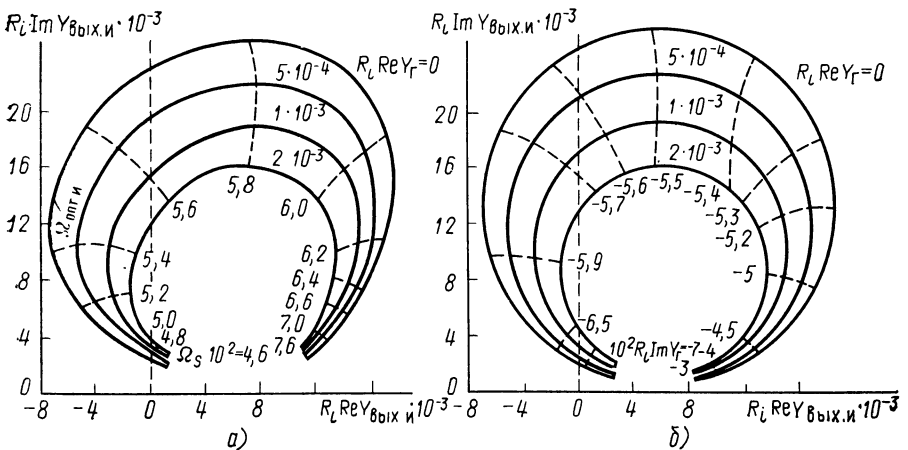


Рис. 1.25. Зависимости преобразованной проводимости ОПИ_и от частоты (при $R_i \operatorname{Im} Y_r = -0,058$) (а) и преобразуемой проводимости (при $\Omega_r = 0,125$) (б)

$\ll 2G$ имеем $f_{п.и} = f_{п.с} / \xi_3 \sqrt{R_i G}$, где $f_{п.и} = \Omega_{п.и} f_S$, $f_S = \omega_S / 2\pi$. Например, для полевого транзистора с затвором Шотки, имеющего $R_i = 3,5$ Ом, $C_{из} = 0,5$ пФ, $S_0 = 0,02$ Ом $^{-1}$, $\xi_3 = 0,02$, $G = 0,0017$ Ом $^{-1}$, находим $f_S = 90,1$ ГГц, $f_{п.с} = f_{макс} = 41,7$ ГГц, $f_{п.и} = 9,74$ ГГц. Таким образом, предельная частота ОПИ $_и$ значительно меньше предельной частоты ОПИ $_с$ ($f_{п.и} \ll f_{п.с} < f_S$). Но для современных полевых транзисторов с затвором Шотки она составляет несколько гигагерц, что позволяет использовать ОПИ $_и$ при реализации СВЧ АФ.

Как и в рассмотренных выше преобразователях, отрицательная вещественная проводимость, синтезированная с помощью ОПИ $_и$, нелинейно зависит от преобразуемой индуктивности и при $L_{опт.и} = R_i / \{ \Omega_S \omega_S [G R_i (1 + \Omega_S) + \Omega_S \xi_3] \}$ наблюдается ее экстремальное значение $R_i \operatorname{Re} Y^{(-)}_{макс.вх.и} = \Omega_S [1 - \xi_3 S_0 (1 - \Omega_S) / 2G]$.

Аналогичный экстремум наблюдается при анализе максимальной достижимой отрицательной вещественной проводимости выходной цепи ОПИ $_и$ (см. рис. 1.25) $R_i \operatorname{Re} Y^{(-)}_{макс.вых.и} = R_i G - \xi_3 S_0 R_i (1 + \Omega_S) / 2\Omega_S$. Отношение этих экстремальных значений характеризует невязимные свойства ОПИ $_и$ в области потенциальной неустойчивости $K_{н.и} (K_{у.ви} < 1) = G R_i / \Omega_S^2$. На частоте $\Omega_{н1} = \sqrt{G R_i}$ коэффициент невязимности ОПИ $_и$ $K_{н.и} = 1$. Для $G = 0,0017$ Ом $^{-1}$, $R_i = 3,5$ Ом и $f_S = 90,1$ ГГц имеем $\Omega_{н1} = 0,077$, $f_{н1} = f_S \Omega_{н1} = 6,9$ ГГц, т. е. $f_{н1} < f_{п.и}$. В области потенциальной неустойчивости ОПИ $_и$ на частотах, меньших $\Omega_{н1}$, имеем $\operatorname{Re} Y^{(-)}_{макс.вых.и} > \operatorname{Re} Y_{макс.вх.и}$, а на более высоких частотах выполняется противоположное неравенство, что позволяет выбором граничной частоты транзистора реализовать ОПИ $_и$ с коэффициентом невязимности как больше, так и меньше единицы. Отношение $K_{н.с} / K_{н.и} = \Omega_{с1} / \Omega_{н1} = S_0 / G$. Таким образом, коэффициент невязимности и критическая частота ОПИ $_с$ значительно превышают коэффициент невязимности и критическую частоту ОПИ $_и$.

Сравним максимальные коэффициенты передачи на границе устойчивости ОПИ $_и$ и ОПИ $_с$. Для ОПИ $_и$ с учетом элементов матрицы (1.65) $K_{м.и} = S_0 R_i / \Omega_S \xi_3$. Отношение $K_{м.с} / K_{м.и} = \xi_3$. Учитывая, что $\xi_3 \ll 1$, находим $K_{м.с} \ll K_{м.и}$, т. е. максимально достижимый коэффициент передачи ОПИ $_и$ значительно превышает этот коэффициент для ОПИ $_с$.

Полевые транзисторы с затвором Шотки в диапазоне СВЧ по шумовым характеристикам лучше биполярных. Как показали исследования [6], лучшими шумовыми характеристиками обладают транзисторы, включенные по схеме с общим стоком ($F_{мин.с} < F_{мин.и}$).

Результаты проведенного анализа подтверждаются приведенными на рис. 1.20, 1.22—1.24, 1.26 графиками экспериментальных исследований полевых транзисторов Шотки, включенных по схеме с общим истоком. Вследствие влияния пассивных элементов корпуса и выводов транзистора максимальная частота потенциальной неустойчивости ограничена 4—6 ГГц (см. рис. 1.20, б). Из-за влияния индуктивности вывода истока в диапазоне частот 9,3—

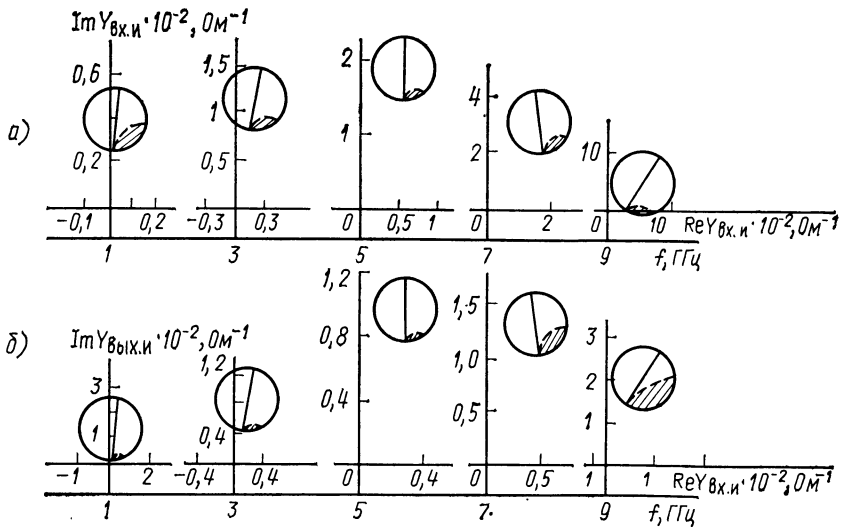


Рис. 1.26. Частотные зависимости преобразованной проводимости ОПИ_н на транзисторе АП321 ($I_C=5$ мА, $U_3=-1,5$ В). Заштрихованы области, где $\text{Im } Y_r > 0$,

а — входной проводимости; б — выходной проводимости

13 ГГц у транзистора АП321 наблюдается вторая область потенциальной неустойчивости (см. рис. 1.22,б). Как при прямом, так и при обратном преобразовании ОПИ_н обладает свойствами инвертора иммитанса по всей области реализации на его зажимах отрицательной вещественной проводимости (рис. 1.26).

1.7. ОБОБЩЕННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИММИТАНСА НА ТРАНЗИСТОРЕ С ОБЩИМ ЗАТВОРОМ

В процессе экспериментальных исследований полевых транзисторов, включенных по схеме с общим затвором (см. рис. 1.16,в), установлено, что они обладают свойствами конверторов иммитанса и частотная область их потенциальной неустойчивости значительно шире, чем для ОПИ_з (см. рис. 1.20,в). Причем для ОПИ_з на полевых СВЧ транзисторах с затвором Шотки $K_{у.в.з} < 1$, начиная с частот 0,1—0,5 ГГц, и уменьшается с ростом частоты. Расчет внутреннего инвариантного коэффициента устойчивости ОПИ_з с использованием матрицы (1.53) показал, что в рассматриваемом диапазоне частот $K_{у.в.з} > 1$. Это вывод не согласуется с результатом экспериментальных исследований и явился причиной анализа влияния элементов R_3 , L_3 , $C_{ис}$ эквивалентной схемы полевого транзистора (см. рис. 1.17) на величину $K_{у.в.з}$. В результате этих исследований (рис. 1.27) установлено, что причиной уменьшения $K_{у.в.з}$ может быть влияние индуктивности вывода затвора L_3 и емкости канала $C_{ис}$. Влияние L_3 проявляется при индуктивностях более

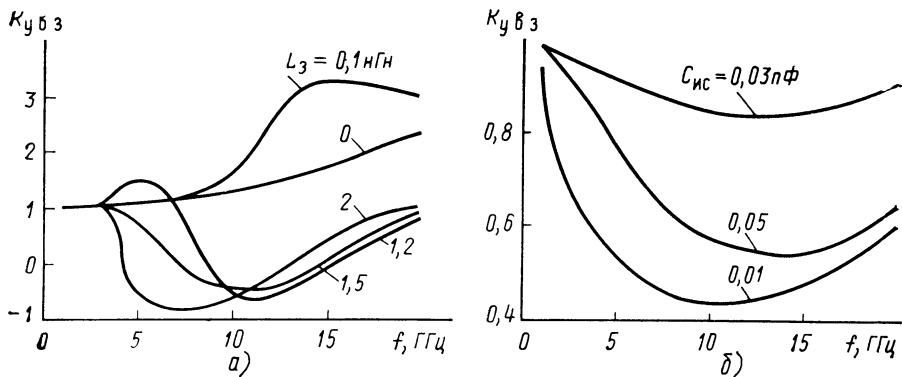


Рис. 1.27. Частотные зависимости внутреннего инвариантного коэффициента устойчивости ОПИ₃ от индуктивности вывода затвора (а) и проходной емкости (б) транзистора АП321 ($I_c = 8$ мА, $U = -1,5$ В)

0,3—0,5 нГн и существенно на частотах выше 3 ГГц (рис. 1.27,а), что не согласуется с результатами экспериментальных исследований. Наиболее эффективное действие на снижение $K_{y,вз}$ оказывает емкость $C_{ис}$ (рис. 1.27,б), которую необходимо учитывать при анализе параметров ОПИ₃. С учетом этой емкости матрица проводимости ОПИ₃

$$[Y_3] = \begin{bmatrix} S_0 + j \frac{\Omega_S}{R_i} (1 - S_0 R_i) & -G + j \frac{\Omega_S \xi_n}{R_n} \\ -S_0 + j \Omega_S S_0 & G + j \frac{\Omega_S (\xi_n + \xi_s)}{R_i} \end{bmatrix}. \quad (1.68)$$

Подстановкой элементов полученной матрицы в формулы табл. 1.1 получена система уравнений (табл. 1.5), образующая математическую модель, и таблица преобразований иммитанса ОПИ₃ (табл. 1.6), из которых видно, что по характеру преобразования различных иммитансов ОПИ₃ аналогичен ОПИ_б. Динамическая отрицательная вещественная проводимость реализуется при прямом преобразовании емкостного иммитанса и при обратном преобразовании индуктивного иммитанса и имеет максимальное значение вблизи предельной частоты транзистора (см. рис. 1.22,в).

В отличие от рассмотренных видов ОПИ коэффициент невязности ОПИ₃ $K_{н,з}$ не зависит от частоты (см. рис. 1.24) и на частотах $\Omega_S \ll 1$ связан с $K_{н,с}$ и $K_{н,и}$ соотношением $K_{н,с} K_{н,з} / K_{н,и} \approx 1$. На частотах, где $R_i S_0 > \Omega_S^2$ и $R_i S_0 > \xi_n$, выполняются неравенства $K_{с,н} > K_{н,и} > K_{н,з}$, подтверждаемые результатами экспериментальных исследований (см. рис. 1.24). Сравнивая формулы для предельных частот ОПИ_и и ОПИ_з, находим $f_{п,и} / f_{п,з} = \xi_s \sqrt{S_0 / R_i} / 2G$. Например, при использовании полевого транзистора Шотки типа АП321 теоретическое значение $f_{п,и} / f_{п,з} = 0,3$; при этом $f_{п,з} = 3,3 f_{п,и}$. Максимально достижимый коэффициент $K_{м,з}$ передачи мощности

Таблица 1.5. Математическая модель ОПИ₃

Параметры	Расчетные формулы
Режим прямого преобразования иммитанса	
Коэффициент прямой конверсии проводимости	$T_3 = \frac{R_i S_0 + p_H (1 - S_0 R_0)}{R_i G + p_H (\xi_3 + \xi_H)}$
Чувствительность коэффициента прямой конверсии проводимости	$S_{R_i}^{T_3} = \frac{R_i p_H [S_0 (\xi_3 + \xi_H) (1 - p_H) - G]}{[R_i G + p_H (\xi_3 + \xi_H)] [p_H + R_i S_0 (1 - p_H)]}$
Вещественная составляющая преобразованной проводимости	$\text{Re } Y_{\text{вх.з}} = S_0 - \{R_i^2 S_0 G (G + \text{Re } Y_H) - \Omega_S S_0 (GR_i + \xi_H) [\Omega_S (\xi_3 + \xi_H) + R_i \text{Im } Y_H]\} / \{R_i^2 (G + \text{Re } Y_H)^2 + [\Omega_S (\xi_3 + \xi_H) + R_i \text{Im } Y_H]^2\}$
Мнимая составляющая преобразованной проводимости	$\text{Im } Y_{\text{вх.з}} = \Omega_S (1 - S_0 R_i) / R_i + R_i S_0 \{ \Omega_S (GR_i + \xi_H) (G + \text{Re } Y_H) + G [\Omega_S (\xi_3 + \xi_H) + R_i \text{Im } Y_H] \} / \{ R_i^2 (G + \text{Re } Y_H)^2 + [\Omega_S (\xi_3 + \xi_H) + R_i \text{Im } Y_H]^2 \}$
Оптимальное значение преобразуемой реактивности	$L_{\text{н.опт.з}} = R_i (GR_i + \xi_H) / [S_0 \xi_H R_i + \omega_T (GR_i + \xi_H) (\xi_3 + \xi_H)] \omega_T \Omega_T$
Максимально достижимое значение отрицательной вещественной составляющей преобразованной проводимости	$\text{Re } Y_{\text{макс.вх.з}}^{(-)} = \frac{S_0 \Omega_S \xi_H}{2GR_i}$
Режим обратного преобразования иммитанса	
Коэффициент обратной конверсии проводимости	$T'_3 = \frac{R_i G + p_H (\xi_3 + \xi_H)}{R_i S_0 + p_H (1 - S_0 R_i)}$
Чувствительность коэффициента обратной конверсии проводимости	$S_{R_i}^{T'_3} = \frac{R_i p_H [S_0 (\xi_3 + \xi_H) (1 - p_H) - G]}{[R_i G + p_H (\xi_3 + \xi_H)] [p_H + R_i S_0 (1 - p_H)]}$
Вещественная составляющая преобразованной проводимости	$R_i \text{Re } Y_{\text{вых.з}} = R_i G \{ R_i^2 S_0 G (S_0 + \text{Re } Y_r) - \Omega_S S_0 (GR_i + \xi_H) [\Omega_S (1 - S_0 R_i) + R_i \text{Im } Y_r] \} / \{ R_i^2 (S_0 + \text{Re } Y_r)^2 + [\Omega_S (1 - S_0 R_i) + R_i \text{Im } Y_r]^2 \}$
Мнимая составляющая преобразованной проводимости	$R_i \text{Im } Y_{\text{вых.з}} = \Omega_S (\xi_3 + \xi_H) - S_0 R_i^2 \{ \Omega_S (GR_i + \xi_H) (S_0 + \text{Re } Y_r) - G [\Omega_S (1 - S_0 R_i) + R_i \text{Im } Y_r] \} / \{ R_i^2 (S_0 + \text{Re } Y_r)^2 + [\Omega_S (1 - S_0 R_i) + R_i \text{Im } Y_r]^2 \}$
Оптимальное значение преобразуемой реактивности	$C_{\text{г.опт.з}} = \frac{S_0 R_i - 1}{\omega_S R_i} - \frac{G \xi_H}{\omega_r \Omega_S (GR_i + \xi_H)}$

Параметры	Расчетные формулы
Максимально достижимое значение отрицательной вещественной составляющей преобразованной проводимости	$\operatorname{Re} Y_{\text{макс. вых. з}}^{(-)} = \frac{\Omega_S \xi_{\text{и}}}{2R_i}$
Режим прямого и обратного преобразования иммитанса	
Инвариантный коэффициент устойчивости	$K_{\text{у.в.з}} = GR_i / (GR_i + \xi_{\text{и}} \Omega_S)$
Предельная частота	$f_{\text{п.з}} = f_S \sqrt{S_0 R_i}$
Коэффициент невязности	$K_{\text{н.з}} = G/S_0$
Максимально достижимый коэффициент передачи мощности	$K_{\text{М}} = S_0/G$

на границе устойчивости ОПИ_з имеет промежуточное значение между $K_{\text{М.н}}$ и $K_{\text{М.с}}$ (см. рис. 1.23). Приведенные на рис. 1.28 частотные зависимости иммитансных окружностей ОПИ_з показывают, что несмотря на их вращение с изменением частоты в области реализации отрицательных вещественных проводимостей ОПИ_з обладает свойствами конвертора иммитанса (на частотах $\Omega_S \ll 1$).

Проведенный анализ показал, что в качестве ОПИ, обеспечивающего реализацию отрицательного вещественного иммитанса, в диапазоне СВЧ могут использоваться биполярные транзисторы,

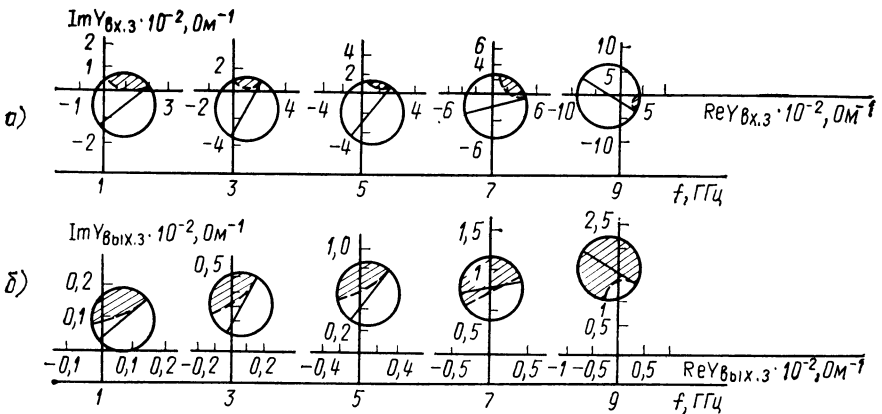
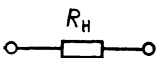
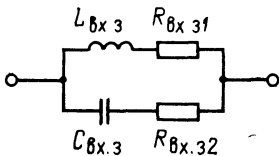
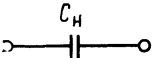
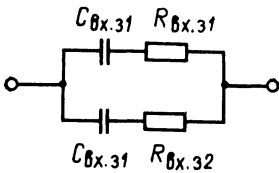
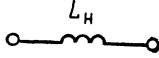
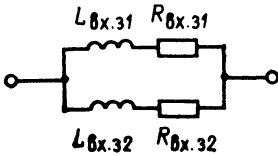
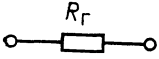
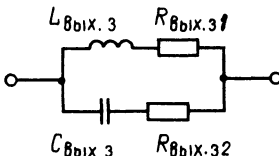
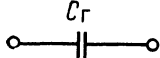
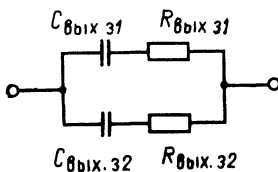

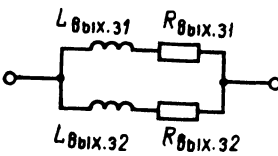


Рис. 1.28. Частотные зависимости преобразованной проводимости ОПИ_з на транзисторе АР321 ($I_{\text{с}}=8$ мА, $U_{\text{з}}=-1,5$ В). Заштрихованы области, где $\operatorname{Im} Y_{\text{r}} > 0$,

а — входной проводимости; б — выходной проводимости

Таблица 1.6. Таблица преобразований иммитансов ОПИ₃

Преобразуемый иммитанс	Преобразованный иммитанс
Режим прямого преобразования иммитанса	
	 $R_{\text{вх.31}} = GR_H S_0$ $R_{\text{вх.32}} = R_H (\xi_3 + \xi_H) / (1 - S_0 R_i)$ $L_{\text{вх.3}} = (\xi_3 + \xi_H) R_H / \omega S R_i S_0$ $C_{\text{вх.3}} = (1 - S_0 R_i) / R_H R_i G \omega S$
	 $C_{\text{вх.31}} = S_0 C_H / G$ $R_{\text{вх.31}} = (\xi_3 + \xi_H) / R_i S_0 C_H \omega S$ $C_{\text{вх.32}} = C_H (1 - S_0 R_i) / (\xi_3 + \xi_H)$ $R_{\text{вх.32}} = -R_i G \omega S / \omega^2 C_H (1 - S_0 R_i)$
	 $L_{\text{вх.31}} = GL_H / S_0$ $L_{\text{вх.32}} = L_H (\xi_3 + \xi_H) / (1 - S_0 R_i)$ $R_{\text{вх.31}} = -\omega^2 (\xi_3 + \xi_H) L_H / R_i S_0 \omega S$ $R_{\text{вх.32}} = R_i GL_H \omega S / (1 - S_0 R_i)$
Режим обратного преобразования иммитанса	
	 $R_{\text{вых.31}} = R_\Gamma S_0 / G$ $L_{\text{вых.3}} = R_\Gamma (1 - S_0 R_i) / R_i G \omega S$ $R_{\text{вых.32}} = R_\Gamma (1 - S_0 R_i) / (\xi_3 + \xi_H)$ $C_{\text{вых.3}} = (\xi_3 + \xi_H) / R_\Gamma R_i S_0 \omega S$
	 $C_{\text{вых.31}} = C_\Gamma G / S_0$ $R_{\text{вых.32}} = C_\Gamma (\xi_3 + \xi_H) / (1 - S_0 R_i)$ $R_{\text{вых.31}} = (1 - S_0 R_i) / R_i GC_\Gamma \omega S$ $L_{\text{вых.32}} = -R_i S_0 \omega S / \omega^2 (\xi_3 + \xi_H) C_\Gamma$
	 $L_{\text{вых.31}} = L_\Gamma S_0 / G$ $R_{\text{вых.31}} = -\omega^2 L_\Gamma (1 - S_0 R_i) / R_i G \omega S$ $R_{\text{вых.32}} = R_i S_0 \omega S L_\Gamma / (\xi_3 + \xi_H)$ $L_{\text{вых.32}} = L_\Gamma (1 - S_0 R_i) / (\xi_3 + \xi_H)$

включенные по схеме с общим коллектором и общей базой, а также полевые транзисторы, включенные по схеме с общим стоком, затвором и истоком. Они могут работать как конверторы (ОПИ_к, ОПИ_б, ОПИ_з и ОПИ_с) и как инверторы (ОПИ_н). Взаимными свойствами в широком диапазоне частот обладает ОПИ_к. Невзаимными свойствами во всем рабочем диапазоне частот обладает ОПИ_б, что делает энергетически невыгодным использование ее выходного иммитанса при реализации СВЧ АФ.

Для всех рассмотренных типов ОПИ характерно наличие оптимальных частот преобразования и оптимальных значений преобразуемого иммитанса. Проектирование СВЧ АФ на эти частоты с использованием оптимальных значений преобразуемого иммитанса позволяет повысить стабильность фильтров. Наиболее высокими предельными частотами обладают ОПИ_к и ОПИ_с. В номинальном режиме работы по постоянному току их предельные частоты равны максимальной частоте генерации транзистора $f_{\text{макс}}$. Максимальным коэффициентом передачи на границе устойчивости K_m обладают ОПИ_б и ОПИ_н. Однако для реализации СВЧ АФ этот параметр не так важен, как, например, при проектировании СВЧ усилителей. Минимально достижимый коэффициент шума $F_{\text{мин}}$ ОПИ_к и ОПИ_с несколько меньше, чем ОПИ_б и ОПИ_н, что следует учитывать при построении маломощных СВЧ АФ.

1.8. КАСКАДНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ОБОБЩЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ИММИТАНСА

При построении СВЧ АФ применяется каскадное соединение ОПИ [19, 50] (см. рис. 1.2,г). Реализация других структур в диапазоне СВЧ затруднена вследствие влияния паразитных емкостных перекрестных связей. Поэтому исследуем влияние каскадного соединения ОПИ на основные параметры результирующего четырехполюсника ($T, S_{\alpha_i}^T, K_{y.в}$).

Для нахождения коэффициента преобразования многокаскадного ОПИ воспользуемся свойством результирующей цепной матрицы $[A B C D]_N$, элементы которой при каскадном соединении четырехполюсников равны произведению элементов матриц $[A B C D]$ составляющих ОПИ [8]:

$$[A B C D]_N = \prod_{i=1}^N [A B C D]_i. \quad (1.69)$$

Подставив в выражение (1.69) матрицу $[A B C D]$ конвертора иммитанса (1.2), найдем результирующую матрицу

$$[A B C D] = \begin{bmatrix} \prod_{i=1}^N A_i & 0 \\ 0 & \prod_{i=1}^N D_i \end{bmatrix},$$

из которой следует, что вновь образованный четырехполюсник обладает свойствами конвертора иммитанса с коэффициентом конверсии

$$T_{кN} = \prod_{i=1}^N A_i / \prod_{i=1}^N D_i = \prod_{i=1}^N T_{ki}, \quad (1.70)$$

равным произведению коэффициентов конверсии отдельных ОПИ.

При каскадном включении инверторов иммитанса результирующая матрица $[A B C D]$ зависит от четности числа ОПИ. Для четного числа N_{κ} образующих инверторов иммитанса

$$[A B C D]_{N_{\kappa}} = \begin{bmatrix} \prod_{\chi=1}^{N_{\kappa}-1} B_{\chi} & \prod_{\kappa=2}^{N_{\kappa}} C_{\kappa} & 0 \\ 0 & \prod_{\kappa=2}^{N_{\kappa}} B_{\kappa} & \prod_{\chi=1}^{N_{\kappa}-1} C_{\chi} \end{bmatrix}.$$

Такая матрица соответствует конвертору иммитанса с коэффициентом конверсии

$$T_{к\kappa} = \prod_{\chi=1}^{N_{\kappa}-1} T_{и\chi} / \prod_{\kappa=2}^{N_{\kappa}} T_{и\kappa}, \quad (1.71)$$

где $\chi=1, 3, 5, \dots, (N_{\kappa}-1)$; $\kappa=2, 4, 6, \dots, N_{\kappa}$; $T_{и\kappa}$, $T_{и\chi}$ — коэффициенты инверсии составляющих ОПИ с четными и нечетными номерами.

Для нечетного числа N_{χ} инверторов иммитанса результирующая матрица

$$[A B C D]_{N_{\chi}} = \begin{bmatrix} 0 & \prod_{\chi=1}^{N_{\chi}} B_{\chi} & \prod_{\kappa=2}^{N_{\chi}-1} C_{\kappa} \\ \prod_{\kappa=2}^{N_{\chi}-1} B_{\kappa} & \prod_{\chi=1}^{N_{\chi}} C_{\chi} & 0 \end{bmatrix}$$

соответствует инвертору иммитанса с коэффициентом инверсии

$$T_{и\chi} = \prod_{\chi=1}^{N_{\chi}} T_{и\chi} / \prod_{\kappa=2}^{N_{\chi}-1} T_{и\kappa}. \quad (1.72)$$

Таким образом, каскадное включение ОПИ позволяет осуществлять операции умножения (1.70) и деления (1.72) коэффициентов преобразования, а также синтезировать с помощью инверторов иммитанса новые конверторы иммитанса (1.71).

Для каскадного соединения N конверторов иммитанса чувствительность коэффициента конверсии $T_{кN}$ вновь образованного четырехполюсника к изменению параметра α_i определяется формулой (1.19). Подставив в нее значение $T_{кN}$ (1.70), после преобразования получим $S_{\alpha_i}^{T_{кN}} = \sum_{i=1}^N S_{\alpha_i}^{T_{ki}}$. При использовании идентичных

конверторов иммитанса $S_{\alpha_i}^{T_{кN}} = N S_{\alpha_i}^{T_{ki}}$, откуда следует, что при

каскадном соединении конверторов иммитанса чувствительность результирующего коэффициента конверсии $T_{кN}$ равна суммарной чувствительности коэффициентов конверсии составляющих конверторов иммитанса к изменению параметра α_i . Поэтому при создании СВЧ АФ следует отдавать предпочтение однокаскадным конверторам иммитанса.

При каскадном соединении четного числа N_{κ} инверторов иммитанса чувствительность коэффициента конверсии $T_{к\kappa}$ результирующего четырехполюсника будет определяться из выражения

$$S_{\alpha_i}^{T_{к\kappa}} = \sum_{\kappa=1}^{N_{\kappa}-1} S_{\alpha_i}^{T_{н\kappa}} - \sum_{\kappa=2}^{N_{\kappa}} S_{\alpha_i}^{T_{н\kappa}}.$$

Из рассмотрения последнего выражения следует, что при использовании идентичных идеальных инверторов иммитанса ($S_{\alpha_i}^{T_{н\kappa}} = S_{\alpha_i}^{T_{н\kappa}}$) можно реализовать конвертор иммитанса с нулевой чувствительностью $S_{\alpha_i}^{T_{к\kappa}} = 0$ коэффициента конверсии $T_{к\kappa}$ к изменению параметра α_i .

При каскадном соединении нечетного числа инверторов иммитанса чувствительность коэффициента инверсии $T_{н\kappa}$ результирующего инвертора иммитанса определяется из выражения

$$S_{\alpha_i}^{T_{к\kappa}} = \sum_{\kappa=1}^{N_{\kappa}} S_{\alpha_i}^{T_{н\kappa}} - \sum_{\kappa=2}^{N_{\kappa}} S_{\alpha_i}^{T_{н\kappa}},$$

откуда видно, что при использовании идентичных инверторов иммитанса чувствительность результирующего многокаскадного инвертора равна чувствительности одиночного инвертора иммитанса, т. е. $S_{\alpha_i}^{T_{к\kappa}} = S_{\alpha_i}^{T_{н\kappa}}$.

Для оценки устойчивости каскадного соединения нескольких ОПИ воспользуемся внутренним инвариантным коэффициентом устойчивости (1.17), который применим при выполнении ограниченный, введенных в § 1.2, а также при условии, что вещественная составляющая суммарного иммитанса двух соседних ОПИ является положительной $\text{Re}[W_{22i} + W_{11(i-1)}] > 0$. В этом случае достаточное условие устойчивости образованного четырехполюсника записывается в виде $\text{Re}(W_{\text{вых}} + W_{\text{н}}) > 0$. Выходной иммитанс $W_{\text{вых}}$ этого четырехполюсника равен выходному иммитансу N -го ОПИ, вход которого нагружен выходным иммитансом $W_{\text{вых}(N-1)}$ предыдущего $(N-1)$ -го ОПИ. Минимальное значение действительной составляющей этого иммитанса [47]

$$\begin{aligned} \text{Re } W_{\text{вых.мин}} = & \text{Re } W_{22N} - [|W_{12N} W_{21N}| + \\ & + \text{Re}(W_{12N} W_{21N})] / 2 \text{Re}(W_{11N} + W_{\text{вых}(N-1)}). \end{aligned} \quad (1.73)$$

На границе устойчивости будет выполняться условие $\text{Re}(W_{\text{вых}} + W_{\text{н}}) = 0$, из которого с учетом (1.73) несложно получить коэффициент устойчивости образованного четырехполюсника

$$\begin{aligned} K_y = & 2 \text{Re}(W_{11N} + W_{\text{вых}(N-1)}) \text{Re}(W_{22N} + W_{\text{н}}) - \\ & - \text{Re}(W_{12N} W_{21N}) / |W_{12N} W_{21N}|. \end{aligned} \quad (1.74)$$

Учитывая, что $K_{y.v}$ i -го ОПИ определяется из выражения (1.17), запишем (1.74) в виде

$$K_y = K_{y.v} N + 2[\operatorname{Re} W_{\text{вых}(N-1)} \operatorname{Re}(W_n + W_{22N}) + \operatorname{Re} W_{11N} \operatorname{Re} W_n] / |W_{12N} W_{21N}|. \quad (1.75)$$

В полученной формуле $\operatorname{Re} W_{\text{вых}(N-1)}$ — вещественная составляющая выходного иммитанса $(N-1)$ -го ОПИ, которая может быть переписана следующим образом:

$$\operatorname{Re} W_{\text{вых}(N-1)} = [(K_{y.v(N-1)} - 1) |W_{12(N-1)} W_{21(N-1)}| + 2 \operatorname{Re} W_{22(N-1)} \operatorname{Re} W_{\text{вых}(N-2)}] / 2 \operatorname{Re}(W_{11(N-1)} + W_{\text{вых}(N-2)}). \quad (1.76)$$

Отметим, что входящая в последнее соотношение величина $\operatorname{Re} W_{\text{вых}(N-2)}$ также зависит от инвариантного коэффициента устойчивости $(N-2)$ -го ОПИ и определяется из выражения, аналогичного (1.76). Раскрывив его с учетом $W_{\text{вых}(N=0)} = W_\Gamma$ получим формулу для K_y устройства в зависимости от внутренних инвариантных коэффициентов устойчивости образующих его ОПИ.

При $\operatorname{Re} W_n = 0$ и $\operatorname{Re} W_\Gamma = 0$ (1.75) приводится к виду

$$K_{y.v} N = K_{y.v(N)} + 2 \operatorname{Re} W_{\text{вых}(N-1)} \operatorname{Re} W_{22N} / |W_{12N} W_{21N}|. \quad (1.77)$$

Последнее соотношение определяет внутренний инвариантный коэффициент устойчивости результирующего четырехполюсника и позволяет установить связь между коэффициентами устойчивости результирующего четырехполюсника K_y и его внутренним инвариантным коэффициентом устойчивости

$$K_y = K_{y.v} N + 2 \operatorname{Re}(W_{\text{вых}(N-1)} + W_n) / |W_{12N} W_{21N}|.$$

Из этого выражения следует, что с учетом сделанных ограничений K_y результирующего четырехполюсника не может быть меньше внутреннего инвариантного коэффициента устойчивости ($K_y \geq K_{y.v} N$).

Представляет интерес исследовать влияние инвариантного коэффициента устойчивости составляющих ОПИ на K_y результирующего четырехполюсника. С целью большей наглядности анализ проведем для двух каскадно соединенных ОПИ ($N=2$). Из (1.77) с учетом (1.76)

$$K_{y.v(N=2)} = K_{y.v(2)} + (K_{y.v(1)} - 1) \cdot \left| \frac{W_{12(1)} W_{21(1)}}{W_{12(2)} W_{21(2)}} \right| \frac{\operatorname{Re} W_{22(2)}}{\operatorname{Re} W_{11(1)}} \quad (1.78)$$

При использовании двух одинаковых ОПИ (1.78) принимает вид

$$K_{y.v(N=2)} = K_{y.v(1)} + (K_{y.v(1)} - 1) K_n, \quad (1.79)$$

а если используется взаимный ОПИ ($K_n = 1$), то

$$K_{y.v(N=2)} = 2K_{y.v(1)} - 1. \quad (1.80)$$

Анализ выражений (1.78) — (1.80) показывает, что если оба ОПИ находятся на границе устойчивости ($K_{y.v} i = 1$), то инвари-

антный коэффициент устойчивости устройства также соответствует границе устойчивости ($K_{y.в(N=2)}=1$). При потенциальной неустойчивости одного ОПИ (например, $K_{y.в(2)}<1$) для обеспечения $K_{y.в(N=2)}>1$ необходимый инвариантный коэффициент устойчивости первого ОПИ определяется из выражения

$$K_{y.в(1)} > 1 + (1 - K_{y.в(2)}) \left| \frac{W_{12(2)} W_{21(2)}}{W_{12(1)} W_{21(1)}} \right| \frac{\operatorname{Re} W_{11(1)}}{\operatorname{Re} W_{22(2)}}.$$

Если составляющие ОПИ потенциально устойчивы ($K_{y.в(i)}>1$), то устройство, образуемое при их каскадном включении, также потенциально устойчиво. Полученные выражения применимы для каскадного включения ОПИ с пассивными четырехполюсниками, что позволяет использовать их при расчете устойчивости СВЧ АФ, образованных каскадным соединением ОПИ и пассивными RLC -цепями.

2. ВЗАИМНЫЕ СВЧ АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

2.1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ

Взаимные СВЧ АФ относятся к группе обратимых четырехполюсников, подчиняющихся принципу взаимности. Наибольшее распространение в диапазоне СВЧ получили взаимные фильтры с лестничной (цепочечной) структурой. Они представляют собой пассивный LC -фильтр, в схему которого вводятся активные элементы (рис. 2.1,а). Такое построение позволяет полностью использовать богатый опыт проектирования LC -фильтров. Основное назначение активного элемента в таких фильтрах — компенсация потерь в реактивных элементах. Одновременно возможно решение и другой важной задачи — синтез с помощью активных элементов реактивных иммитансов, что важно при создании интегральных СВЧ фильтров. При построении электрически управляемых СВЧ АФ с помощью активных элементов также реализуют электрически управляемые иммитансы.

В качестве активных элементов взаимных СВЧ АФ используются двухполюсники, обладающие отрицательным сопротивлением (туннельные, лавинно-пролетные и инжекционно-пролетные дио-

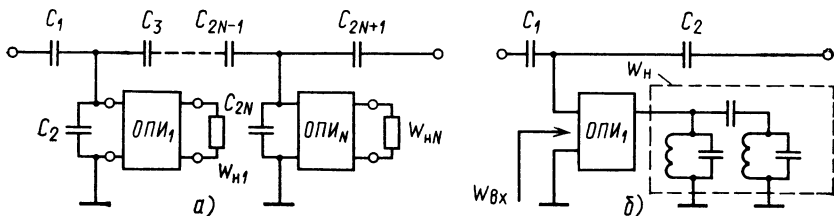


Рис. 2.1. Обобщенные схемы взаимных СВЧ активных фильтров

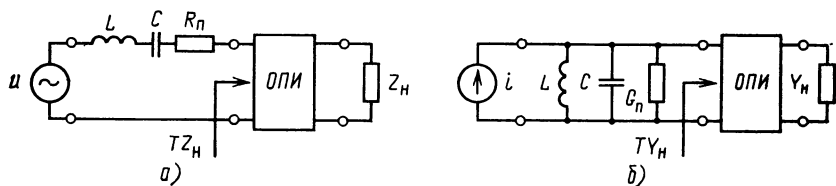


Рис. 2.2. Схемы компенсации потерь в колебательном контуре

ды), и трехполюсники, среди которых наибольшее распространение находят биполярные и полевые транзисторы, применяемые в качестве ОПИ. В диапазоне СВЧ они имеют широкий частотный диапазон области потенциальной неустойчивости, малые шумы и высокие энергетические характеристики. При выборе вида ОПИ исходят из требований, предъявляемых к параметрам СВЧ АФ, а также из типа фильтра. Анализ параметров ОПИ, проведенный в предыдущей главе, показал, что ОПИ_к и ОПИ_с обладают более широким диапазоном области потенциальной неустойчивости, большей предельной частотой f_n и меньшим коэффициентом шума $F_{ш}$, чем ОПИ_б и ОПИ_н.

Максимальные величины отрицательной вещественной проводимости, реализуемые ОПИ_к и ОПИ_б, приблизительно равны. Однако ОПИ_б обладает значительными невзаимными свойствами ($K_{н.б} > 1$), в результате чего его выходная максимально достижимая отрицательная вещественная проводимость значительно меньше входной, что делает его энергетически малоэффективным. Предельная частота ОПИ_с превышает предельную частоту ОПИ_к, поэтому в сантиметровом диапазоне частот целесообразно применять ОПИ_с, а в дециметровом — ОПИ_к. При необходимости компенсации диссипативных потерь в последовательном колебательном контуре с точки зрения обеспечения устойчивости [2, 7] рекомендуется использовать выходные зажимы ОПИ_к, ОПИ_с и ОПИ_б, а при компенсации потерь в параллельном колебательном контуре — входные. Схемы компенсации показаны на рис. 2.2, а, б. Здесь в качестве реактивных элементов контура применяются как внешние пассивные, так и реактивные элементы, синтезированные с помощью ОПИ.

2.2. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ

Включение отрицательного сопротивления $R^{(-)}$ в колебательный контур фильтра повышает чувствительность его параметра к изменению параметров элементов. Проведем количественную оценку этого явления. Вблизи резонансной частоты собственная добротность последовательного LC-контура (см. рис. 2.2, а) с учетом диссипативных потерь R_n во внешних компонентах

$$Q_0 = (1/R_n) \sqrt{L/C}. \quad (2.1)$$

Подключение отрицательного сопротивления $R^{(-)}$ может практически полностью компенсировать R_n , в результате чего требуемая добротность контура $Q_T \rightarrow \infty$. Исследуем, как при этом изменится чувствительность добротности Q_T к изменению коэффициента компенсации потерь, равного $\nu_{к1} = R^{(-)}/R_n$.

Последовательный колебательный контур, дополненный отрицательным сопротивлением $R^{(-)}$, имеет передаточную функцию

$$H(p) = i/u = pC / \{p^2 + p[(R_n - R^{(-)})/LC] + 1/LC\},$$

которая физически характеризует входную проводимость схемы. Если провести нормирование вида $p_n = p/\omega_0$, где $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, то получим следующее выражение для характеристического уравнения:

$$p_n^2 + p_n[(1 - \nu_{к1})/Q_0] + 1 = 0. \quad (2.2)$$

Решение этого уравнения, соответствующее полюсам функции передачи, $p_{н1,2} = -(1 - \nu_{к1})/2Q_0 \pm \sqrt{(1 - \nu_{к1})^2/4Q_0^2 - 1}$. Так как рассматриваемое звено имеет второй порядок, его добротность равна добротности комплексно-сопряженных полюсов $Q_T = Q_0/(1 - \nu_{к1})$; отсюда чувствительность добротности

$$S_{\nu_{к1}}^{Q_T} = -1/(1 - \nu_{к1}) = -Q_T/Q_0. \quad (2.3)$$

Из приведенных выражений следует, что с ростом коэффициента компенсации $\nu_{к1}$ происходит рост добротности Q_T , но одновременно растет и чувствительность $S_{\nu_{к1}}^{Q_T}$ добротности к изменению параметра $\nu_{к1}$, который является функцией коэффициента преобразования иммитанса T . Результирующая чувствительность (2.3) зависит от отношения добротностей $Q_T/Q_0 = m$, где m — коэффициент увеличения добротности. Чтобы получить большие результирующие добротности контура Q_T при малой чувствительности, необходимо использовать возможно большие собственные добротности внешних компонентов; тогда множитель Q_T/Q_0 и чувствительность $S_{\nu_{к1}}^{Q_T}$ остаются малыми.

Учитывая, что характеристическое уравнение для параллельного колебательного контура с цепью компенсации (рис. 2.2, б) при условии $\nu_{к1} = \nu_{к2} = G^{(-)}/G_n$, $Q_0 = G_n \sqrt{L/C}$ (где $G^{(-)}$ — компенсирующая отрицательная вещественная проводимость, реализуемая ОПИ, G_n — проводимость диссипативных потерь в параллельном колебательном контуре) аналогично (2.2), то приведенные выше результаты и выводы справедливы и для него.

Недостаток рассмотренного типа взаимных СВЧ АФ — необходимость введения в схему большого числа активных элементов, что ухудшает шумовые свойства, стабильность, надежность и экономичность фильтров. Другой тип взаимных СВЧ АФ представляет собой отрезок линии передачи, к которому подключен один или несколько ОПИ (см. рис. 2.1, б), формирующих частотно-зависимый иммитанс $W_{вх}$ преобразованием иммитанса W_n , который обес-

печивает требуемую форму АЧХ фильтра. При построении таких фильтров используются только трехполосные активные приборы, с помощью которых реализуются ОПИ. Недостаток взаимных СВЧ АФ второго типа — сложность расчета и трудность в настройке, однако их стабильность выше стабильности фильтров первого типа.

2.3. УСТОЙЧИВОСТЬ

Использование динамического отрицательного сопротивления для компенсации диссипативных потерь во взаимных СВЧ АФ ведет к снижению запаса устойчивости и может явиться причиной их самовозбуждения. Поэтому обеспечение устойчивости таких фильтров — одна из основных задач, решаемых при их проектировании. Учитывая, что обычно осуществляется компенсация диссипативных потерь не в одном элементе фильтра, а в образующем его контуре, рассмотрим условия устойчивости колебательного контура с компенсацией диссипативных потерь. С целью оценки граничных условий обеспечения устойчивости воспользуемся характеристическим уравнением (2.2), полученным для последовательного и параллельного колебательных контуров.

Как следует из общей теории устойчивости, схемы на рис. 2.2,а,б устойчивы, если вещественные части корней характеристического уравнения (2.2) отрицательные. Анализ выражения для этих корней показывает, что контуры будут устойчивы, если коэффициент компенсации потерь $v_k < 1$. Если $(1 - v_k)/2Q_2 > 1$, то корни $p_{н1}$ и $p_{н2}$ характеристического уравнения будут действительными и отрицательными и схемы на рис. 2.2,а,б могут работать в качестве детектора, смесителя или усилителя-ограничителя [7]. Если $(1 - v_k)/2Q_0 < 1$, то корни уравнения (2.2) — комплексные числа с отрицательной вещественной частью. Следовательно, в схемах на рис. 2.2,а,б будет иметь место затухающий колебательный процесс, что позволяет использовать их в устойчивых частотно-избирательных системах. Таким образом, общее условие обеспечения устойчивой работы колебательных контуров с компенсацией потерь будет иметь вид $1 > v_k > (1 - 2Q_0)$. Правая часть этого неравенства практически всегда соблюдается, так как $Q_0 > 0,5$, левая часть может выполняться для отрицательных сопротивлений, устойчивых до режима как короткого замыкания, так и холостого хода.

Определим инвариантный коэффициент устойчивости ОПИ, необходимый для получения требуемой добротности колебательного контура. Для параллельного контура

$$Q_T = 1/\rho_3 (G_n - \text{Re } Y^{(-)}_{вх}), \quad (2.4)$$

где ρ_3 — волновое сопротивление контура; $\text{Re } Y^{(-)}_{вх}$ — отрицательная вещественная составляющая входной проводимости ОПИ, ко-

торая при преобразовании оптимальной проводимости $Y_{н.опт}$ равна

$$\operatorname{Re} Y^{(-)}_{\text{макс.вх}} = \operatorname{Re} Y_{11} - [|Y_{12}Y_{21}| + \operatorname{Re}(Y_{12}Y_{21})] / 2 \operatorname{Re} Y_{22}. \quad (2.5)$$

Преобразовав выражения (2.4) и (2.5) с учетом (1.17), найдем формулу для требуемого инвариантного коэффициента устойчивости ОПИ

$$K_{у.в}(Y_{вх}) = 1 - \frac{2(Q_T - Q_0) \operatorname{Re} Y_{22}}{Q_0 Q_T \rho_3 |Y_{12}Y_{21}|} = 1 - \frac{2(m-1) \operatorname{Re} Y_{22}}{Q_T \rho_3 |Y_{12}Y_{21}|}. \quad (2.6)$$

Из (2.6) следует, что в режиме компенсации ($Q_T > Q_0$) инвариантный коэффициент устойчивости ОПИ должен быть всегда меньше единицы $K_{у.в}(Q_T > Q_0) < 1$. Найдем отношение значений инвариантного коэффициента устойчивости, необходимое для реализации колебательного контура с заданными ρ_3 и Q_T , при использовании входных зажимов ОПИ_к $K_{у.в.к}(Y_{вх})$ и ОПИ_б $K_{у.в.б}(Y_{вх})$

$$\frac{K_{у.в.к}(\operatorname{Re} Y_{вх}) - 1}{K_{у.в.б}(\operatorname{Re} Y_{вх}) - 1} = \frac{\operatorname{Re} Y_{22к} |Y_{12б} Y_{21б}|}{\operatorname{Re} Y_{22б} |Y_{12к} Y_{21к}|}. \quad (2.7)$$

Подставляя в (2.7) элементы матриц проводимостей ОПИ_к (1.23) и ОПИ_б (1.39), определяем $K_{у.в.к}(Y_{вх})/K_{у.в.б}(Y_{вх}) = 1$, т. е. требуемые инвариантные коэффициенты устойчивости используемых ОПИ должны быть равны. Если для компенсации потерь применяется выходная проводимость ОПИ

$$\operatorname{Re} Y^{(-)}_{\text{макс.вых}} = \operatorname{Re} Y_{22} - [|Y_{12}Y_{21}| + \operatorname{Re}(Y_{12}Y_{21})] / 2 \operatorname{Re} Y_{11}, \quad (2.8)$$

то требуемое значение инвариантного коэффициента устойчивости ОПИ

$$K_{у.в}(Y_{вых}) = 1 - 2(m-1) \operatorname{Re} Y_{11} / Q_T \rho_3 |Y_{12}Y_{21}|. \quad (2.9)$$

Подставляя в (2.9) элементы матриц (1.23) и (1.39), находим, что $[K_{у.к.в}(Y_{вых}) - 1] / [K_{у.в.б}(Y_{вых}) - 1] = \omega_T C_{к1} r_B \ll 1$. Следовательно, при использовании выходных зажимов ОПИ для компенсации диссипативных потерь в параллельном колебательном контуре необходимо применять ОПИ_к с меньшим инвариантным коэффициентом устойчивости, чем у ОПИ_б.

Определим связь между требуемыми значениями инвариантного коэффициента устойчивости ОПИ в режиме компенсации и максимально достижимой отрицательной вещественной проводимости на входе и выходе ОПИ. При использовании (2.8) с учетом (1.17) находим

$$[K_{у.в}(Y_{вых}) - 1] / \operatorname{Re}^{(-)} Y_{\text{макс.вых}} = 2 \operatorname{Re} Y_{11} / |Y_{12}Y_{21}|. \quad (2.10)$$

Аналогичное выражение получается при использовании входной проводимости ОПИ

$$[K_{у.в}(Y_{вх}) - 1] / \operatorname{Re} Y^{(-)}_{\text{макс.вх}} = 2 \operatorname{Re} Y_{22} / |Y_{12}Y_{21}|. \quad (2.11)$$

Поделив (2.10) на (2.11), получим формулу

$$\begin{aligned} [K_{у.в}(Y_{вых}) - 1] \operatorname{Re} Y^{(-)}_{\text{макс.вх}} / [K_{у.в}(Y_{вх}) - 1] \operatorname{Re} Y^{(-)}_{\text{макс.вых}} = \\ = \operatorname{Re} Y_{11} / \operatorname{Re} Y_{22}, \end{aligned}$$

используя которую с учетом (1.23) и (1.39) находим для ОПИ_к

$$\frac{[K_{у.в.к}(Y_{вх})-1] \operatorname{Re} Y^{(-)}_{\max.вх.к}}{[K_{у.в.к}(Y_{вх})-1] \operatorname{Re} Y^{(-)}_{\max.вх.к}} = 1 \quad (2.12)$$

и для ОПИ_б

$$\frac{[K_{у.в.б}(Y_{вх})-1] \operatorname{Re} Y^{(-)}_{\max.вх.б}}{[K_{у.в.б}(Y_{вх})-1] \operatorname{Re} Y^{(-)}_{\max.вх.б}} = \frac{1}{r_{Б\omega\tau C_{к1}}} \gg 1. \quad (2.13)$$

Из выражений (2.12) и (2.13) следует, что при использовании ОПИ_к наблюдается равенство значений инвариантных коэффициентов устойчивости, необходимых для реализации одинаковых значений отрицательной вещественной проводимости входной и выходной цепи ОПИ_к. В случае применения ОПИ_б для получения одинаковых максимально достижимых значений отрицательной вещественной проводимости его входной и выходной цепи требуется использовать ОПИ_б с различными значениями инвариантного коэффициента устойчивости. При использовании выходных зажимов ОПИ_б его инвариантный коэффициент устойчивости $K_{у.в.б}(Y_{вх}) < 1$ должен быть значительно меньше инвариантного коэффициента устойчивости $K_{у.в.б}(Y_{вх}) < 1$, требуемого при использовании входных зажимов ОПИ_б.

При включении рассматриваемого параллельного колебательного контура с компенсацией потерь параллельно отрезку СВЧ тракта получаем простейшее звено полосно-пропускающего СВЧ АФ. Рассматривая его как четырехполюсник, нагруженный с одной стороны иммитансом ОПИ $Y_n = Y_{вх\text{ОПИ}}$ или $Y_n = Y_{вх\text{ОПИ}}$, а с другой стороны — иммитансом $G_r = 2Y_0 + G_n$, учитывающим иммитансы генератора $Y_{Г0} = Y_0$ и нагрузки $Y_{н0} = Y_0$ и диссипативные потери в контуре G_n , на основании формулы (1.17) находим инвариантный коэффициент устойчивости одного звена СВЧ АФ

$$K_{у.з}(Y_{вх}) = 2 \operatorname{Re} Y^{(-)}_{\max.вх}/G_r - 1 = 2/v_k - 1 = (m+1)/(m-1), \quad (2.14)$$

где $v_k = \operatorname{Re} Y^{(-)}_{\max.вх}/(2Y_0 + G_r)$.

Подставив (2.14) в (2.6), определим связь между инвариантным коэффициентом устойчивости этого звена $K_{у.з}$ и требуемым значением инвариантного коэффициента устойчивости ОПИ $K_{у.в}$

$$K_{у.з}(Y_{вх}) = 2(m+1) \operatorname{Re} Y_{21}/Q_{\text{тр}\varepsilon} [1 - K_{у.в}(Y_{вх})] |Y_{12} Y_{21}|.$$

Подобное выражение получается и при использовании выходной цепи ОПИ $K_{у.з}(Y_{вх}) = 2(m+1) \operatorname{Re} Y_{12}/Q_{\text{тр}\varepsilon} [1 - K_{у.в}(Y_{вх})] \times |Y_{12} Y_{21}|$.

Взяв отношение этих величин, с учетом элементов матриц (1.23) и (1.39) находим

$$K_{у.з.к}(Y_{вх}) = K_{у.з.к}(Y_{вх}) = K_{у.з.б}(Y_{вх}) < K_{у.з.б}(Y_{вх}),$$

т. е. звено полосно-пропускающего фильтра, в котором используется выходная цепь ОПИ_б, обладает наибольшей устойчивостью.

Подводя итоги проведенного анализа, можно сделать вывод о том, что при реализации взаимных СВЧ АФ необходимо использо-

вать ОПИ в частотной области их потенциальной неустойчивости. В случае компенсации диссипативных потерь в колебательном контуре его чувствительность к изменению параметров контура тем ниже, чем выше собственная добротность контура и меньше коэффициент компенсации потерь. Чем больше требуется коэффициент компенсации, тем меньше должен быть инвариантный коэффициент устойчивости ОПИ. Для обеспечения устойчивой работы колебательного контура с компенсацией потерь коэффициент компенсации должен быть меньше единицы. При использовании выходной проводимости ОПИ, необходимо, чтобы инвариантный коэффициент устойчивости был значительно меньше, чем при использовании ОПИ_к. Полученные выражения и сделанные выводы справедливы и для случая компенсации потерь в последовательном колебательном контуре, включенном параллельно СВЧ тракту, при замене индексов проводимости Y на индексы сопротивления Z .

2.4. ШУМЫ

При построении взаимных СВЧ АФ в схему пассивного LC-фильтра включаются активные приборы, что ведет к ухудшению их шумовых свойств. Учитывая, что в диапазоне СВЧ наибольшее применение получили полосно-пропускающие фильтры на основе резонаторов с емкостной связью, проведем количественную оценку их шумовых свойств.

Представим шумовую эквивалентную схему однорезонаторного СВЧ АФ в виде, изображенном на рис. 2.3,а. На этой схеме $\bar{i}_{ш1}^2$ — среднеквадратичное значение шумового тока компенсирующего двухполюсника; Y_d — проводимость компенсирующего двухполюсника; $\bar{i}_{шг}^2$, $\bar{i}_{шн}^2$ — среднеквадратичские значения шумовых токов

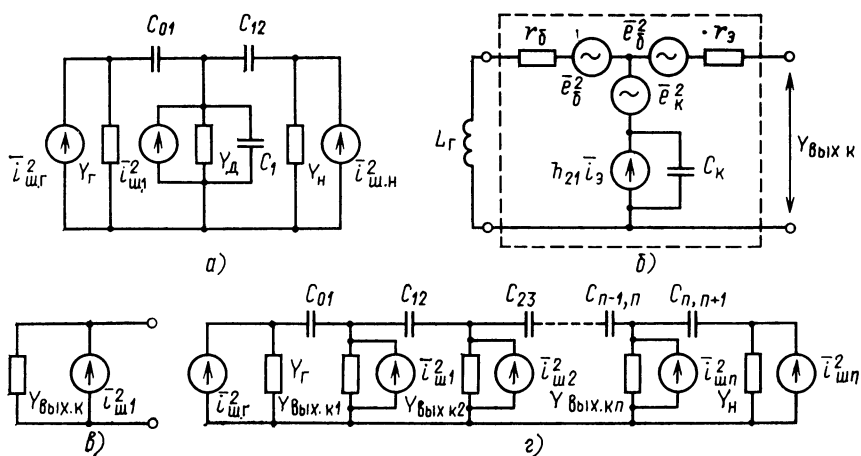


Рис. 2.3. Эквивалентные шумовые схемы взаимных СВЧ активных фильтров

генератора и нагрузки; $\overline{i^2_{ш.г}} = 4kT \operatorname{Re} Y_g \Delta f$; $\overline{i^2_{ш.н}} = 4kT \operatorname{Re} Y_n \Delta f$; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; Δf — абсолютная полоса пропускания.

Согласно [28] коэффициент шума такой схемы

$$F_{ш} = P_{ш\Sigma} / P_{ш.г.},$$

где $P_{ш\Sigma}$ — суммарная мощность шумов, выделяющаяся на нагрузке; $P_{ш.г.}$ — мощность шумов на нагрузке, обусловленная лишь шумами сопротивления источника сигнала.

Отнесем емкость C_{01} к сопротивлению генератора, а емкость C_{12} к сопротивлению нагрузки. В этом случае эквивалентные среднеквадратические значения шумовых токов генератора $\overline{i^2_{ш.г.э}}$ и нагрузки $\overline{i^2_{ш.н.э}}$ будут равны:

$$\overline{i^2_{ш.г.э}} = \overline{i^2_{ш.г}} \operatorname{Re}^2 Z_g / |Z_g|^2, \text{ где } |Z_g|^2 = \operatorname{Re}^2 Z_g + (1/\omega C_{01})^2; \quad (2.15)$$

$$\overline{i^2_{ш.н.э}} = \overline{i^2_{ш.н}} \operatorname{Re}^2 Z_n / |Z_n|^2, \text{ где } |Z_n|^2 = \operatorname{Re}^2 Z_n + (1/\omega C_{12})^2. \quad (2.16)$$

С учетом сделанных преобразований для схемы на рис. 2.3,а можно считать, что все шумовые генераторы тока включены параллельно. В этом случае коэффициент шума однорезонаторного СВЧ АФ [26]

$$F_{ш} = 1 + \overline{i^2_{ш1}} / \overline{i^2_{ш.г.э}} + \overline{i^2_{ш.н.э}} / \overline{i^2_{ш.г.э}}. \quad (2.17)$$

Подставляя в (2.17) выражения (2.15) и (2.16), находим коэффициент шума однорезонаторного СВЧ АФ

$$F_{ш} = 1 + \frac{\operatorname{Re} Z_n (\operatorname{Re}^2 Z_g + X^2 C_{01})}{\operatorname{Re} Z_g (\operatorname{Re}^2 Z_n + X^2 C_{12})} + R_{ш} \frac{|Y_g|^2 |Z_g|^2}{\operatorname{Re} Z_g}, \quad (2.18)$$

где Y_g — эквивалентная проводимость резонатора; $X_{C_{01}} = 1/\omega C_{01}$, $X_{C_{12}} = 1/\omega C_{12}$; $R_{ш}$ — шумовое сопротивление компенсирующего двухполюсника.

Как следует из (2.18), коэффициент шума рассматриваемого взаимного СВЧ АФ зависит как от параметров компенсирующего двухполюсника, так и от пассивных элементов схемы. С увеличением связи резонатора с генератором сигнала ($X_{C_{01}} \rightarrow 0$) и уменьшением связи с нагрузкой ($X_{C_{12}} \rightarrow \infty$) коэффициент шума СВЧ АФ стремится к $F_{ш.мин} = 1 + R_{ш} |Y_g|^2 / \operatorname{Re} Y_g$.

Например, для случая использования в качестве компенсирующего двухполюсника выходных зажимов ОПИ_к его эквивалентная шумовая схема изображена на рис. 2.3,б [70]. На этой схеме $\overline{e^2_{э}} = 2kT r_э \Delta f$ — среднеквадратическая ЭДС шума эмиттерного перехода; $\overline{e^2_{б}} = 4kT r_б \Delta f$ — среднеквадратическая ЭДС шума омического сопротивления базы транзистора;

$$\overline{e^2_{к}} = \frac{4kT h_{21} (1 - h_{210}) |Z_k| [1 + \Omega^2 \tau (1 + h_{210})^{-1}]}{r_э (1 + \Omega^2 \tau)}$$

— среднеквадратическая ЭДС шума коллекторного перехода;

$$Z_k = 1/j\omega C_k; C_k = C_{k1} + C_{k2}.$$

На основании теоремы об эквивалентном генераторе схема на рис. 2.3,б преобразуется к эквивалентному шумовому двухполюснику, изображенному на рис. 2.3,в, имеющему среднеквадратическое значение шумового тока эквивалентного генератора $\overline{i_{шЛ}^2} = (\overline{e_{\mathcal{E}}^2} + \overline{e_{\mathcal{E}}^2} |Z_{6,п}/Z_{6Л}| + \overline{e_{\mathcal{K}}^2} |Z_{6,п}/Z_{\mathcal{K}}|) |Y_{ввых}|^2$ и шумовое сопротивление [70]

$$R_{ш} = \frac{r_{\mathcal{E}}}{2} + r_{\mathcal{B}} \left| \frac{Z_{6,п}}{Z_{6Л}} \right| + \frac{h_{210}(1-h_{210}) |Z_{6,п}|^2 [1 + \Omega^2 \tau (1-h_{210})^2]}{2r_{\mathcal{E}} (1 + \Omega^2 \tau)} . \quad (2.19)$$

Здесь $Z_{6,п} = Z_{6Л} Z_{\mathcal{K}} / (Z_{6Л} + Z_{\mathcal{K}})$; $Z_{6Л} = r_{\mathcal{B}} + j\omega L_{\Gamma}$, L_{Γ} — преобразуемая индуктивность.

Если ОПИ_к реализован на транзисторе типа КТ3101 ($r_{\mathcal{E}} = 5$ Ом, $r_{\mathcal{B}} = 5$ Ом, $h_{210} = 0,985$, $C_{\mathcal{K}} = 1$ пФ, $f_{\Gamma} = 3$ ГГц), то на основании выражений (2.18) и (2.19) минимальный коэффициент шума однорезонаторного взаимного СВЧ АФ на частоте 0,6 ГГц $F_{ш} = 3,2$ дБ, что соответствует значению коэффициента шума широкополосного СВЧ усилителя, собранного на данном типе транзистора. Реальный фильтр, выполненный на том же транзисторе и имеющий полосу пропускания $\Delta f = 8$ МГц и емкость связи с генератором $C_{01} = 1$ пФ, обеспечивает $F_{ш} = 6$ дБ. Дальнейшее уменьшение емкости связи позволяет сузить полосу пропускания фильтра, но при этом возрастает его коэффициент шума.

В случае реализации многорезонаторного СВЧ АФ (рис. 2.3,г) определим связь между параметрами элементов такого СВЧ АФ и его коэффициентом шума. С этой целью, используя принцип суперпозиции, найдем суммарную интенсивность шумов на его выходе. Предварительно находим составляющие интенсивности шума $h_{iп}$ в суммарном выходном шуме от действия каждого компенсирующего двухполюсника при условии, что остальные двухполюсники не шумят. Затем производим суммирование интенсивностей всех составляющих шумов. В этом случае, если полагать, что номинальный коэффициент передачи мощности от i -го компенсирующего двухполюсника к выходным зажимам фильтра равен $K_{ном i}$, то $h_{iп} = K_{ном i} h_i$ (где h_i — интенсивность шумов компенсирующего двухполюсника в плоскости его клемм). Тогда суммарная интенсивность шумов на выходе взаимного СВЧ АФ $h_{ввых} = \sum_{i=1}^n K_{ном i} h_i$. Представив интенсивность шумов источника сигнала на выходе фильтра в форме $h_{г.п} = K_{ном} h_{г}$, где $h_{г}$ — интенсивность шумов источника сигнала, получим выражение для коэффициента шума $F_{ш} = (1 + h_{ввых}) / h_{г.п}$.

Учитывая, что интенсивность шумов двухполюсника h_i связана со среднеквадратическим значением шумового тока $\overline{i_{шi}^2}$ соотно-

шением $h_i = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} (\overline{i^2}_{ш i} / 4\Delta f \operatorname{Re} Y_d)$, находим коэффициент шума многорезонаторного взаимного СВЧ АФ для случая идентичных n резонаторов

$$F_{ш n} = 1 + N_{ш} \left\{ (\operatorname{Im} Y_{\text{в.х.к}} \operatorname{Re} Z_r)^2 \left[1 + \sum_{i=0}^{n-2} \left(\frac{C_{A i, i+1}}{C_{i+1, i+2}} \right)^2 \right] + \left(\frac{\operatorname{Im} Y_{\text{в.х.к}}}{\omega C_{01}} \right)^2 \left[1 + \sum_{i=1}^{\Psi} \left(\frac{C_{2i-1, 2i}}{C_{2i, 2i+1}} \right)^2 \right] \right\}, \quad (2.20)$$

где $C_{A i, i+1} = C_{i, i+1}$ для $i > 0$; $\Psi = (n-1)/2$ для n нечетного; $\Psi = (n-3)/2$ для n четного; $C_{A 01} = C_{01} / [1 + (\omega_0 C_{01} / \operatorname{Re} Y_r)]^2$.

Расчетный коэффициент шума двухрезонаторного взаимного СВЧ АФ на транзисторах типа ГТЗ13 с 2%-ной полосой пропускания и центральной частотой $f_0 = 0,6$ ГГц равен $F_{ш(n=2)} = 9,2$ дБ, что совпадает с экспериментальными результатами, полученными в [70]. Уменьшить коэффициент шума взаимных СВЧ АФ можно или путем увеличения его связи с источником сигнала, или путем уменьшения числа компенсирующих двухполюсников; например, проектируя взаимные СВЧ АФ с одним ОПИ и сложным преобразуем иммитансом (см. рис. 2.1,б). В последнем случае коэффициент шума определяется по формуле (2.18) для однорезонаторного фильтра.

2.5. РАЗНОВИДНОСТИ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ

Большинство взаимных СВЧ АФ образуются пассивным LC-фильтром, к элементам колебательных контуров которого или вместо них подключаются входные или выходные зажимы ОПИ. К противоположным зажимам ОПИ подключается преобразуемый иммитанс. В простейших полосно-пропускающих фильтрах (рис. 2.4,а—г) параллельно отрезку СВЧ тракта включается активный параллельный колебательный контур, образованный резонирующим элементом и ОПИ [23, 67, 72], а в случае реализации полосно-запирающих фильтров используется последовательный колебательный контур (рис. 2.4,д—з) [21, 65]. В качестве ОПИ в этих фильтрах применяются как биполярные транзисторы, включенные по схеме с ОК (рис. 2.4,а,д) и по схеме с ОБ (рис. 2.4,б,е), так и полевые транзисторы, включенные по схеме с ОС (рис. 2.4,а) и ОИ. Коэффициент передачи K_0 таких фильтров определяется вещественной составляющей входной или выходной цепи ОПИ и может быть меньше или больше единицы. Максимальное значение K_0 ограничено условиями устойчивой работы и стабильности фильтра. Исходя из этого значение K_0 обычно выбирают равным ± 1 дБ [56]. В одноконтурных полосно-пропускающих фильтрах затухание вне полосы пропускания составляет около 20 дБ при полосе пропускания 1% в дециметровом диапазоне частот [21].

Для исключения индуктивности в схеме, например с целью реализации СВЧ АФ в виде полупроводниковой микросхемы, ис-

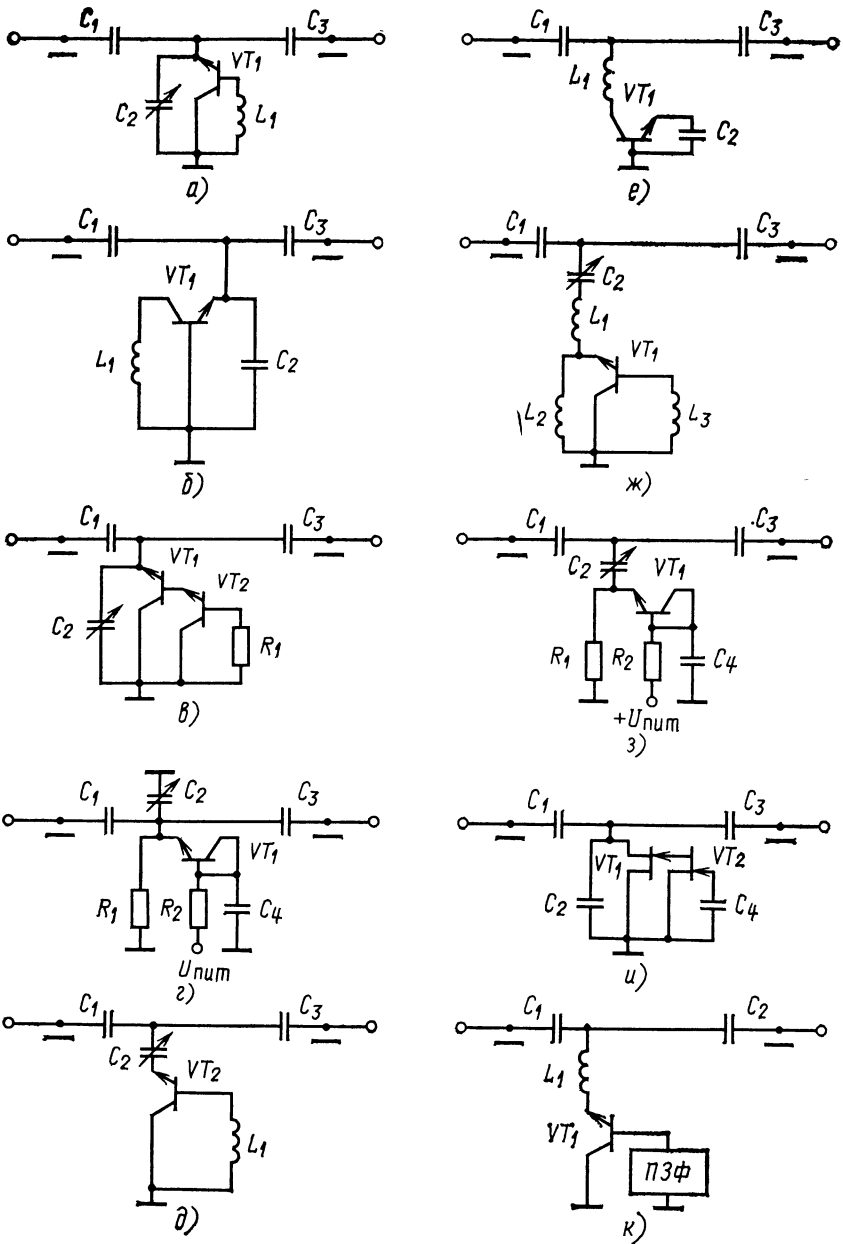


Рис. 2.4. Разновидности схем однорезонаторных взаимных СВЧ активных фильтров

пользуют многокаскадные ОПИ (рис. 2.4,в,и) [19, 37]. Недостаток таких СВЧ АФ — худшая по сравнению с одноступенчатыми температурная стабильность, которую можно улучшить путем включения последовательно с преобразуемым активным сопротивлением терморезистора [34]. Другой путь построения безиндуктивных СВЧ АФ заключается в использовании ОПИ_к в режиме, когда коллектор и база соединены (рис. 2.4,г,з) [66]. В этом случае параллельно коллекторному переходу оказывается включенным диффузионный иммитанс базы транзистора, который в случае обеспечения высокого уровня инжекции является индуктивным и преобразуется в цепь эмиттера в виде эквивалентной индуктивности и отрицательной активной проводимости. Реализация безиндуктивных СВЧ АФ возможна также путем инвертирования емкостного иммитанса конденсатора C_4 (рис. 2.4,и) с помощью ОПИ_и на транзисторе VT_2 в низкодобротный индуктивный иммитанс с последующим повышением его добротности с помощью ОПИ_с на транзисторе VT_1 .

При построении взаимных СВЧ АФ на частотах, лежащих выше максимальной частоты генерации биполярного транзистора $f_{\text{макс}}$, используются ОПИ_к с разорванной по переменному току цепью базы (рис. 2.4,к) [62] (например, с помощью пассивного ПЗФ). В этом случае параллельно коллекторному переходу оказывается включенной емкостная проводимость барьерной емкости коллекторного перехода C_K , которая, трансформируясь, обеспечивает в цепи эмиттера емкостную проводимость с отрицательной вещественной составляющей на частотах, лежащих выше $f_{\text{макс}}$ [71].

Для уменьшения влияния преобразованной реактивной проводимости ОПИ на стабильность СВЧ АФ, а также с целью получения необходимой величины этой проводимости к выходной цепи ОПИ подключают реактивные элементы того же знака, что и преобразованная проводимость (рис. 2.4,л). С целью улучшения формы АЧХ и расширения полосы пропускания строят многоконтурные взаимные СВЧ АФ (рис. 2.5,а—в) [65, 67, 69, 70]. Например, двухконтурный полосно-пропускающий фильтр, в котором использован ОПИ_к (см. рис. 2.5,а), обеспечивает затухание вне полосы пропускания более 40 дБ на частоте 700 МГц при относительной полосе пропускания 2% (см. рис. 5.4). Аналогичный фильтр, реализованный на полевых транзисторах, изображен на рис. 2.5,б. Транзисторы VT_1 и VT_2 реализуют ОПИ_с, которые обеспечивают преобразование иммитанса индуктивностей L_1 и L_2 в эквивалентные индуктивности и отрицательные вещественные дифференциальные проводимости цепи сток — исток транзисторов. Последние совместно с конденсаторами C_2 и C_4 образуют высокодобротные параллельные колебательные контуры.

Многоконтурный полосно-запирающий фильтр образуется включением параллельно СВЧ тракту последовательных контуров, использующих ОПИ_к на транзисторах VT_1 и VT_2 (рис. 2.5,в). С целью повышения динамической и температурной стабильности в

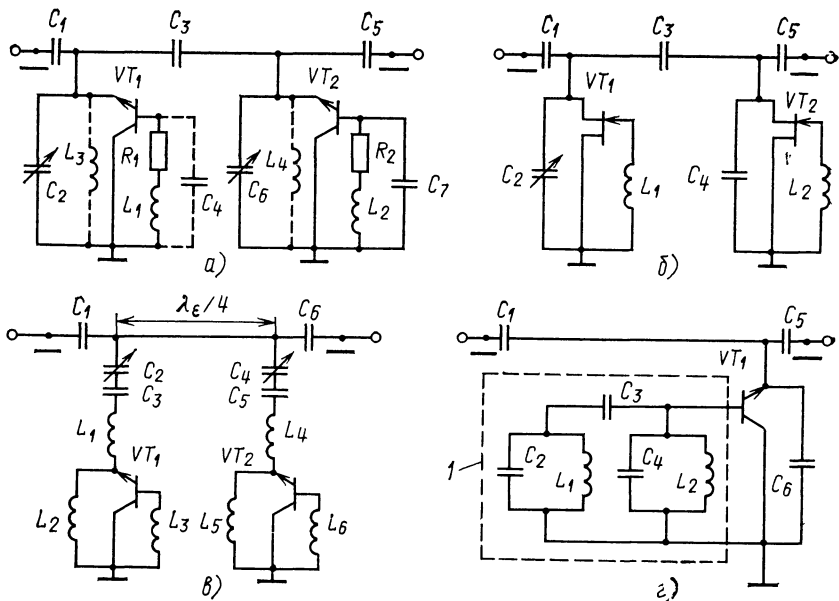


Рис. 2.5. Разновидности взаимных многорезонаторных СВЧ активных фильтров

схему фильтра введены емкости C_3 , C_5 и индуктивности L_1 , L_2 , L_4 и L_5 . Фильтр позволяет получить в полосе заграждения затухание более 50 дБ на частоте 1 ГГц [65]. Фильтр, изображенный на рис. 2.5,г, обеспечивает форму АЧХ, аналогичную АЧХ фильтра на рис. 2.5,а [36]. С целью повышения температурной и динамической стабильности в нем используется один ОПИ_к на транзи-

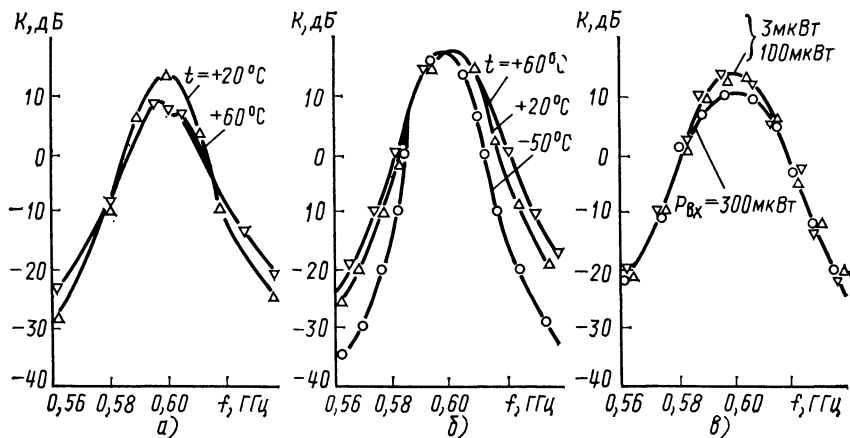


Рис. 2.6. Зависимости АЧХ фильтра, изображенного на рис. 2.5,а, от температуры и АЧХ фильтра, изображенного на рис. 2.5,г, от температуры и мощности сигнала

сторы VT_1 . На входе ОПИ_к включается пассивная лестничная структура 1, определяющая форму АЧХ фильтра. Для компенсации диссипативных потерь на выходе транзистора VT_1 включается конденсатор C_6 . В результате во входной цепи транзистора реализуется динамическая отрицательная проводимость. При изменении температуры или мощности сигнала происходит изменение коэффициента преобразования ОПИ_к, однако крутизна изменения параметров эквивалентных контуров данного фильтра остается одинаковой. В результате форма его АЧХ изменяется меньше, чем многотранзисторного фильтра (рис. 2.6,а—в).

Рассмотренные схемы взаимных СВЧ АФ являются далеко не единственными. Практически любой пассивный LC-фильтр может быть превращен в активный путем подключения к нему ОПИ с преобразуемым иммитансом, выбираемым в соответствии с табл. 1.2—1.4, 1.6. Однако при подключении ОПИ следует учитывать возникающие при реализации СВЧ АФ паразитные связи, которые могут изменить как преобразуемый, так и преобразованный иммитансы. С целью их уменьшения следует выбирать такие технические решения, в которых общий вывод транзистора оказывается заземленным.

2.6. РАСЧЕТ

Основными критериями при выборе схемы взаимного СВЧ АФ являются обеспечение требуемой формы АЧХ и ее стабильность в заданных пределах при воздействии дестабилизирующих факторов. При этом решаются две задачи — выбор схемы пассивного фильтра-прототипа и выбор вида ОПИ. Основные параметры и особенности различных видов ОПИ рассмотрены в гл. 1.

При проектировании СВЧ АФ с целью уменьшения влияния паразитных реактивных элементов на характеристики фильтров используются активные приборы, один из электронов которых заземлен. Поэтому при выборе пассивного фильтра-прототипа СВЧ АФ используются схемы, имеющие лестничную структуру. Передаточная функция такой схемы с заземленными контурами выражается с помощью дробей, но при узкой полосе пропускания (запирания) характеристики ее рабочего затухания можно рассматривать как полиномиальные. Фильтры, рассчитанные при замене дроби на полином, относятся к квазиполиномиальным. Расчет пассивных квазиполиномиальных фильтров изложен в [10]. Учитывая, что к контурам таких фильтров подключаются активные приборы, в схему вводятся дополнительные реактивные элементы, обеспечивающие развязку цепей питания и сигнала. Вследствие ограниченной добротности эти элементы, как правило, ухудшают параметры фильтра. Поэтому при выборе пассивного фильтра-прототипа исходят из требования обеспечения возможности использования реактивных элементов, формирующих АЧХ, для развязки цепей питания и сигнала.

Другой критерий выбора фильтра-прототипа — минимальное число индуктивностей в схеме. В низкочастотной области СВЧ диапазона (при изготовлении СВЧ АФ в виде гибридной микросхемы) это связано с большими размерами индуктивностей по сравнению с другими элементами, а на частотах выше 3 ГГц — низкой добротностью и малыми номинальными значениями (особенно

в элементах связи), соизмеримыми с паразитными индуктивностями. При изготовлении СВЧ АФ в виде полупроводниковой микросхемы требование использовать пассивные фильтры-прототипы с минимальным числом индуктивностей обусловлено трудностью реализации стабильной полупроводниковой индуктивности.

С учетом рассмотренных критериев при построении взаимных СВЧ АФ наиболее широко используют схемы квазиполиномиальных фильтров с емкостными связями. Расчет таких фильтров состоит из четырех частей: расчета пассивного фильтра-прототипа, расчета схемы компенсации, расчета цепей стабилизации и расчета цепей, обеспечивающих рабочую точку транзисторов.

Рассмотрим порядок расчета на примере взаимного полосно-пропускающего СВЧ АФ, электрическая схема которого изображена на рис. 2.5,а. Основные исходные данные для расчета: центральная частота полосы пропускания f_0 , абсолютная полоса пропускания Δf , коэффициент передачи на центральной частоте K_0 , неравномерность коэффициента передачи в полосе пропускания ΔK , коэффициент передачи (затухание) вне полосы пропускания K_f , входное и выходное сопротивления фильтра Z_0 (обычно 50 Ом), инвариантный коэффициент устойчивости $K_{ув}$.

Дополнительные исходные данные: требования к коэффициенту шума $F_{ш}$, динамическому диапазону D и стабильности параметров в диапазоне изменения дестабилизирующих факторов (температуры, сопротивлений нагрузки и генератора напряжения питания).

На первом этапе рассчитываются элементы пассивного фильтра-прототипа, затем определяются добротности контуров Q_{Ti} , обеспечивающие заданный коэффициент передачи фильтра и параметры схемы компенсации.

Известно, что из-за диссипативных потерь в элементах частотные характеристики фильтров, рассчитанные без их учета, отличаются от требуемых. Отклонения получаются тем большими, чем большие потери имеются в элементах фильтра.

В диапазоне низких частот применяется метод строгого синтеза пассивных фильтров с учетом потерь, обеспечивающий полное сохранение формы частотной характеристики, но допускающий значительное уменьшение коэффициента передачи фильтра в полосе пропускания. В диапазоне СВЧ, учитывая важность этого параметра при проектировании СВЧ фильтров, получил распространение другой подход, который обеспечивает заданный коэффициент передачи фильтра на центральной частоте. С целью упрощения расчетов считают равными собственными добротности компонентов фильтра-прототипа. В этом случае приращение коэффициента передачи фильтра K_0 (в децибелах) на частоте f_0 , когда добротность контуров равна Q_{Ti} , по сравнению с коэффициентом передачи при $Q_i = \infty$ (т. е. когда в схеме отсутствуют диссипативные потери) [15]

$$\Delta K_0 = 20 \lg (C_{\Phi} / Q_i + 1) \approx 8,686 C_{\Phi} / Q_i, \quad (2.21)$$

где C_{Φ} — коэффициент, зависящий от параметров пассивного фильтра-прототипа (рис. 2.7,а); Q_i — добротность i -го элемента низкочастотного фильтра-прототипа;

$$Q_i = \Delta f Q_{Ti} / f_0. \quad (2.22)$$

Подставив (2.22) в (2.21) и решив полученное уравнение относительно Q_{Ti} , определим требуемую добротность контуров пассивного фильтра-прототипа, которая обеспечивает заданное значение приращения коэффициента передачи:

$$Q_{Ti} \approx 8,686 C_{\Phi} f_0 / \Delta K_0 \Delta f. \quad (2.23)$$

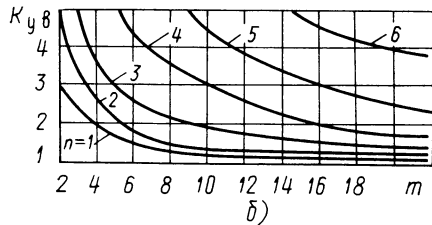
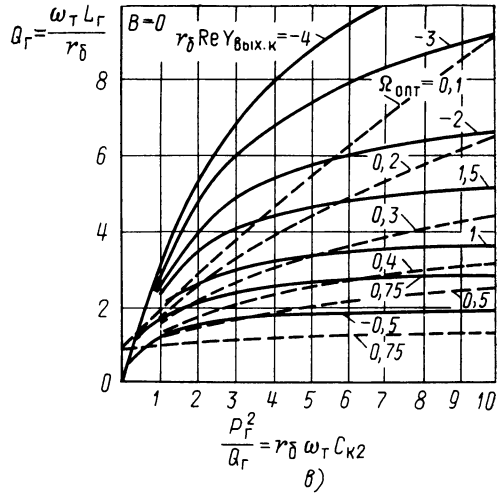
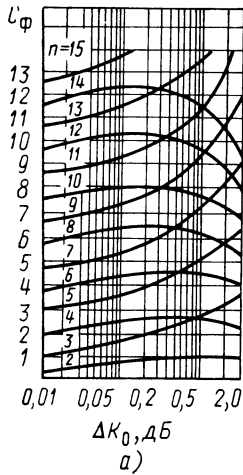


Рис. 2.7. Номограммы для расчета взаимных СВЧ активных фильтров

Реальная собственная добротность контуров пассивного фильтра-прототипа зависит от технологии их изготовления и определяется собственными добротностями Q_L и Q_C образующих их LC -элементов. Для параллельного колебательного контура она равна Q_{0i} .

Знания требуемой Q_T и реальной собственной Q_0 добротностей контуров позволяют определить коэффициент увеличения добротности m и по формуле (2.14) найти инвариантный коэффициент устойчивости звена рассчитываемого фильтра $K_{y.з}$. Учитывая, что реактивные элементы связи не влияют на инвариантный коэффициент устойчивости отдельных звеньев фильтра, а также, используя выражение (1.78), определяют инвариантный коэффициент устойчивости всего фильтра. Для фильтра, состоящего из идентичных звеньев, как, например, в случае полосно-пропускающего фильтра на резонаторах с емкостной связью, можно использовать выражение (1.79) или графики, приведенные на рис. 2.7,б. Если рассчитанный инвариантный коэффициент устойчивости фильтра меньше заданного, то необходимо повышать собственную добротность контуров Q_{0i} или изменять исходные требования к АЧХ проектируемого фильтра.

Исходные данные для расчета схемы компенсации диссипативных потерь: собственная добротность Q_{0i} и резонансная частота f_{0i} контуров; коэффициент увеличения добротности m ; индуктивность L_i или емкость C_i контуров. В настоящее время применяются два алгоритма расчета схемы компенсации на основе транзисторных ОПИ. В соответствии с первым алгоритмом параметры схемы компенсации рассчитываются таким образом, чтобы реализуемая ею мнимая составляющая преобразованной проводимости была равна проводимости

емкости или индуктивности резонатора, а вещественная составляющая этой проводимости компенсировала диссипативные потери в резонаторе и повышала его добротность до величины Q_T . При этом оптимальная частота преобразования $\Omega_{\text{опт}}$ может не совпадать с резонансной частотой резонатора. Требуемое значение вещественной составляющей преобразованной проводимости определяется из решения уравнений (2.1) и (2.4): $G^{(-)} = (m-1)/mQ_{0p}$. Затем выбирают вид ОПИ и тип транзистора. С целью получения минимального коэффициента шума транзистор выбирается с граничной частотой $f_T > (2-3)f_0$. При уровне насыщения СВЧ АФ до 10 мкВт выбирается маломощный транзистор, от 10 мкВт до 100 мкВт — транзистор средней мощности и выше 100 мкВт — транзистор большой мощности.

На основании параметров физической эквивалентной схемы или обобщенных W -параметров выбранного транзистора, используя формулы § 1.2—1.6 или иммитансные окружности (рис. 1.13), определяют значения вещественной и мнимой составляющих преобразуемого иммитанса, который обеспечивает требуемое значение преобразованного иммитанса. В диапазоне СВЧ транзистор с большой точностью характеризуют S_3 -параметры матрицы рассеивания, которые приводятся в справочных данных на некоторые типы транзистора. Используя их, можно путем пересчета определить обобщенные W -параметры транзистора. Например, при использовании для компенсации выходной проводимости ОПИ_к требуемая преобразуемая проводимость [33]

$$Y_T = Y_0 (Y_{113} Y_{\text{вых.к}} - \Delta Y_3) / (Y_{223} - Y_{113} - Y_{123} + Y_{213} - Y_{\text{вых.к}}), \quad (2.24)$$

где $Y_0 = 1/Z_0$; Y_{113} , Y_{223} , Y_{123} , Y_{213} — элементы матрицы проводимости транзистора, включенного по схеме с ОЭ и определяемые через его S_3 -параметры; ΔY_3 — определитель матрицы $|Y_3|$. Достоинством данного алгоритма расчета является то, что реализуемая схема компенсации обеспечивает не только повышение добротности резонатора, но и используется в качестве одного из его реактивных элементов. Недостатком алгоритма расчета является несовпадение резонансной частоты резонатора с оптимальной частотой преобразования, что может привести к самовозбуждению вне полосы пропускания схемы.

Второй алгоритм расчета заключается в определении параметров схемы компенсации, обеспечивающих требуемое значение вещественной составляющей преобразованной проводимости $G^{(-)}$ и совпадение резонансной частоты f_0 с оптимальной частотой преобразования $\Omega_{\text{опт}}$. Полученная мнимая часть преобразованного иммитанса дополняется реактивными элементами, включая реактивные элементы резонатора таким образом, чтобы резонансная частота резонатора соответствовала расчетной. Например, в случае выбора для схемы компенсации ОПИ_к с помощью (1.30) и (1.32) определяются параметры преобразуемого иммитанса Q_T и P_T , которые обеспечивают на частоте $f_0/f_T = \Omega_{\text{опт}}$ требуемое значение проводимости $G^{(-)} = \text{Re } Y_{\text{вых.к}}$. Значения Q_T и P_T можно определить с помощью графика на рис. 2.7, в, который является решением уравнений (1.30) и (1.32). Используя параметры Q_T и P_T , определяют значения $C_{K2p} = P_T^2 / \omega_T Q_T r_B$ и $L_{T,p} = Q_T r_B / \omega_T$. Для современных СВЧ транзисторов обычно пассивная емкость коллектора $C_{K2} < C_{K2p}$, поэтому параллельно входу ОПИ подключают дополнительную емкость $C_4 = C_{K2p} - C_{K2}$ (см. рис. 2.5, а). Индуктивность L_1 , включаемая на входе ОПИ_к, с учетом индуктивности базового вывода L_B меньше $L_{T,p}$ и равна $L_T = L_{T,p} - L_B$.

Подставив найденные значения Q_T и P_T в формулу (1.31), вычислим мнимую составляющую преобразованной проводимости $\text{Im } Y_{\text{вых.к}}(\Omega_{\text{опт}})$ и соответствующую ей эквивалентную индуктивность $L_{\text{вых.к}} = 1/2\pi f_0 \text{Im } Y_{\text{вых.к}}(\Omega_{\text{опт}})$. Если $L_{\text{вых.к}} > L_i$, где L_i — индуктивность резонатора пассивного фильтра-прототипа, то параллельно с выходом ОПИ_к необходимо включить дополнительную индуктивность $L_{3(4)}$, которая определяется из выражения $L_{3(4)} = L_i L_{\text{вых.к}} / (L_{\text{вых.к}} - L_i)$. Включение этой индуктивности повышает стабильность АЧХ СВЧ АФ, поскольку снижается влияние изменения $L_{\text{вых.к}}$. Если $L_{\text{вых.к}} < L_i$, то необходимо произвести перерасчет пассивного фильтра-прототипа, задавшись величиной $L_i < L_{\text{вых.к}}$.

Достоинство данного алгоритма заключается в том, что расчет элементов СВЧ АФ ведется, исходя из условия обеспечения его устойчивости во всем диапазоне частот. Однако схема фильтра по числу элементов не является оптимальной. При расчете не учитывается влияние изменения добротности контуров на вид АЧХ рассматриваемого фильтра. Но, так как расчет элементов пассивного фильтра-прототипа ведется в предположении $Q_0 = \infty$, всякое увеличение Q_T способствует приближению к расчетной форме АЧХ.

Выбор и расчет цепей стабилизации СВЧ АФ рассмотрен в гл. 5. Поскольку транзисторы работают в активном режиме, то для расчета цепей, обеспечивающих рабочую точку, используются формулы расчета цепей питания СВЧ усилителей [54]. Расчет коэффициента шума СВЧ АФ рассмотрен в § 2.4.

Пример. Пусть требуется рассчитать полосно-пропускающий СВЧ АФ (рис. 2.5,а), отвечающий следующим требованиям: $f_0 = 0,6$ ГГц, $\Delta f = 40$ МГц, $\Delta K = 1$ дБ, $K_0 = 0$, $K_y > 1,3$, $K_f(f = f_0 \pm 20 \text{ МГц}) = -40$ дБ, $Z_0 = 50$ Ом, $P_{\text{вх}} = 10$ мкВт.

1. Используя методику, изложенную в [15], рассчитываем параметры пассивного фильтра-прототипа: $n = 2$; $C_1 = C_2 = C_6 = 11$ пФ; $C_3 = C_5 = 1,416$ пФ; $C_4 = 0,35$ пФ; $L_i = 7,97$ нГн.

2. Выбираем гибридно-пленочную технологию изготовления СВЧ АФ с сосредоточенными конденсаторами контуров. Реализуемая добротность контуров в этом случае $Q_{0i} = 70$.

3. Согласно (2.23) с использованием графика на рис. 2.7,а определяем $Q_T = 574,2$.

4. Рассчитываем коэффициент увеличения добротности $m = Q_T / Q_{0i} = 8,2$.

5. По формуле (2.14) определяем инвариантный коэффициент устойчивости одного звена СВЧ АФ $K_{y.з} = 1,28$. По графику на рис. 2.7,б находим реализуемый инвариантный коэффициент устойчивости всего фильтра $K_{y.в} = 1,4$. Его значение несколько превышает требуемое.

6. Проведем расчет схемы компенсации. С целью уменьшения числа элементов используем первый алгоритм расчета. Учитывая относительно низкий диапазон рабочих частот фильтра, реализуем схему компенсации на основе ОПИ_к с использованием транзистора типа КТ371, S_{ij} -параметры которого равны: $S_{11a} = 0,256 e^{-j 177^\circ}$; $S_{12a} = 0,133 e^{j 1^\circ}$; $S_{22a} = 0,545 e^{j 166^\circ}$; $S_{21a} = 2,2 e^{j 3^\circ}$.

7. Согласно (2.24) определяем параметры преобразуемого иммитанса $Z_T = 130,7 + j2\pi f_0 \cdot 17 \cdot 10^{-9}$.

8. Используя выражение (2.20), оцениваем коэффициент шума рассчитанного СВЧ АФ $F_{\text{ш}} = 9,3$ дБ.

3. НЕВЗАИМНЫЕ СВЧ АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

3.1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ

Невзаимные СВЧ АФ относятся к группе необратимых четырехполюсников, не подчиняющихся принципу взаимности [25].

В диапазоне низких частот для реализации невзаимных АФ находят применение комбинации пассивных RC -цепей и конверторов или инверторов иммитанса с действительным (обычно равным единице) значением коэффициента преобразования. Достоинство таких фильтров по сравнению с реализацией АФ методом LC -прототипов (взаимные АФ) — более высокая стабильность добротности реализуемой цепи в зависимости от изменения коэффициента преобразования. Кроме того, наличие параллельных входу и выходу ОПИ иммитансов генератора W_r и нагрузки W_n дает возможность снизить требования к стабильности преобразователя и повысить устойчивость фильтра. Несмотря на указанные достоинства данным фильтрам присуща большая чувствительность добротности. Это объясняется, с одной стороны, малой собственной добротностью RC -четырёхполюсника ($Q_0 < 1/2$), а с другой — использованием разности иммитансов для создания полюса. По этой причине добротность таких АФ не превышает 20, если требования к допускам на коэффициент преобразования и параметры элементов, применяемых в схемах, будут оставаться в разумных пределах [53].

Обобщенные преобразователи иммитанса с комплексным коэффициентом преобразования позволяют преобразовать корни передаточных функций пассивных четырехполюсников в полюсы с малой чувствительностью добротности при собственных добротностях $Q_0 \gg 1/2$. Учитывая, что в диапазоне СВЧ проблема индуктивности стоит не так остро, как при реализации интегральных низкочастотных цепей, в качестве пассивных цепей можно использовать не RC -, а LC -элементы, обладающие добротностью $Q_0 \gg 1$. Геометрические размеры этих элементов и их добротности различаются незначительно. Например, при реализации полосового СВЧ АФ с центральной частотой 1 ГГц используются индуктивности 11 нГн, параметры которого при использовании пленочной технологии таковы: площадь 2 мм, добротность 35. Соответственно резонирующая емкость 2,2 пФ при использовании конденсаторов типа К10-17 (тип 1) имеет площадь 1 мм и добротность 40. Указанные свойства позволяют строить невзаимные LC СВЧ АФ с более высокой стабильностью, чем низкочастотные активные RC -фильтры. Без применения стабилизирующих цепей чувствительность добротности Q преобразованного иммитанса примерно вдвое больше чувствительности добротности преобразуемого иммитанса [34]. Как будет показано в дальнейшем, применение различных схемотехнических решений обеспечивает стабильность не-

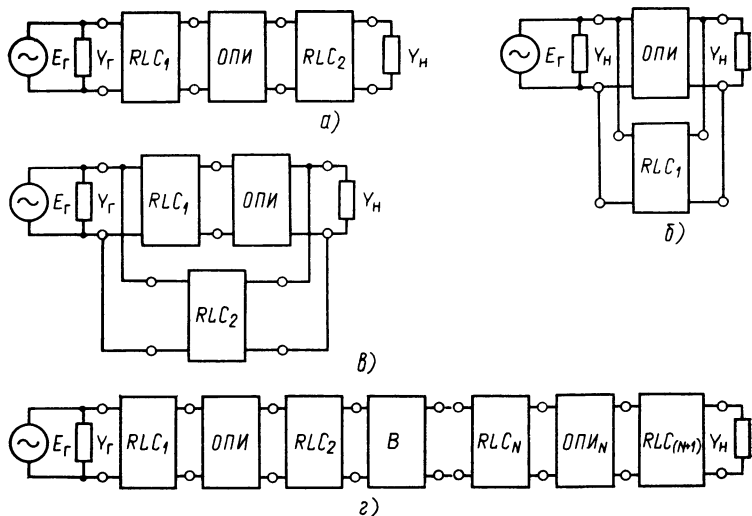


Рис. 3.1. Структурные схемы невзаимных СВЧ активных фильтров

взаимных СВЧ АФ одного порядка со стабильностью пассивных аналогов при значительно большей (в 5—10 раз) добротности. Некоторое увеличение чувствительности — это та цена, которую нужно заплатить за увеличение добротности.

В зависимости от схемы включения пассивных цепей и ОПИ различают каскадные, параллельные и смешанные (каскадно-параллельные) структуры АФ (рис. 3.1, а—з). Создание двух последних структур о диапазоне СВЧ сопряжено со значительными трудностями, связанными с появлением паразитных обратных связей. Поэтому в настоящее время при построении невзаимных СВЧ АФ используют в основном каскадные структуры. Для синтеза можно применять способ, предложенный Линвиллом [29], при котором фильтр образуется каскадным соединением первого пассивного четырехполюсника, ОПИ и второго пассивного четырехполюсника (рис. 3.1,а). При этом следует иметь в виду, что только разбиение функции передачи АФ на функции второго порядка и каскадное соединение последних обеспечивает приемлемую чувствительность фильтра. Реализация же функции передачи с полюсами высокой добротности в виде одной общей цепи приводит к недопустимо высокой чувствительности. Назовем цепи, описываемые функцией передачи второго порядка, элементарными. Тогда структурная схема широкополосных СВЧ АФ, описываемых функцией высокого порядка, представляет собой каскадное соединение элементарных цепей, разделенных вентилями (рис. 3.1,з). В качестве вентиля можно использовать транзистор (см. § 5.3). Пассивные цепи могут выполняться как на сосредоточенных элементах или микрополосках, так и на сегнетоэлектриках

или ферритах, что позволяет (вследствие высокой добротности последних) снизить чувствительность СВЧ АФ к дестабилизирующим факторам.

3.2. УСТОЙЧИВОСТЬ

Возможная неустойчивость невзаимных СВЧ АФ обусловлена потенциальной неустойчивостью ОПИ, когда их инвариантный коэффициент устойчивости $K_{у.н} < 1$. Для характеристики устойчивости здесь также используется инвариантный коэффициент устойчивости в форме (1,74). Выразим его через параметры невзаимного СВЧ АФ. При использовании узкополосного ППФ его добротность $Q_{т.н} = \omega_0 / \Delta\omega$ и связана с выходной проводимостью ОПИ соотношением

$$Q_{т.н} = 1 / [\rho_э (\text{Re } Y_{н} + \text{Re } Y_{\text{вых}})], \quad (3.1)$$

где $\rho_э = \frac{1}{\sqrt{\text{Im } Y_{\text{вых}} \text{Im } Y_{н}}}$ — эквивалентное волновое сопротивление невзаимного СВЧ АФ. Максимальное значение добротности $Q_{т.н. \text{ макс}}$ соответствует минимальному значению проводимости $\text{Re } Y_{\text{вых}}$, которое определяется согласно (2,8).

После преобразования выражений (3,1) и (2,8) с учетом (1,74) получим выражение для инвариантного коэффициента устойчивости невзаимного СВЧ АФ

$$K_{у.н} = 1 + 2\text{Re } (Y_{11} + Y_{г}) / Q_{т.н} \rho_э |Y_{12} Y_{21}|. \quad (3.2)$$

Из (3,2) следует, что с ростом добротности $Q_{т.н}$ инвариантный коэффициент устойчивости невзаимного СВЧ АФ уменьшается и стремится к единице (рис. 3,2, а, б). Повысить устойчивость можно путем построения фильтров с малым эквивалентным волновым сопротивлением $\rho_э$. К увеличению устойчивости ведет также повышение вещественной составляющей проводимости генератора $\text{Re } Y_{г}$. Обычно эта проводимость определяется стандартным значением сопротивления линии передачи (для микрополосковых линий СВЧ диапазона 50 Ом). При этом $\text{Re } Y_{г} = 0,02 \text{ Ом}^{-1}$. Включение трансформатора на входе СВЧ АФ позволяет увеличить $\text{Re } Y_{г}$, однако при этом может возрасти коэффициент шума. Зна-

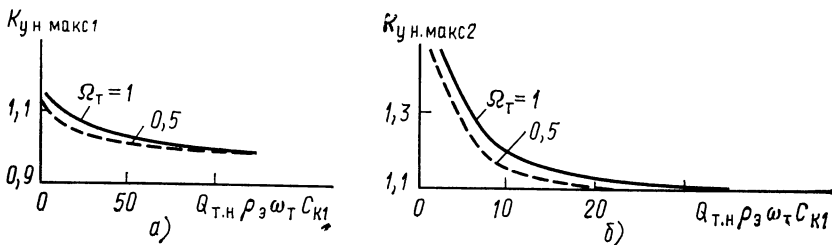


Рис. 3.2. Зависимости инвариантного коэффициента устойчивости однорезонаторных невзаимных СВЧ активных фильтров от требуемой добротности

чение коэффициента трансформации n_T , обеспечивающее требуемый запас устойчивости, определяется из выражения (3.2)

$$n_T = 2 \operatorname{Re} Y_T / [(K_{Y.H} - 1) Q_{T.H\rho_3} |Y_{12} Y_{21}| - 2 \operatorname{Re} Y_{11}].$$

Из (3.1) и (3.2) также следует, что повысить устойчивость невязимного СВЧ АФ можно путем увеличения действительной составляющей проводимости нагрузки $\operatorname{Re} Y_H$. Включая между выходом фильтра и нагрузкой пассивный трансформатор с коэффициентом трансформации $m_T = \sqrt{\operatorname{Re} Y_H / \operatorname{Re} Y_{H.T}}$, где $\operatorname{Re} Y_{H.T}$ — значение вещественной составляющей проводимости нагрузки, обеспечивающей требуемое значение $K_{Y.H}$, можно реализовать необходимый коэффициент устойчивости без изменения шумовых свойств. Для определения значения коэффициента трансформации m_T из (1.74) находим

$$\frac{2 \operatorname{Re}(Y_{11} + Y_T)}{|Y_{12} Y_{21}|} = \frac{K_{Y.H} |Y_{12} Y_{21}| + \operatorname{Re}(Y_{12} Y_{21})}{|Y_{12}| \operatorname{Re}(Y_{22} + Y_{H.H})}.$$

Подставив полученное выражение в (3.2), после несложных преобразований получим

$$m_T = \left\{ \frac{((K_{Y.H} - 1) Q_{T.H\rho_3} |Y_{12} Y_{21}| \operatorname{Re} Y_H)}{|Y_{12} Y_{21}| [K_{Y.H} - \operatorname{Re} Y_{22} Q_{T.H\rho_3} (K_{Y.H} - 1)] + \operatorname{Re}(Y_{12} Y_{21})} \right\}.$$

Из-за частотной зависимости коэффициентов трансформации m_T применение трансформаторов целесообразно только при построении узкополосных СВЧ АФ.

Повысить коэффициент устойчивости невязимного СВЧ АФ можно путем выбора соответствующей реализации ОПИ. Для их сравнения введем понятие максимального инвариантного коэффициента устойчивости СВЧ АФ $K_{Y.H.\max}$, который соответствует условию

$$\operatorname{Re} Y_{\text{вых.мин}} = 0. \quad (3.3)$$

Решив уравнение (1.74) с учетом условия (3.3) относительно $\operatorname{Re}(Y_{11} + Y_T)$ и подставив полученное решение в (3.2), найдем

$$K_{Y.H.\max} = 1 + \frac{|Y_{12} Y_{21}| + \operatorname{Re}(Y_{12} Y_{21})}{Q_{T.H\rho_3} |Y_{12} Y_{21}| \operatorname{Re} Y_{22}}. \quad (3.4)$$

Подставив в (3.4) элементы матриц (1.23) и (1.39), вычислим максимальные инвариантные коэффициенты устойчивости невязимных СВЧ АФ при использовании транзисторных ОПИ_к $K_{Y.H.\max 1}$ и ОПИ_б $K_{Y.H.\max 2}$:

$$K_{Y.H.\max 1} = 1 + \frac{r_B (\Omega_T + \sqrt{1 + \Omega_T^2})}{Q_{T.H\rho_3} \sqrt{1 + \Omega_T^2}}; \quad (3.5)$$

$$K_{Y.H.\max 2} = 1 + \frac{\Omega_T + \sqrt{1 + \Omega_T^2}}{Q_{T.H\rho_3} \omega_T C_{K1} \sqrt{1 + \Omega_T^2}}. \quad (3.6)$$

Сравнение выражений (3.5) и (3.6) показывает, что

$$\frac{K_{Y.H.\max 1} - 1}{K_{Y.H.\max 2} - 1} = r_B \omega_T C_{K1}. \quad (3.7)$$

Для биполярных транзисторов обычно справедливо условие $r_B \omega_T C_{K1} < 1$, в соответствии с которым из (3.7) следует, что невзаимный СВЧ АФ на основе транзисторного ОПИ_к обладает меньшим максимальным запасом устойчивости, чем аналогичный фильтр на основе транзисторного ОПИ_б (рис. 3.2). Однако при этом надо учитывать, что максимальное значение отрицательного сопротивления, а следовательно, и добротности $Q_{T,н,макс}$, реализуемые с помощью ОПИ_б, меньше, чем с помощью ОПИ_к.

3.3. ШУМЫ

Исследуем зависимость коэффициента шума элементарно-го звена невзаимного СВЧ АФ (см. рис. 3.1,а) от иммитансов генератора, нагрузки и параметров ОПИ. Наличие диссипативных потерь во входной пассивной RLC_1 -цепи — причина дополнительных шумов. Поэтому рекомендуется на входе ОПИ использовать одноэлементные L - или C -цепи с максимальной добротностью. В этом случае при постоянной температуре всех элементов коэффициент шума невзаимного СВЧ АФ [28]

$$F_{ш} = 1 + \frac{R_{ш} \operatorname{Re}^2(Y_{вх} + Y_{г}) + G_{ш} + 2\gamma_{ш} \operatorname{Re}(Y_{вх} + Y_{г})}{\operatorname{Re} Y_{г}} +$$

$$+ \alpha_{г}^2 \frac{R_{ш\alpha} \operatorname{Re}^2(Y_{вх} + Y_{г})}{\operatorname{Re} Y_{г}} +$$

$$+ 2\alpha_{г} \left[\frac{\gamma_{ш\alpha} \operatorname{Re}(Y_{вх} + Y_{г}) + \gamma_{ш0\alpha} \operatorname{Re}^2(Y_{вх} + Y_{г})}{\operatorname{Re} Y_{г}} \right], \quad (3.8)$$

где $\alpha_{г}$ — обобщенная расстройка входной цепи; $\alpha_{г} = \operatorname{Im}(Y_{вх} + Y'_{г} + Y_{RLC1}) / \operatorname{Re}(Y_{вх} + Y'_{г} + Y_{RLC1})$;

$Y_{г}$ и $Y'_{г}$ — проводимости генератора в плоскости зажимов генератора и входа ОПИ соответственно; Y_{RLC1} — проводимость RLC_1 -цепи в плоскости входа ОПИ; $R_{ш}$, $G_{ш}$, $\gamma_{ш}$, $R_{ш\alpha}$, $\gamma_{ш0\alpha}$, $\gamma_{ш\alpha}$ — шумовые параметры [28], зависящие только от параметров ОПИ.

Из (3.8) видно, что $F_{ш}$ зависит как от вещественной, так и от мнимой составляющей суммарной проводимости $(Y_{вх} + Y_{г})$, которая характеризуется обобщенной расстройкой $\alpha_{г}$.

Величина $Y_{вх}$ определяется Y -параметрами ОПИ и проводимостью $Y_{н}$ его нагрузки. При резонансе токов во входной цепи, что наблюдается при реализации полосно-пропускающих СВЧ АФ, $\alpha_{г} = 0$ и выражение (3.8) принимает вид

$$F_{ш}(\alpha_{г} = 0) = 1 + [G_{ш} + 2\gamma_{ш} \operatorname{Re}(Y_{вх} + Y_{г}) +$$

$$+ R_{ш} \operatorname{Re}^2(Y_{вх} + Y_{г})] / \operatorname{Re} Y_{г}. \quad (3.9)$$

Решая уравнение вида $[\partial F_{ш}(\alpha_{г} = 0) / \partial \operatorname{Re} Y_{вх}] = 0$, находим оптимальное значение вещественной составляющей входной проводимости ОПИ

$$\operatorname{Re} Y_{вх,опт}(\alpha_{г} = 0) = -\operatorname{Re} Y_{г} - \gamma_{ш} / R_{ш}, \quad (3.10)$$

при котором обеспечивается минимально достижимое значение коэффициента шума СВЧ АФ:

$$F_{ш.мин}(\alpha_r=0) = 1 + G_{ш}/\text{Re } Y_r - \gamma_{ш}^2/R_{ш} \text{Re } Y_r. \quad (3.11)$$

При оптимальной расстройке входной цепи

$$\alpha_{r.опт} = -[\gamma_{ш\alpha} + \gamma_{ш0\alpha} \text{Re}(Y_{вх} + Y_r)]/R_{ш\alpha} \text{Re}(Y_{вх} + Y_r)$$

минимальное значение коэффициента шума СВЧ АФ

$$F_{ш.мин}(\alpha_{r.опт}) = 1 + G'_{ш}/\text{Re } Y_r - (\gamma'_{ш})^2/R_{ш} \text{Re } Y_r, \quad (3.12)$$

где

$$\begin{aligned} R'_{ш} &= R_{ш} - \gamma_{ш0\alpha}^2/R_{ш\alpha}; \quad G'_{ш} = G_{ш} - \gamma_{ш\alpha}^2/R_{ш\alpha}; \quad \gamma'_{ш} = \\ &= \gamma_{ш} - \gamma_{ш0\alpha}/R_{ш\alpha}. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Сравнивая (3.9) и (3.12), делаем два важных практических вывода.

1. Коэффициент шума при оптимальной расстройке $\alpha_{r.опт}$ меньше, чем при резонансе ($\alpha_r=0$), на величину $F_{ш}(\alpha_r=0) - F_{ш}(\alpha_{r.опт}) = [\gamma_{ш0\alpha} \text{Re}(Y_{вх} + Y_r) + \gamma_{ш\alpha}]^2/\text{Re } Y_r R_{ш\alpha}$.

2. Коэффициенты шума при оптимальной расстройке ($\alpha_{r.опт}$) и при резонансе ($\alpha_r=0$) описываются аналогичными выражениями, которые отличаются только значениями шумовых параметров ОПИ, имеющих однозначную зависимость (3.13).

Первый вывод подтверждает результаты экспериментальных исследований коэффициента шума невзаимного СВЧ АФ (рис. 3.3). Частота, на которой его коэффициент шума имеет минимальное значение, смещена относительно центральной частоты полосы пропускания на 2,5%.

Второй вывод позволяет записать выражение для оптимального значения вещественной составляющей входной проводимости ОПИ в режиме оптимальной расстройки, при котором достигается минимальное значение коэффициента шума (3.12):

$$\text{Re } Y_{вх.опт}(\alpha_{r.опт}) = -\text{Re } Y_r - \gamma'_{ш}/R'_{ш}. \quad (3.14)$$

Приравнявая (3.10) к (3.14) и учитывая (3.13), определяем требования к шумовым параметрам ОПИ $R_{ш} = \gamma_{ш}\gamma_{ш0\alpha}/\gamma_{ш\alpha}$, при которых на резонансной частоте входной цепи достигается минимальное значение коэффициента шума:

$$F_{ш.мин}(\alpha_{r.опт}=0) = 1 + G_{ш}/\text{Re } Y_r - \gamma_{ш}\gamma_{ш\alpha}/\gamma_{ш0} \text{Re } Y_r. \quad (3.15)$$

Сравнивая (3.11), (3.12), и (3.15), приходим к выводу, что при любых значениях расстройки α_r и при оптимальном значении

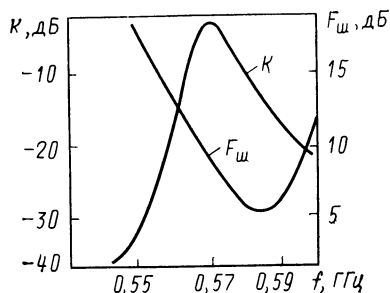


Рис. 3.3. Частотные зависимости коэффициентов шума $F_{ш}$ и передачи K однокаскадного невзаимного СВЧ активного фильтра, изображенного на рис. 3.4,а

вещественной составляющей $\operatorname{Re} Y_{\text{вх.от}}$ минимальное значение коэффициента шума $F_{\text{ш.мин}}$ снижается с ростом вещественной составляющей $\operatorname{Re} Y_{\text{г}}$ проводимости генератора.

Экспериментальные исследования коэффициентов шума СВЧ АФ на основе различных видов ОПИ показали, что им минимальные значения при использовании ОПИ_б и ОПИ_к реализуются при нагрузках, обеспечивающих $\operatorname{Re} Y_{\text{вх.опт}} (\alpha_{\text{г}}=0) < 0$ и $\operatorname{Re} Y_{\text{вх.опт}} \times (\alpha_{\text{г.опт}}) < 0$. Эти условия могут быть получены в области потенциальной неустойчивости ОПИ.

3.4. РАЗНОВИДНОСТИ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ

Невзаимные СВЧ АФ представляют собой отрезок СВЧ тракта, в разрыв которого включен ОПИ, каскадно соединенный с пассивными цепями (см. рис. 3.1,а). При построении простейших узкополосных ППФ пассивные элементы схемы и ОПИ включаются таким образом, чтобы обеспечить выполнение условий резонанса токов (в случае реализации ПЗФ — выполнение условий резонанса напряжений) в выходной цепи ОПИ. Например, в случае использования ОПИ_к для построения ППФ (рис. 3.4,а) индуктивность L_1 и емкость C_2 обеспечивают требуемое значение вещественной составляющей выходной проводимости ОПИ_к $\operatorname{Re} Y_{\text{вых.к}}$ на оптимальной частоте преобразования $\Omega_{\text{опт}} = f_0/f_{\text{г}}$, а емкость C_3 выбирается из расчета ее резонанса с мнимой составляющей выходной проводимости ОПИ_к $j \operatorname{Im} Y_{\text{вых.к}}$. Такая схема позволяет реализовать в дециметровом диапазоне частот затухание вне полосы пропускания $K_f = 30$ дБ ($f = f_0 \pm 2\Delta f$) при $K_0 = 3$ дБ и $\Delta f/f_0 = 1\%$ [38]. Секционированием входной индуктивности L_1 и выбором емкости C_1 обеспечивается согласование фильтра с генератором с целью получения минимального коэффициента отражения $\Gamma_{\text{мин}}$ или минимального коэффициента шума $F_{\text{ш.мин}}$.

При реализации ПЗФ на основе ОПИ_с (рис. 3.4,б) индуктивность L_1 трансформируется на выход ОПИ_с в виде индуктивной проводимости $j \operatorname{Im} Y_{\text{вых.с}}$ с отрицательной вещественной составляющей $\operatorname{Re} Y_{\text{вых.с}}$. Емкость C_2 выбирается из расчета обеспечения ее резонанса с выходной проводимостью ОПИ_с. На частоте резонанса выход ПЗФ оказывается закороченным низким сопротивлением цепи C_2 — сток — исток транзистора VT_1 , в результате чего осуществляется режекция сигнала.

Для расширения полосы пропускания и увеличения затухания вне полосы пропускания на входе (рис. 3.4,в) или на выходе ОПИ (рис. 3.4,г) включается многорезонаторная цепь, реализующая сложный частотно-зависимый иммитанс. К противоположным зажимам ОПИ присоединяется реактивный элемент такого вида, чтобы при преобразовании его иммитанса с помощью ОПИ в многоконтурную цепь вносилось отрицательное сопротивление, что обеспечивает повышение избирательности таких фильтров.

Включение многорезонаторной цепи между входом фильтра и ОПИ ведет к увеличению уровня мощности насыщения СВЧ АФ,

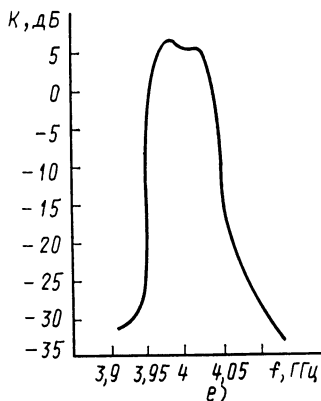
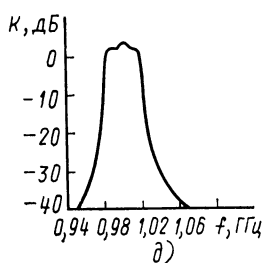
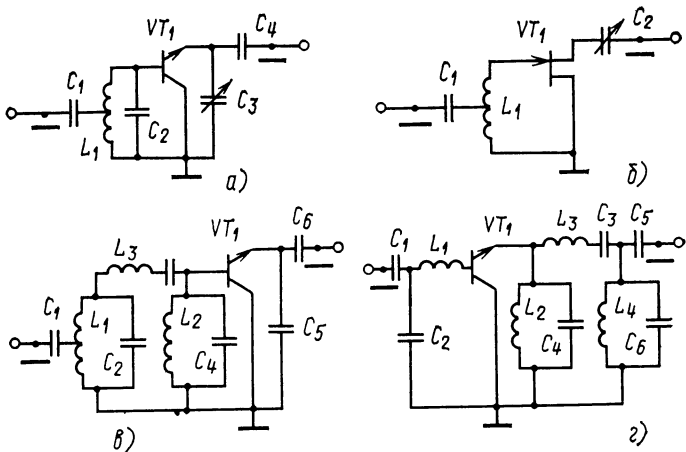


Рис. 3.4. Разновидности схем невзаимных СВЧ активных фильтров (а—г) (цепи питания не показаны) и их АЧХ (а — на транзисторе КТ3101, б — на транзисторе КТ3115)

но его коэффициент шума ухудшается на величину диссипативных потерь в этой цепи. Поэтому при построении малозумящих невзаимных СВЧ АФ многорезонаторная цепь располагается на выходе ОПИ. На рис. 3.4,д,е изображена АЧХ указанных фильтров. Первый фильтр, собранный на транзисторе КТ3101, имеет центральную частоту $f_0 = 1$ ГГц и относительную (полосу) пропускания 4%. Подавление при отстройке на 60 МГц от f_0 составляет 40 дБ. Коэффициент $F_{ш}$ равен 9 дБ. Второй фильтр, собранный на транзисторе КТ3115, имеет центральную частоту $f_0 = 4$ ГГц, относительную полосу пропускания 2,5%. Подавление при отстройке от f_0 на 100 МГц равно 35 дБ. Коэффициент шума составляет 4,5 дБ. Размеры подложки этого фильтра 24×15 мм. Увеличение затухания вне полосы пропускания достигается путем усложнения многорезонаторной цепи. Например, СВЧ АФ, имеющий на выходе ОПИ пятирезонаторную цепь и собранный на транзисторе

КТ640, обеспечивает в дециметровом диапазоне частот подавление при отстройке на $2\Delta f$ от f_0 более 60 дБ при 5%-ной относительной полосе пропускания. Коэффициент невязности рассмотренных фильтров составляет 20—40 дБ.

Невзаимные свойства СВЧ АФ позволяют строить мультиплексоры без использования специальных делителей мощности [73] (рис. 3.5,а). Как видно из схемы, каждый канал мультиплексора образован невзаимным СВЧ АФ на транзисторе VT_1 , к выходу которого подключен взаимный СВЧ АФ на транзисторе VT_2 . Амплитудно-частотная характеристика данного мультиплексора изображена на рис. 3.5,б. Развязка между соседними каналами в диапазоне частот 500—600 МГц превышает 20 дБ. Размеры подложки

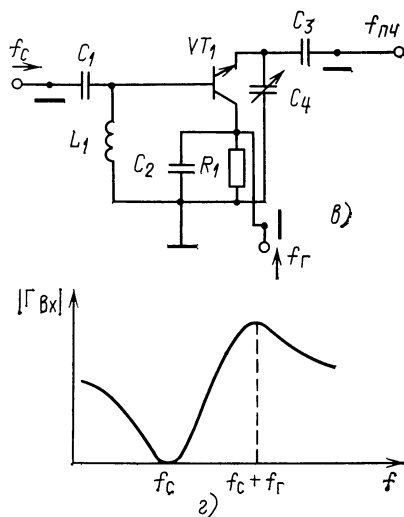
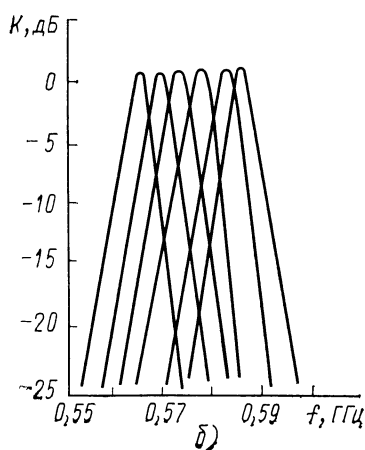
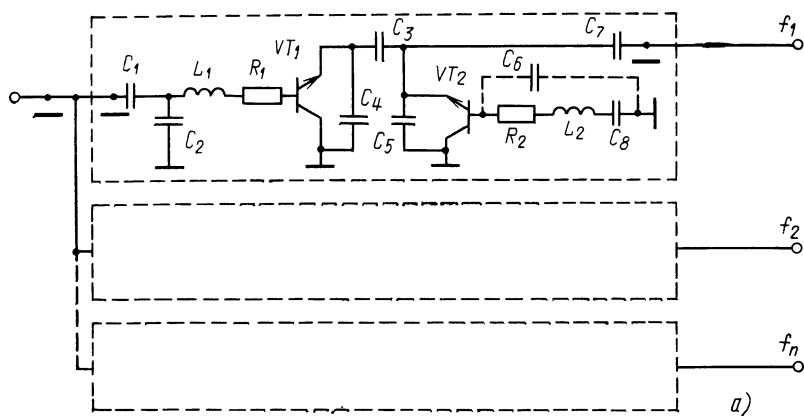


Рис. 3.5. Мультиплексор (а) и преобразователь частоты (б) на основе невзаимного СВЧ АФ

шестиканального устройства, выполненного в виде гибридной микросхемы, составляют 60×48 мм.

Используя нелинейные свойства невзаимного СВЧ АФ, можно строить преобразователи частоты, в которых транзистор выполняет функции как смещения сигналов, так и их фильтрации. Для примера рассмотрим схему преобразователя частоты, изображенную на рис. 3.5,в. Преобразователь представляет собой невзаимный СВЧ АФ; на коллекторный переход транзистора подается сигнал гетеродина с частотой f_r , меньшей частоты f_c преобразуемого сигнала. Емкость C_1 и индуктивность L_1 выбираются таким образом, чтобы согласовать вход преобразователя с выходом источника сигнала на частоте f_c . Коэффициент отражения от входа преобразователя в этом случае близок к нулю (рис. 3.5,г). На частотах, лежащих выше частоты согласования f_c , полное сопротивление согласующей цепи является индуктивным. Емкость C_2 выбирается такой, чтобы ее сопротивление на частоте сигнала f_c было мало. В этом случае индуктивность L_1 оказывается подключенной между базой и коллектором транзистора VT_1 , используемого в качестве ОПИ_к. В результате преобразования индуктивности L_1 полная проводимость $Y_{\text{вых.к}}$ между эмиттером и коллектором транзистора в районе частоты f_c является индуктивной с отрицательной вещественной составляющей. Подбором емкости конденсатора C_4 обеспечивается резонанс токов на частоте $f_{\text{п.ч}} = f_c + f_r$ в выходной цепи ОПИ_к. Образованный контур способствует подавлению в выходной цепи сигналов с частотами f_c и f_r .

Определим входную проводимость ОПИ на промежуточной частоте $f_{\text{п.ч}}$. Поскольку $f_{\text{п.ч}}$ и f_c различаются незначительно, можно считать, что на промежуточной частоте $Y_n \approx -Y_{\text{вых.к}}$ и входная проводимость ОПИ $Y_{\text{вх}} \approx Y_r$, а модуль коэффициента отражения от входа ОПИ_к сигнала промежуточной частоты

$$|\Gamma_{\text{вх}}| = |[Y_{\text{вх}} - (-Y_r)] / [Y_{\text{вх}} + (-Y_{\text{вх}})]| \rightarrow \infty,$$

т. е. модуль коэффициента отражения сигнала промежуточной частоты значительно превышает модуль коэффициента отражения преобразуемого сигнала, что препятствует поступлению сигнала промежуточной частоты через вход преобразователя.

Так как частота гетеродина f_r значительно меньше частоты сигнала и промежуточной частоты, то емкость C_2 не шунтирует резистор R_1 , сопротивление которого выбирается равным сопротивлению гетеродина. Это обеспечивает согласование преобразователя с гетеродином. Сопротивление индуктивности L_1 на частоте f_r мало, что обеспечивает поступление сигнала гетеродина на коллекторный переход транзистора, на нелинейной емкости которого и происходит смещение сигналов f_c и f_r .

Рассмотренный преобразователь частоты, выполненный на транзисторе КТ640, обеспечивает следующие параметры: $f_c = 536$ МГц, $f_r = 36$ МГц, $f_{\text{п.ч}} = 572$ МГц, полоса пропускания по выходу $\Delta f_{\text{вых}} = 3$ МГц, подавление в выходной цепи преобразуемого сигнала 30 дБ, усиление 5 дБ, коэффициент шума 6 дБ, коэффи-

коэффициент стоячей волны напряжения (КСВН): на входе преобразования частоты на частоте сигнала менее 1,1; на промежуточной частоте не менее 1,5; на входе гетеродина менее 1,15.

3.5. РАСЧЕТ

При расчете невзаимных СВЧ АФ используются те же исходные данные, что и при расчете взаимных фильтров. Дополнительное требование — обеспечение коэффициента невзаимности не ниже значения $K_{н.ф.}$. Выбор вида ОПИ определяется требованиями, предъявляемыми к коэффициентам невзаимности и шума $F_{ш.}$. Для малошумящих невзаимных СВЧ АФ выбираются ОПИ_и или ОПИ_с. Для получения больших значений коэффициента невзаимности применяют ОПИ_б. Тип транзистора определяется по граничной частоте f_T с целью получения минимального коэффициента шума, и по максимальной рассеиваемой мощности P_K с целью обеспечения заданного уровня насыщения $P_{вх.н.}$. Критерии выбора типа транзистора рассмотрены в § 2.6.

После выбора вида ОПИ и типа транзистора, используя заданные параметры АЧХ фильтра и параметры транзистора, рассчитывают значения элементов пассивных цепей и коэффициенты передачи $K_{0 ном}$, невзаимности $K_{н}$ и шума $F_{ш.}$, которые затем сравниваются с требуемыми значениями. Установив связь между этими коэффициентами, параметрами ОПИ и параметрами пассивных цепей невзаимного СВЧ АФ. При этом будем считать, что проводимость пассивной цепи, подключенной ко входу ОПИ, приведена к проводимости генератора Y_G , а проводимость цепи, подключенной к выходу ОПИ, — к проводимости нагрузки Y_H .

Прямой коэффициент передачи невзаимного СВЧ АФ находим, используя выражения (1.14) и (1.21):

$$K_{0 ном 21} = \frac{4 |Y_{21}|^2 \operatorname{Re} Y_G \operatorname{Re} Y_H}{|(Y_{вых} + Y_H)(Y_{11} + Y_G)|^2}, \quad (3.16)$$

где Y_{11} , Y_{22} , Y_{12} , Y_{21} — параметры матрицы проводимости ОПИ; $Y_{вых}$ — выходная проводимость ОПИ.

Введем обозначения $\sigma_G = \operatorname{Im}(Y_{11} + Y_G) / \operatorname{Re}(Y_{11} + Y_G)$, $\sigma_{т.н} = \operatorname{Im}(Y_{вых} + Y_H) / \operatorname{Re}(Y_{вых} + Y_H)$, где σ_G и $\sigma_{т.н}$ — нормированные проводимости, определяющие фазовую характеристику входной и выходной цепи с учетом проводимостей Y_{11} и $Y_{вых}$ ОПИ. Тогда, используя (3.1) и (3.2), выражение (3.16) запишем в виде

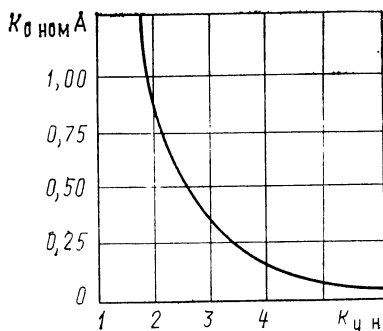
$$K_{ном 21} = \frac{16 \operatorname{Re} Y_G \operatorname{Re} Y_H}{(1 + \sigma_G^2)(1 + \sigma_{т.н}^2)(1 - K_{у.н})^2 |Y_{12}|^2}. \quad (3.17)$$

На центральной частоте f_0 выполняются условия $\operatorname{Im}(Y_{вых} + Y_H) = 0$, $\sigma_{т.н} = 0$ и коэффициент передачи является максимальным

$$K_{0 ном 21} = \frac{16 \operatorname{Re} Y_G \operatorname{Re} Y_H}{(1 + \sigma_G^2)(1 - K_{у.н})^2 |Y_{12}|^2}. \quad (3.18)$$

Если $\operatorname{Re} Y_G = \operatorname{Re} Y_H = Y_0$, то получаем $K_{0 ном 21} = \{4Y_0 / [(1 - K_{у.н}) |Y_{12}| \sqrt{1 + \sigma_G^2}]\}^2$. Соотношение (3.18) характеризует связь между инвариантным коэффициентом устойчивости невзаимного СВЧ АФ и его номинальным коэффициентом передачи на центральной частоте. С уменьшением коэффициента пере-

Рис. 3.6. Номограмма для расчета невязимного СВЧ активного фильтра (A — постоянный множитель)



даци $K_{0 ном 21}$ инвариантный коэффициент устойчивости $K_{y н}$ фильтра растет (рис. 3.6) и при $K_{0 ном 21} = 1K_{y н} (K_{0 ном 21} = 1) = 1 + 4\sqrt{Y_n Y_r / |Y_{12}| (1 + \sigma_r)^2}$. Следовательно, повысить инвариантный коэффициент устойчивости невязимного СВЧ АФ можно как путем подбора вида ОПИ с минимальным значением внутренней обратной связи, так и путем подбора параметра σ_r входной цепи.

Подставив (3.18) в (3.17), получим выражение для нормированного коэффициента передачи невязимности СВЧ АФ на произвольной частоте

$$K_{ном 21} / K_{0 ном 21} = 1 / (1 + \sigma_{r,н}^2), \quad (3.19)$$

которое показывает, что необходимое затухание, вносимое невязимными СВЧ АФ вне полосы пропускания, достигается путем выбора преобразованной проводимости ОПИ.

Номинальный коэффициент обратной передачи невязимного СВЧ АФ на центральной частоте f_0 , полученный аналогично (3.18),

$$K_{0 ном 12} = \frac{16 \operatorname{Re} Y_n \operatorname{Re} Y_r}{(1 + \sigma_n^2) (1 - K_{y,н})^2 |Y_{21}|^2}, \quad (3.20)$$

где $\sigma_n = \operatorname{Im}(Y_n + Y_{22}) / \operatorname{Re}(Y_n + Y_{22})$.

Оптимальные значения $\sigma_{r,опт}$ и $\sigma_{n,опт}$, при которых реализуются максимальные значения отрицательной активной проводимости, с учетом (2.5) равны

$$\sigma_{r,опт} = \sigma_{n,опт} = \sqrt{[|Y_{12} Y_{21}| - \operatorname{Re}(Y_{12} Y_{21})] / \operatorname{Im}(Y_{12} Y_{21})}. \quad (3.21)$$

Поделив (3.18) на (3.20), с учетом (3.21) получим выражение для коэффициента невязимности $K_{н,ф} = K_{0 ном 21} / K_{0 ном 12} = |Y_{21} / Y_{12}|^2 = K_m^2$.

Расчет невязимного СВЧ АФ состоит из расчета пассивных цепей на входе и выходе ОПИ, расчета цепей питания и стабилизации. Наиболее специфическим является расчет пассивных цепей на входе и на выходе ОПИ. В случае реализации узкополосного СВЧ АФ (или широкополосного малозатухающего СВЧ АФ) параметры цепи на входе ОПИ выбираются таким образом, чтобы обеспечить или заданный отрицательный вещественный иммитанс выхода ОПИ на оптимальной частоте преобразования $\Omega_{опт}$, совпадающей с центральной частотой фильтра f_0 , или требуемые отрицательный вещественный и мнимый иммитансы выхода ОПИ на центральной частоте фильтра, но при этом оптимальная частота преобразования $\Omega_{опт}$ может и не совпадать с частотой f_0 . При построении широкополосных фильтров с целью обеспечения устойчивости СВЧ АФ в широком диапазоне частот обычно решается вторая задача. В этом случае пассивная RLC -цепь на выходе ОПИ рассчитывается как полосовой фильтр с аппроксимацией АЧХ функцией Чебышева или Баттерворта, ко входу которого подключен выходной иммитанс ОПИ с отрицательной вещественной частью, а выход нагружен положительным вещественным иммитансом нагрузки. Методика

расчета таких цепей используется при проектировании усилителей на туннельных диодах и описана в [15].

При расчете узкополосных невязимых СВЧ АФ пассивная цепь на выходе ОПИ образуется элементом, мнимый иммитанс которого резонирует с мнимым иммитансом выходной цепи ОПИ, а вещественный иммитанс выбирается исходя из условия, обеспечивающего реализацию требуемой частотной избирательности фильтра. Расчет заканчивается определением коэффициентов передачи $K_{0 \text{ ном } 21}$ по мощности и устойчивости $K_{у.н}$ невязимого СВЧ АФ. Если значение одного из них меньше требуемого, в схему на входе фильтра вводится трансформатор, изменяющий вещественную часть иммитанса генератора. При этом следует иметь в виду, что с увеличением коэффициента передачи $K_{0 \text{ ном } 21}$ уменьшается запас устойчивости $K_{у.н}$ невязимого СВЧ АФ (см. рис. 3.6). Если значения этих коэффициентов одновременно меньше требуемых, то необходимо проектировать многокаскадный невязимый СВЧ АФ.

В качестве примера рассмотрим порядок расчета пассивных цепей на входе и выходе ОПИ невязимого СВЧ АФ для случая использования ОПИ_к (см. рис. 3.4,а). Пассивная цепь на его входе представляет собой индуктивность L_1 , включенную параллельно входу ОПИ_к. Анализ (1.32) показывает, что для получения экстремального значения проводимости $r_B \operatorname{Re} Y_{\text{вых.к}}$ на частоте $\Omega_{\text{опт.к}}$, равной центральной частоте фильтра f_0/f_T , необходимо, чтобы выполнялось неравенство $P^2_{г} \geq Q_{г}$. Для этого часто оказываются недостаточными значения пассивной емкости $C_{к2}$ коллекторного перехода транзистора, определяющей параметр $P_{г}$. Поэтому приходится параллельно коллекторному переходу транзистора включать дополнительную емкость, которая определяется из условия $C_2 > (1+J)r_B \omega_T - C_{к2}$. При этом преобразуемая индуктивность L_1 , определяемая из (1.32), равна

$$L_1 = k_2^2 / \Omega_0^4 k_1^2 (k_1 - k_2),$$

где $k_1 = \omega_T^2 (C_{к2} + C_2)$, $k_2 = \omega_T (1+J)/r_B$, $\Omega_0 = f_0/f_T$. Пассивная цепь, подключаемая к выходу ОПИ_к, образуется емкостью C_3 , которая определяется из условия резонанса тока на выходе ОПИ_к: $C_3 = \operatorname{Im} Y_{\text{вых.к}} / \Omega_0 \omega_T$. Избирательность рассчитываемого фильтра характеризуется значением коэффициента передачи $K_{\text{ном } 21}$ на частоте f_1 , отличной от центральной частоты f_0 фильтра, и в соответствии с (3.19) зависит от вещественной составляющей проводимости нагрузки $\operatorname{Re} Y_{н}$: $\operatorname{Re} Y_{н} = \operatorname{Im} (Y_{\text{вых.к}} + Y_{н}) [(K_{0 \text{ ном } 21} / K_{\text{ном } 12}) - 1]^{-1/2} - \operatorname{Re} Y_{\text{вых.к}}$, где $\operatorname{Im} Y_{н} = 2\pi f_1 C_3$.

4. УПРАВЛЯЕМЫЕ СВЧ АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

4.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСОБЕННОСТИ

Управляемым СВЧ АФ называется фильтр, один или несколько параметров X_{y_i} которого могут изменяться по заданному закону $X_{y_i} = f(F_y)$ под действием управляющего сигнала F_y при допустимой нестабильности ΔX_{ϕ_i} в диапазоне перестройки соответствующих параметров X_{ϕ_i} [35]. Закон управления может быть как линейным (линейное управление), так и нелинейным (нели-

нейное управление). В большинстве практических случаев интерес представляют управляемые СВЧ АФ с линейным управлением. Управляемые СВЧ АФ, как и фиксированные, могут быть взаимными и невзаимными. В случае плавного изменения управляемого параметра X_{yi} их относят к группе аналоговых, а в случае скачкообразного изменения X_{yi} — к группе дискретных управляемых СВЧ АФ. По виду реализуемой АЧХ управляемые СВЧ АФ делятся на ФВЧ, ПЗФ, ППФ и ФНЧ.

В качестве управляемых параметров X_{yi} полосовых СВЧ АФ используются: квазирезонансная частота f_0 , абсолютная полоса пропускания Δf , добротность $Q_T = f_0/\Delta f$ и коэффициент передачи на квазирезонансной частоте K_0 . В качестве управляемых параметров ФНЧ и ФВЧ используются нижняя и верхняя граничные частоты, коэффициент передачи в полосе пропускания. Управляемые активные ФНЧ и ФВЧ в диапазоне СВЧ в настоящее время широкого применения не получили и в дальнейшем не рассматриваются.

Наиболее часто возникает задача управления одним из параметров X_{yi} фильтра при минимальном (допустимом $\Delta X_{\Phi i}$) изменении других фиксированных параметров. Такие управляемые СВЧ АФ называются *однопараметрическими* [46, 55, 56]. Если осуществляется одновременное синхронное управление несколькими параметрами, то управляемые фильтры относятся к *многопараметрическим*. Возможно построение управляемых фильтров с независимым управлением несколькими параметрами (управляемые СВЧ АФ с независимым управлением).

Применение транзисторных ОПИ позволяет реализовать все перечисленные типы управляемых СВЧ АФ. Проектирование этих фильтров базируется на современных методах теории электрических цепей, а также методах, применяемых при проектировании пассивных перестраиваемых СВЧ фильтров [9, 10] и низкочастотных перестраиваемых активных RC-фильтров и избирательных усилителей [14, 16]. Управляемый СВЧ АФ в общем случае представляет собой собственно СВЧ АФ, цепи управления и стабилизации. В частотном случае в управляемом СВЧ АФ нельзя четко разграничить элементы, обеспечивающие избирательность, управление и стабилизацию.

При проектировании управляемых СВЧ АФ задаются не только требования, присущие перестраиваемым фильтрам, но и дополнительные требования, учитывающие их особенности, а именно:

диапазон управления D_y , характеризуемый отношением максимального значения управляемого параметра $X_{yi \text{ макс}}$ к его минимальному значению $X_{yi \text{ мин}}$:

$$D_y = X_{yi \text{ макс}} / X_{yi \text{ мин}};$$

допустимые изменения фиксированных параметров $\Delta X_{\Phi i}$;
закон управления $X_{yi} = f(F_y)$;

быстродействие, характеризуемое максимальной скоростью изменения управляемого параметра в единицу времени:

$$v_y = (X_{y_i \text{ макс}} - X_{y_i \text{ мин}}) / \Delta t_{\text{мин}},$$

где $\Delta t_{\text{мин}}$ — минимальное время, необходимое для изменения управляемого параметра от $X_{y_i \text{ мин}}$ до $X_{y_i \text{ макс}}$;

мощность, затрачиваемая на управление P_{y_i} ;

простота устройства управления;

запас устойчивости СВЧ АФ в диапазоне управления K_y ;

стабильность устройства управления к воздействиям различных дестабилизирующих факторов.

Введение в схему СВЧ АФ дополнительных цепей управления и стабилизации ведет к ухудшению его надежности, массогабаритных характеристик и стоимости. Как показывают экспериментальные и теоретические исследования [23, 31, 35], главные факторы, определяющие эффективность управляемого СВЧ АФ, это метод, используемый для управления параметрами, и простота схемы управления и стабилизации.

Для управления параметрами электронных схем применяют прямые и косвенные методы. Прямые методы предполагают изменение управляемого параметра путем непосредственного воздействия управляющего сигнала F_y на элементы схемы. При косвенном методе требуемый закон управления реализуется путем дополнительного преобразования управляющего сигнала. Использование косвенных методов приводит к значительному усложнению схем, дополнительным нелинейным искажениям; при этом мы не избавляемся от необходимости применения прямых методов. Учитывая все сказанное, при построении СВЧ АФ более целесообразно применение прямых методов управления. Особенности их осуществления в СВЧ АФ (в отличие от пассивных управляемых фильтров) — это возможность использования для целей управления и стабилизации зависимости коэффициента преобразования ОПИ от режима работы, возможность реализации на его основе отрицательных и положительных активных и реактивных элементов, а также возможность избирательно повышать добротность реактивных элементов. Это позволяет использовать при построении управляемых СВЧ АФ метод согласованной перестройки RLC -элементов. Возможности метода наиболее полно реализуются при построении управляемых СВЧ АФ в виде различных комбинаций управляющих двухполюсников (варикапов, p - i - n диодов и др.) и четырехполюсников в виде ОПИ.

Метод согласованной перестройки состоит в согласованной настройке управляющих элементов и изменении параметров схемы таким образом, чтобы она во всем диапазоне управления работала вблизи границы устойчивости, не переходя ее. Достоинством метода является возможность обеспечить стабильность параметров схемы в диапазоне изменения управляемого параметра и повысить эффективность схемы при обеспечении требуемой устойчивости. Известно, что система устойчива, если корни ее харак-

теристического уравнения лежат в левой полуплоскости комплексной плоскости частоты $p_i = \lambda_i \pm j\omega$. На основании критерия Гурвица—Рауса [25] необходимое условие устойчивости состоит в положительном значении всех коэффициентов b_i характеристического уравнения системы. Достаточное условие состоит в положительном значении некоторых диагональных миноров матрицы Гурвица, составленной из коэффициентов характеристического уравнения. При этом для систем, описываемых характеристическими уравнениями второго, третьего и четвертого порядков, к которым можно привести большинство однорезонаторных управляемых СВЧ АФ, достаточное условие состоит в положительности предпоследнего диагонального минора Δ_{n-1} матрицы Гурвица ($\Delta_{n-1} > 0$):

$$\begin{aligned} b_1 = c_1 &\rightarrow 0 && \text{при } n=2; \\ b_1 b_2 - b_3 b_0 = c_2 &\rightarrow 0 && \text{при } n=3; \\ b_3 (b_1 b_2 - b_3 b_0) - b_4 b^2_1 = c^3_3 > 0 &&& \text{при } n=4, \end{aligned} \quad (4.1)$$

где c_1, c_2, c_3 — постоянные.

При этом вблизи границы устойчивости квазирезонансная частота управляемого СВЧ АФ

$$\begin{aligned} \omega_0 &\approx \sqrt{b_0/b^2} \quad \text{при } n=2; \\ \omega_0 &\approx \sqrt{b_1/b_3} \quad \text{при } n=3,4. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Таким образом, если параметры элементов управляемого СВЧ АФ согласованно изменять по такому закону, чтобы численное значение левой части уравнений (4.1) оставалось неизменным, то запас устойчивости управляемого СВЧ АФ будет оставаться также постоянным при изменении либо квазирезонансной частоты ω_0 по закону, определяемому уравнениями (4.2), либо абсолютной полосы пропускания $\Delta\omega$, либо добротности Q_T управляемого СВЧ АФ.

4.2. УПРАВЛЯЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

При создании СВЧ пассивных и низкочастотных RC активных аналоговых управляемых RC -фильтров в качестве управляющих элементов используются электрически управляемые индуктивности L и емкости C . Применение для этих целей активных сопротивлений R является нежелательным, так как ведет к снижению добротности пассивного и уменьшению стабильности активного RC -фильтров [9, 16]. В СВЧ пассивных дискретно управляемых фильтрах используются электрически управляемые активные сопротивления, что позволяет увеличить диапазон управления D_u , но ведет к снижению избирательности фильтра. Наличие в управляемом СВЧ АФ отрицательного вещественного иммитанса $\text{Re } W^{(-)}$ позволяет не только сохранить требуемую избирательность фильтра при использовании в качестве управляющего элемента активного сопротивления, но и осуществлять управление парамет-

рами путем изменения $\operatorname{Re} W^{(-)}$. Поэтому в качестве управляющих элементов СВЧ АФ используются как активные, так и реактивные LC-элементы.

В диапазоне СВЧ получили применение следующие управляющие элементы: варикапы, $p-i-n$ диоды, лавинно-пролетные диоды (ЛПД), сегнетоэлектрики, ферриты, биполярные и полевые транзисторы. Их можно разделить по числу электродов на двухэлектродные (варикапы, $p-i-n$ диоды, сегнетоэлектрики, ферриты, ЛПД) и трехэлектродные (биполярный и полевой транзисторы). Наличие третьего электрода несколько усложняет схему управления, но зато расширяет функциональные и схемотехнические возможности управляющего элемента. В зависимости от вида управляющего сигнала F_y все управляющие элементы делятся на управляемые напряжением $U_{\text{упр}}$ (варикап, сегнетоэлектрик, полевой транзистор) и током $I_{\text{упр}}$ ($p-i-n$ диод, феррит, биполярный транзистор, ЛПД). Кроме того, параметрами биполярного транзистора и ЛПД можно управлять путем изменения напряжения обратносмещенного $p-n$ перехода. С точки зрения электрических характеристик предпочтение отдается управляющим элементам, управляемым напряжением $U_{\text{упр}}$, так как при этом в цепи управления обычно протекают токи менее 10^{-6} А. Они, как правило, обладают и большим быстродействием, чем управляющие элементы с управлением током $I_{\text{упр}}$.

Теория и практика применения двухэлектродных управляющих элементов широко освещена в отечественной литературе. Поэтому рассмотрим параметры управляющих элементов на базе транзисторных ОПИ. Они могут использовать как однокаскадные, так и многокаскадные ОПИ, а также их комбинации с двухэлектродными управляющими элементами (рис. 4.1). Используя различные схемы включения биполярного и полевого транзисторов, можно реализовать 24 типа однокаскадных управляющих элементов. Наибольший практический интерес представляют управляющие элементы, обладающие динамическим отрицательным сопротивлением. Широкое практическое применение получили три вида управляющих элементов: ОПИ_к с закороченной по переменному току входной цепью (рис. 4.2,а), ОПИ_к с закороченной по постоянному току входной цепью (рис. 4.2,б), ОПИ_к с разомкнутой по переменному току входной цепью (рис. 4.2,в). Управляющие элементы первых двух видов обладают динамическим отрицательным сопротивлением на частотах $f < f_{\text{макс}}$, а управляющий элемент третьего вида — на частотах $f > f_{\text{макс}}$.

Полное сопротивление управляющего элемента первого вида в диапазоне частот $f < 0,5f_T$, где $1/\omega C_K \gg r_B$, равно $Z_{\text{вых,к}} = r_B (1 - h_{21})$ [68]. Из последней формулы видно, что осуществляется обратное преобразование омического сопротивления базы r_B . Изменение рабочей точки транзистора незначительно изменяет это сопротивление, но ведет к существенному изменению коэффициента конверсии $(1 - h_{21})$. При приближении к границе пробоя возникает лавинное умножение носителей тока в коллекторном переходе

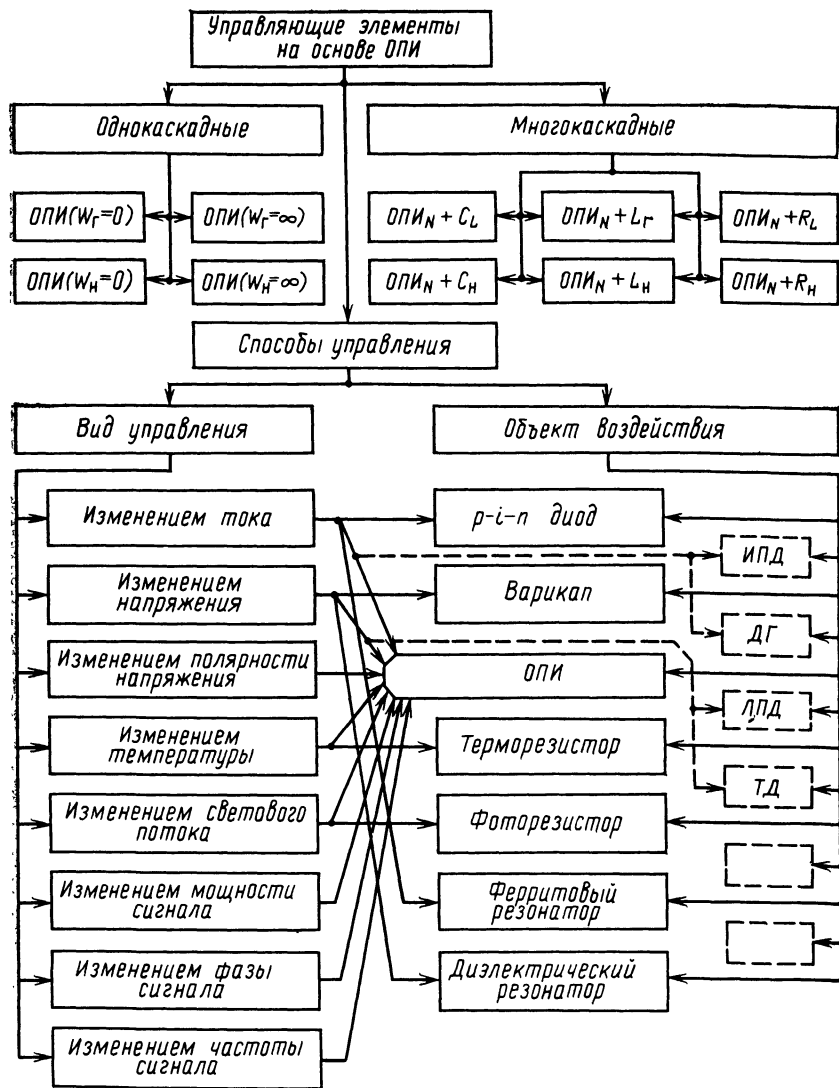


Рис. 4.1. Классификация управляющих элементов на базе транзисторных обобщенных преобразователей иммитанса

($h_{210} > 1$), и при коэффициенте лавинного умножения $M_{л} > > 2/h_{210}(1 - \omega_{т} C_{к} r_{б})$ имеем $\text{Re } Z_{\text{вых.к}} < 0$ (рис. 4.2,б) [17, 74]. Как видно из графика, изменением напряжения на коллекторном переходе $U_{кб}$ можно управлять полным сопротивлением этого управляющего элемента от положительных до отрицательных значений. Недостаток рассмотренного управляющего элемента — его низкие температурная стабильность и надежность, присущие всем

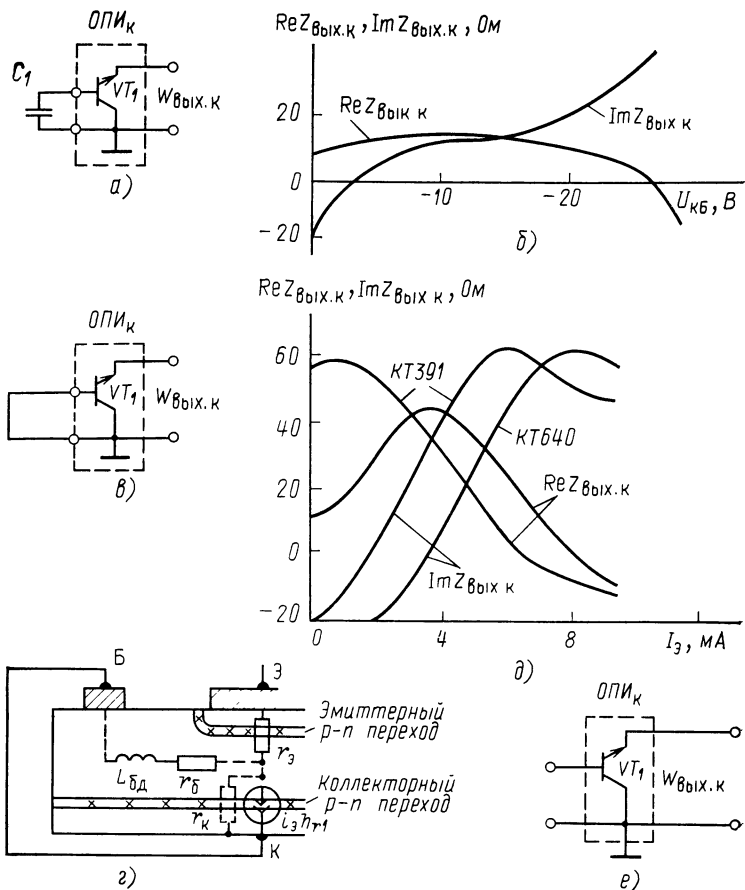


Рис. 4.2. Управляющие элементы (а, в, г, е) на базе однокаскадных транзисторных обобщенных преобразователей иммитанса и их характеристики (б, д)

полупроводниковым приборам, которые работают в лавинном режиме. Использование точечных транзисторов, у которых в номинальном режиме $h_{210} > 1$, позволяет реализовать управляющие элементы с аналогичными свойствами без использования режима лавинного умножения.

В управляющем элементе второго вида (рис. 4.2,в) вследствие закорачивания выводов базы и коллектора возрастает ширина базы W_6 транзистора. При высоком уровне инжекции полное сопротивление базы $Z_6 = r_B + j\omega L_{\text{БД}}$ становится индуктивным. Так как вывод базы соединен с выводом коллектора, то сопротивление Z_6 оказывается включенным параллельно коллекторному переходу (рис. 4.2,г) и преобразуется в полное сопротивление выходной цепи транзистора $Z_{\text{вых.к}} = Z_6(1-h_{21}) = r_B \text{Re}(1-h_{21}) - \omega L_{\text{БД}} \text{Im}(1-h_{21}) + j[\omega L_{\text{БД}} \text{Re}(1-h_{21}) + r_B \text{Im}(1-h_{21})]$. При $r_B \text{Re}(1-h_{21}) <$

$< \omega L_{\text{Бд}} \operatorname{Im}(1-h_{21})$, что обеспечивается повышением тока эмиттера, имеем $\operatorname{Re} Z_{\text{вых.к}} < 0$ (рис. 4.2, *д*). Таким образом, рассмотренный элемент обладает свойствами управляющего элемента первого вида, но не использует режим лавинного умножения, что повышает его температурную стабильность и надежность. Недостаток этого элемента — необходимость обеспечивать режим высокого уровня инжекции, что ведет к росту мощности, затрачиваемой на управление (более 10 мВт при использовании транзистора типа КТЗ71А).

В управляющем элементе третьего вида (рис. 4.2, *е*) вследствие разрыва по переменному току цепи базы транзистора появление динамического отрицательного сопротивления между выводами транзистора возможно только на частотах, лежащих выше его максимальной частоты генерации $f_{\text{макс}}$ [39]. В таком управляющем элементе происходит обратное преобразование сопротивления барьерной емкости коллекторного перехода $1/j\omega C_K$ в полное сопротивление выходной цепи ОПИ_к: $Z_{\text{вых.к}} = -j(1-h_{21})/\omega C_K$. Наибольшая крутизна управления преобразованным сопротивлением $Z_{\text{вых.к}}$ наблюдается при изменении напряжения $U_{\text{КБ}}$, которое влияет как на коэффициент конверсии $(1-h_{21})$, так и на значение преобразуемого сопротивления $-j/\omega C_K$. Изменение тока эмиттера $I_{\text{Э}}$ не влияет на значение C_K , а влияет только на параметр $(1-h_{21})$, что ограничивает диапазон изменения преобразованного иммитанса $Z_{\text{вых.к}}$.

Рассмотренные виды однокаскадных управляющих элементов существенно изменяют свою добротность в диапазоне регулировки управляемого параметра, что является их недостатком. Но реализация управляющего элемента с использованием только одного ОПИ обеспечивает их высокую технологичность.

Многокаскадные управляющие элементы на основе ОПИ предложено реализовать либо в виде многокаскадных ОПИ [35, 58], либо в виде комбинации ОПИ с двухэлектродным управляющим элементом [20, 59]. Управление многокаскадным управляющим элементом осуществляется изменением режимов питания транзисторного ОПИ [30] и двухэлектродного управляющего элемента [59]. Обратим внимание на преимущества, которые дает использование ОПИ.

Известно [10], что диапазон перестройки параметров частотно-избирательных устройств определяется коэффициентом перекрытия K_x по управляющему параметру (например, для варикапа — это коэффициент перекрытия по емкости K_C).

Одним из ограничений значений K_C является уменьшение добротности управляющего элемента. Учитывая, что ОПИ позволяет синтезировать динамическое отрицательное сопротивление $\operatorname{Re} Z^{(-)}$, возможно повышение добротности управляющего элемента, что ведет к росту коэффициента перекрытия K_C . Покажем это на примере управляющего элемента вида ОПИ _{$N=1$} + C_n .

Известно, что $K_C = (C_{\text{макс}}/C_{\text{мин}})^{1/2}$, где емкость $C_{\text{мин}}$ ограничена напряжением пробоя варикапа (рис. 4.3), а емкость $C_{\text{макс}}$ соот-

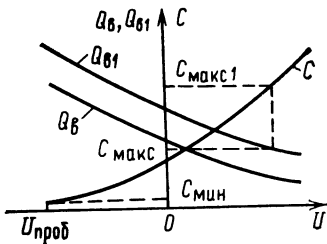
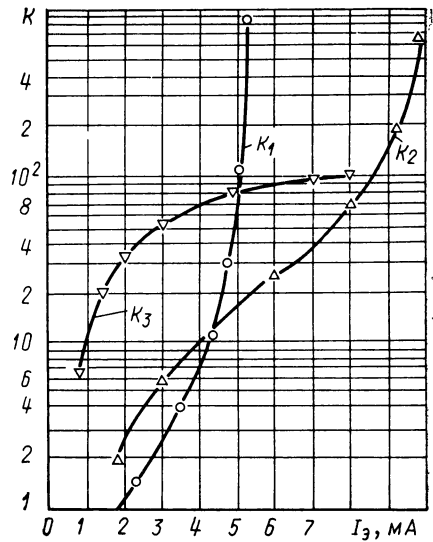


Рис. 4.3. Зависимости емкости C и добротности Q_v варикапа от управляющего напряжения

Рис. 4.4. Зависимость качества управляющих элементов на базе ОПИ_к на транзисторе ГТ313 от тока эмиттера ($f=0,5$ ГГц, $U_{КБ}=-5$ В)



ветствует добротности варикапа $Q_v=1$. Учитывая, что $Q_v=1/\omega R_s C_v$, находим $C_{\text{макс}}(Q_v=1)=1/R_s \omega$. При подключении варикапа к ОПИ его добротность повышается до $Q_{v1}=1/C(R_s - \text{Re } Z^{(-)})\omega$. Отсюда находим $C_{\text{макс1}}(Q_{v1}=1)=1/\omega(R_s - \text{Re } Z^{(-)})$. Учитывая, что при этом $C_{\text{мин}}$ не изменяется, определяем $K_{C1}/K_{C2}=[R_s/(R_s - \text{Re } Z^{(-)})]^{1/2}=(Q_v/Q_{v1})^{1/2}=m^{1/2}$, т. е. коэффициент перекрытия по емкости варикапа увеличился в \sqrt{m} раз, где m — коэффициент увеличения добротности. Полученное соотношение является приближенным, так как не учитывает снижение собственной добротности варикапа Q_v вследствие уменьшения дифференциального сопротивления p - n перехода, которое при прямом смещении изменяется обратно пропорционально току. Экспериментальные исследования с использованием варикапов типа КВ109 и ОПИ_к на транзисторе КТ391 показали возможность увеличения его K_C в 1,2—1,5 раза.

Изменение преобразованного иммитанса ОПИ от отрицательных до положительных значений обеспечивает высокое качество таких управляющих элементов. Качество однокаскадного управляющего элемента (см. рис. 4.2,а) при изменении тока эмиттера $I_э$ достигает $K_1=200$ единиц (рис. 4.4). Использование двухкаскадных ОПИ_к с $Z_r=R_B$ и многокаскадного управляющего элемента типа ОПИ_к+ L_r при том же управляющем воздействии обеспечивает $K_2=K_3=800$ единиц. Для сравнения качество p - i - n диодов в рассматриваемом диапазоне частот составляет 150—200 единиц. Управляющие элементы на базе ОПИ обладают еще одним важным преимуществом — это широкий диапазон управляющих воздействий (см. рис. 4.1).

При использовании перечисленных управляющих элементов с

широким диапазоном преобразованного иммитанса наблюдается изменение знака вещественной составляющей преобразованного иммитанса (см. рис. 4.2, б, д), что ведет к существенному изменению его добротности. Этот недостаток отсутствует в управляющем элементе, в котором используется способ управления путем изменения полярности постоянных напряжений, приложенных к

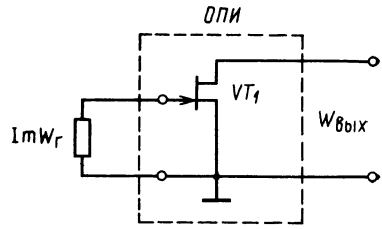


Рис. 4.5 Управляющий элемент на полевом транзисторе

электродам транзистора [52]. Рассмотрим управляющий элемент вида ОПИ_с + L_Г (рис. 4.5). В исходном состоянии рабочая точка полевого транзистора VT₁ находится в активной области. Индуктивная проводимость $-j/\omega L_G$ в соответствии с табл. 1.4 конвертируется в выходную проводимость ОПИ_с, которая содержит отрицательную действительную $\text{Re } Y_{\text{вых.с}} < 0$ и индуктивную мнимую $\text{Im } Y_{\text{вых.с}} < 0$ составляющие. При изменении полярности напряжения между истоком и стоком благодаря относительной симметрии полупроводниковой структуры полевого транзистора относительно затвора реализуется ОПИ_и, выходной иммитанс которого в соответствии с табл. 1.4 становится емкостным $\text{Im } Y_{\text{вых.и}} > 0$ с отрицательной вещественной составляющей $\text{Re } Y_{\text{вых.и}} < 0$. Например, при использовании транзистора Шотки типа АП325 и преобразуемого иммитанса $R_i \text{Im } Y_G = -5,9$ управляющий элемент в нормальном режиме питания на частоте 1 ГГц обладает $R_i Y_{\text{вых.с}} = -1,5 - j3,8$, а при инвертировании полярности напряжения питания $R_i Y_{\text{вых.и}} = -3,2 + j6$. Если задавать определенный ток стока, то в каждом из режимов реализуется одинаковое значение динамической отрицательной проводимости, что обеспечивает постоянство добротности управляющего элемента при перестройке его мнимой проводимости от емкостных до индуктивных значений.

Общие достоинства транзисторных управляющих элементов — технологичность, позволяющая осуществить изготовление СВЧ АФ с цепями управления в едином технологическом цикле, а также большие (по сравнению с диодами) функциональные возможности, обусловленные наличием третьего электрода.

4.3. РАЗНОВИДНОСТИ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ

В общем случае управляемый СВЧ АФ образуется транзисторным ОПИ и пассивными элементами, часть из которых выполняет функцию управляющих элементов. В частном случае номиналы всех пассивных элементов могут быть фиксированными, а функции управляющего элемента реализуются с помощью ОПИ.

В качестве простейшего управляющего СВЧ АФ используется однорезонаторный взаимный СВЧ АФ, эквивалентная схема которого изображена на рис. 4.6, а. Здесь $G'_G = G_G + G_C$, $G'_H = G_H + G_L$, G_C и G_L — активные проводимости, характеризующие диссипатив-

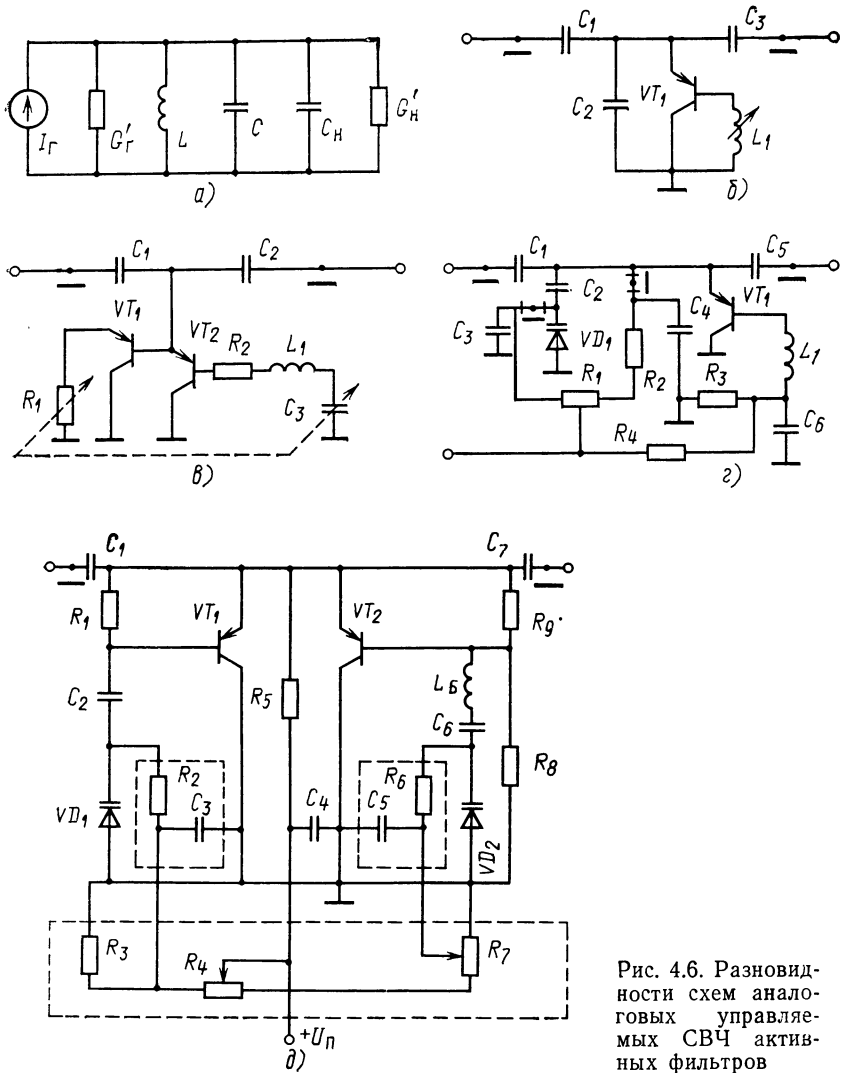


Рис. 4.6. Разновидности схем аналоговых управляемых СВЧ активных фильтров

ные потери в емкости C и индуктивности L . Фильтр представляет собой параллельный колебательный контур, образованный LC -элементами и включенный параллельно СВЧ тракту. Основные параметры этого фильтра связаны с параметрами его элементов соотношениями

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}; \quad (4.3)$$

$$Q_T = \omega_0/\Delta\omega = 1/G_{\Sigma} \rho_{\Sigma}; \quad (4.4)$$

$$K_0 = 4G'_r G'_H / G_{\Sigma}^2. \quad (4.5)$$

Таблица 4.1. Способы управления параметрами активных фильтров

Управляемый параметр фильтра	Стабилизируемый параметр фильтра	Требуемая зависимость проводимостей эквивалентной схемы фильтра в процессе управления		
		L	C	G_{Σ}
$\omega_0 = 2\pi f_0$	$K_0 \Delta f$	~	—	—
$\Delta\omega = 2\pi\Delta f$	K_0, f_0	↓	↑	—
K_0	$\Delta f, f_0, Q_T$	↓	↑	↓
$\omega_0 = 2\pi f_0$	K_0, Q_T	↑	↑	—

Примечание. ~ произвольное изменение; ↑ увеличение; ↓ уменьшение; — постоянство.

Анализ этих выражений позволяет определить, какие элементы фильтра и по какому закону необходимо изменять, чтобы осуществлять управление одним из параметров ω_0 , K_0 , Q_T или $\Delta\omega$, сохранив постоянными другие параметры. Результаты анализа представлены в табл. 4.1. Из нее следует, что с целью управления в большинстве случаев, во-первых, необходимо согласованно изменять параметры нескольких управляющих элементов, во-вторых, требуется изменять параметры не только реактивных, но и активных элементов. Использование ОПИ для преобразования иммитанса управляющего элемента позволяет реализовать требуемый закон изменения иммитанса с ограниченным числом управляющих элементов. Покажем это на примере использования ОПИ_к с подключенным управляющим элементом. В табл. 4.2 приведены графические зависимости от частоты и параметра управляющего элемента, включенного на входе или выходе ОПИ_к вещественной и мнимой составляющих преобразованной проводимости ОПИ_к, которые получены с помощью формул (1.27) и (1.29). Анализируя их, можно найти необходимую комбинацию ОПИ с управляющим элементом для синтеза управляемого СВЧ АФ с требуемым законом управления.

Например, для синтеза управляемого СВЧ АФ с постоянным K_0 и $\Delta\omega$ и регулируемой центральной частотой ω_0 в соответствии с табл. 4.1 необходимо, чтобы емкостная $B_C = j\omega C$ и суммарная вещественная проводимость G_{Σ}^- фильтра в процессе управления оставались постоянными, а перестройка осуществлялась изменением индуктивной проводимости $B_L = 1/j\omega L$. Учитывая, что частота ω_0 изменяется обратно пропорционально L , для обеспечения постоянства проводимости G_{Σ} необходимо, чтобы она имела одинаковый знак приращения как от изменения L , так и от изменения ω_0 .

Из табл. 4.2 видно, что это достигается при изменении преобразуемой индуктивности L . Таким образом, схема фильтра будет иметь вид, изображенный на рис. 4.6,б. В качестве управляемой

Таблица 4.2. Реализация требуемого закона изменения иммитанса на примере использования ОПИ_к

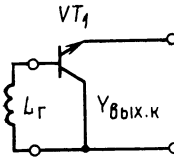
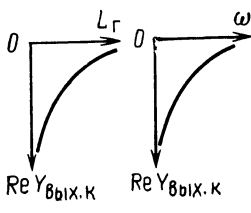
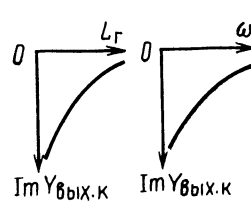
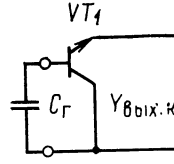
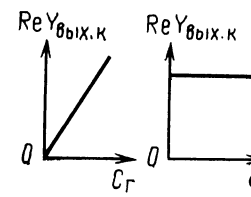
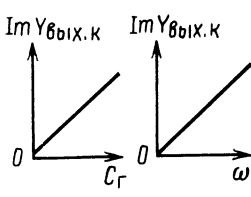
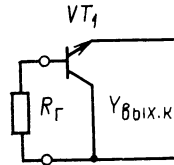
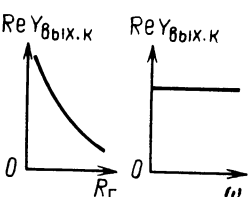
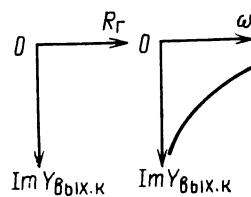
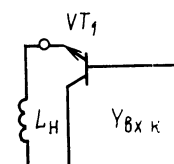
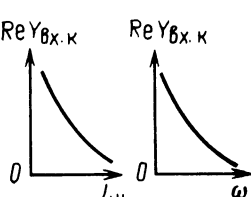
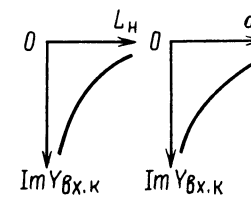
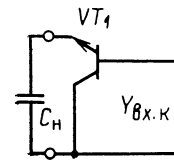
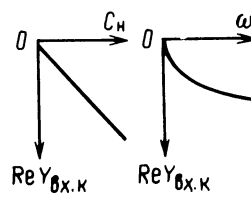
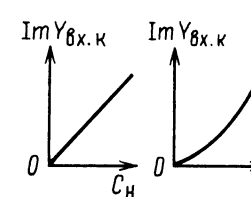
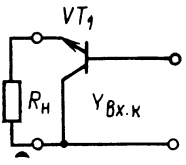
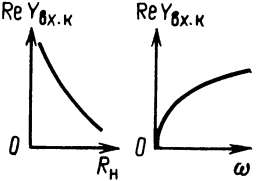
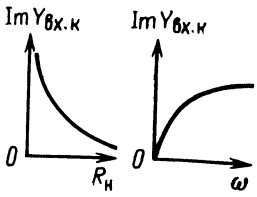
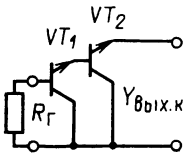
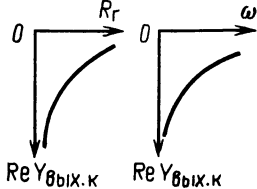
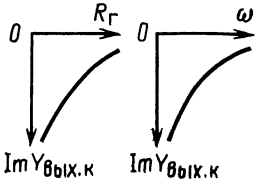
Схема управляющего элемента на базе ОПИ	Преобразованная вещественная проводимость $\text{Re } Y_{\text{вых.к}}, \text{Re } Y_{\text{вх.к}}$	Преобразованная мнимая проводимость $\text{Im } Y_{\text{вых.к}}, \text{Im } Y_{\text{вх.к}}$
		
		
		
		
		

Схема управляющего элемента на базе ОПИ	Преобразованная вещественная проводимость $\text{Re} Y_{\text{вых.к}}, \text{Re} Y_{\text{вх.к}}$	Преобразованная мнимая проводимость $\text{Im} Y_{\text{вых.к}}, \text{Im} Y_{\text{вх.к}}$
		
		

индуктивности L_{Γ} может быть использован управляющий элемент вида ОПИ_к + R_{Γ} .

Если стоит задача реализации аналогичного управляемого СВЧ АФ с регулируемым коэффициентом передачи K_0 при неизменных $\Delta\omega$ и ω_0 , то из табл. 4.1 находим, что требуется осуществлять согласованную регулировку всех реактивных и активных проводимостей эквивалентной схемы управляемого СВЧ АФ. Однако использование ОПИ_к позволяет осуществить эти изменения путем синхронной регулировки всего двух управляющих элементов схемы — активного сопротивления R_H и емкости C_3 (рис. 4.6, в).

Поскольку сопротивление $-jX_C$ емкости C_3 выбирается меньше сопротивления jX_L индуктивности L_1 , то эквивалентное сопротивление между базой и коллектором транзистора VT_2 является индуктивным $Z_6 = R_2 + j\omega L_B$, где $L_B = (X_L - X_C)/\omega$. Это сопротивление, трансформируясь в цепь эмиттера транзистора, определяет индуктивный характер его выходной проводимости с эквивалентной индуктивностью $L_{\text{вых}2} = (\omega^2 L_B^2 + R_2^2) / (\omega^2 L_B + \omega_{\Gamma} R_2)$ и отрицательной вещественной составляющей $G^{(-)}_{\text{вых}2} = -(\omega_{\Gamma} L_B + R_2) / (\omega^2 L_B^2 + R_2^2)$. Управляемое активное сопротивление R_1 , трансформируясь во входную цепь транзистора VT_1 , определяет емкостный характер его входной проводимости (с эквивалентной емкостью $C_{\text{вх}1} = R^{-1} \omega_{\Gamma} / (\omega^2_{\Gamma} + \omega^2)$ и положительной вещественной составляющей проводимости $G_{\text{вх}1} = R^{-1} \omega^2 / (\omega^2_{\Gamma} + \omega^2)$). Учитывая, что вход первого транзистора соединен с выходом второго, при одновременном увеличении управляемой емкости C_3 и уменьшении управляемого

активного сопротивления R_1 происходит рост отрицательной проводимости $G^{(-)}_{\text{вых2}}$ и эквивалентной индуктивности $L_{\text{вых2}}$. В результате частота ω_0 и полоса пропускания $\Delta\omega$ не изменяются, а коэффициент передачи СВЧ АФ растет. Использование в качестве управляющего элемента варикапа типа КВ114 и p - i - n диода типа 2А515А в СВЧ АФ, выполненном на транзисторах КТЗ101, обеспечивает стабильность резонансной частоты $f_0 = 1200 \pm 1$ МГц и полосы пропускания $\Delta f = 10 \pm 0,5$ МГц в диапазоне управления коэффициентом передачи ΔK_0 от $+10$ до -10 дБ.

С целью стабилизации параметров в процессе электрической перестройки фильтра можно использовать согласованную регулировку рабочей точки транзистора, применяемого в качестве ОПИ. Такой принцип стабилизации используется в однорезонаторном СВЧ АФ (рис. 4.6,з), в котором при управлении центральной частотой f_0 с помощью варикапа VD_1 осуществляется стабилизация коэффициента передачи K_0 путем изменения тока эмиттера транзистора VT_2 [56]. Этот фильтр, реализованный на транзисторе КТЗ115, обеспечивает при плавном управлении частотой f_0 от 3,5 до 4 ГГц стабильность коэффициента передачи не хуже ± 1 дБ.

Рассмотренные управляемые СВЧ АФ относятся к однопараметрическим. При построении многопараметрических фильтров усложняется в основном низкочастотная цепь управления. На рис. 4.6,д приведена схема полосно-пропускающего СВЧ АФ, у которого обеспечивается раздельное управление полосой пропускания $\Delta\omega$ при фиксированных значениях ω_0 и K_0 и частотой ω_0 при фиксированных значениях $\Delta\omega$ и K_0 . Не рассматривая детально изменение иммитансов схемы, что читатель может проследить с помощью табл. 4.1 и 4.2, обсудим порядок работы цепи управления. При перемещении движка потенциометра R_4 влево увеличивается запирающее напряжение на варикапе VD_1 и его емкость уменьшается; одновременно снижается напряжение на варикапе VD_2 , его емкость и индуктивное сопротивление в цепи базы транзистора VT_2 увеличиваются. В результате реактивные составляющие выходных проводимостей транзисторов VT_1 и VT_2 уменьшаются (табл. 4.2) и частота ω_0 изменяется незначительно. При этом возрастают положительная вещественная проводимость выходной цепи транзистора VT_1 и отрицательная вещественная проводимость выходной цепи транзистора VT_2 . Они компенсируют друг друга, в результате K_0 не изменяется, а $\Delta\omega$ уменьшается.

При перемещении движка потенциометра R_7 вверх напряжение на варикапе VD_2 уменьшается, но емкость и эквивалентные мнимая и вещественная проводимости выходной цепи транзистора VT_1 не изменяются. Емкость варикапа VD_2 возрастает, а эквивалентная индуктивность L_B в цепи базы транзистора VT_2 возрастает. В результате мнимая и вещественная проводимости выходной цепи транзистора VT_2 уменьшаются, что обуславливает снижение частоты ω_0 , компенсацию приращения вещественной проводимости цепи эмиттер—коллектор транзистора VT_2 , а также постоянство K_0 и $\Delta\omega$.

Рассмотренные управляемые СВЧ АФ относятся к группе аналоговых, и их диапазон частотной перестройки ограничен коэффициентом перекрытия по емкости K_C варикапов. Этот недостаток отсутствует у дискретных управляемых фильтров. Основными узлами таких фильтров являются: ОПИ, цепи, формирующие требуемый иммитанс, и цепи коммутации. На рис. 4.7, а, б приведена схема взаимного полосно-пропускающего управляемого СВЧ АФ и его АЧХ. В нем используется ОПИ_к и ключи, выполненные на *p-i-n* диодах. Особенность его работы — возможность независимой настройки параметров на каждую рабочую частоту.

В дискретных управляемых СВЧ АФ могут отсутствовать цепи коммутации, а их роль выполняет ОПИ. На рис. 4.7, в приведена

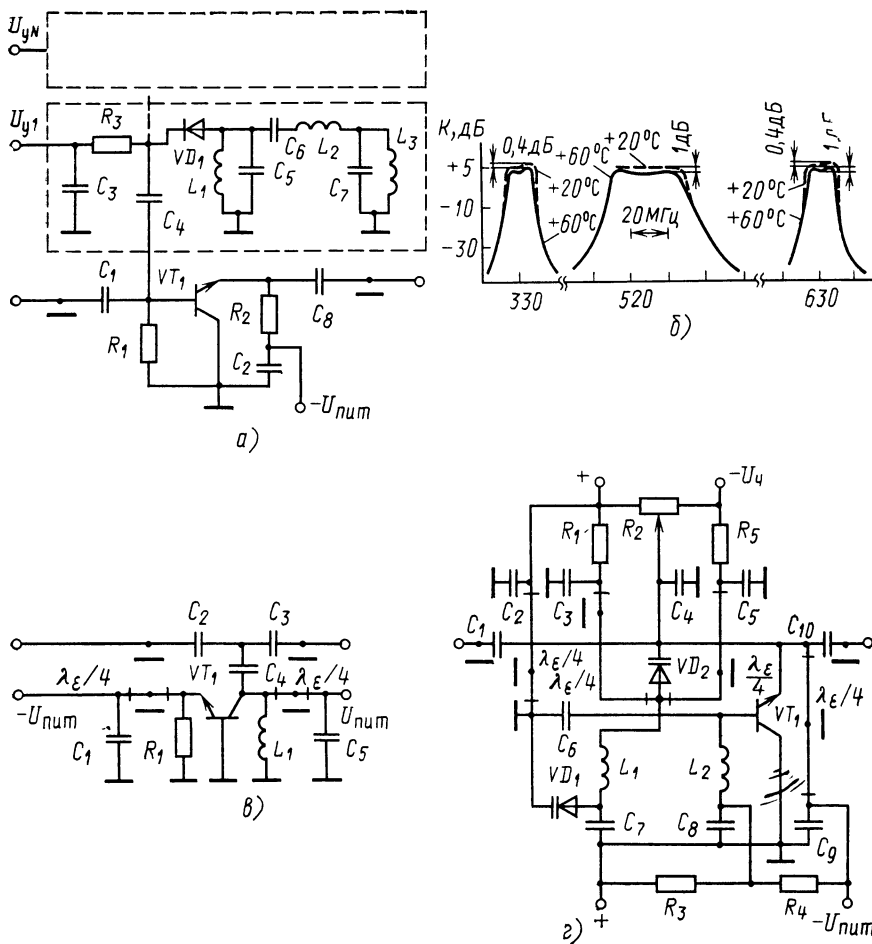


Рис. 4.7. Разновидности схем дискретных управляемых активных фильтров на транзисторе КТ3101 ($I_{Э} = 15$ мА, $U_{КБ} = 5$ В)

схема дискретного фильтра с управляемым коэффициентом передачи K_0 [60]. Он построен на основе ОПИ₆. При отсутствии управляющего сигнала $U_{упр}$ эмиттерный переход транзистора VT_1 закрыт. При этом полное сопротивление выходной цепи ОПИ₆ определяется барьерной емкостью коллекторного перехода транзистора, которая, резонируя с индуктивностью L_1 , обеспечивает максимальные Δf и K_0 фильтра. При подаче управляющего сигнала $U_{упр}$ эмиттерный переход открывается и инжектирует в базу носители, плотность которых изменяется по закону изменения высокочастотной составляющей напряжения на коллекторном выходе, а ток отстает от него вследствие влияния индуктивности L_1 и резистора R_1 на угол, несколько меньший 90° . В результате полное сопротивление выходной цепи транзистора имеет индуктивный характер с отрицательной вещественной составляющей. Эквивалентная индуктивность этой цепи, резонируя с емкостью C_3 , определяет избирательные свойства СВЧ АФ, а активное сопротивление $\operatorname{Re} Y^{(-)}$ _{вых.б.}, компенсируя потери, обеспечивает требуемый коэффициент передачи K_0 .

Возможность синтеза с помощью ОПИ отрицательного сопротивления снимает ограничения на коэффициент перекрытия K_C , связанный со снижением добротности варикапа до $Q_v=1$. В схеме фильтра на рис. 4.7,2 это свойство используется для управления частотой f_0 в диапазоне от значений, лежащих ниже граничной частоты транзистора $f_{01} < f_T$, до значений f_{02} , лежащих выше его максимальной частоты генерации $f_{макс}$. Фильтр работает следующим образом. При перемещении движка потенциометра R_2 влево варикапы VD_1 и VD_2 обладают большим емкостным сопротивлением. На низких частотах выполняются неравенства $f_{01} < f_T$, $|X_{L2}| \ll |X_{VD1}|$ и $|X_{L1}| \ll |X_{VD}|$, где $|X_{L2}|$; $|X_{L1}|$; X_{VD} ; X_{VD2} — модули мнимых сопротивлений индуктивностей L_1 и L_2 и варикапов VD_1 и VD_2 . С учетом этих неравенств полное сопротивление между базой и коллектором транзистора VT_1 является индуктивным, что обуславливает индуктивный характер с отрицательной вещественной составляющей сопротивления цепи эмиттер—коллектор транзистора VT_1 [22]. Последняя, резонируя с емкостным сопротивлением $X_{VD} - X_L$, обеспечивает частотно-избирательное пропускание сигнала на частоте $f_{01} < f_T$.

При перемещении движка потенциометра R_2 вправо варикап VD_1 отпирается и его активное сопротивление становится низким, а варикап VD_2 еще больше запирается напряжением источника $U_{упр}$. Его емкость уменьшается, что ведет к увеличению резонансной частоты параллельного контура, образованного индуктивностью L_2 и емкостью варикапа VD_1 . Сопротивление контура возрастает, что обуславливает разрыв цепи между базой и коллектором транзистора по переменному току на частоте $f_{02} > f_{макс}$. В этом случае полное сопротивление между эмиттером и коллектором транзистора VT_1 имеет отрицательную вещественную и емкостную мнимую составляющие на частоте f_{02} . Емкостная составляющая

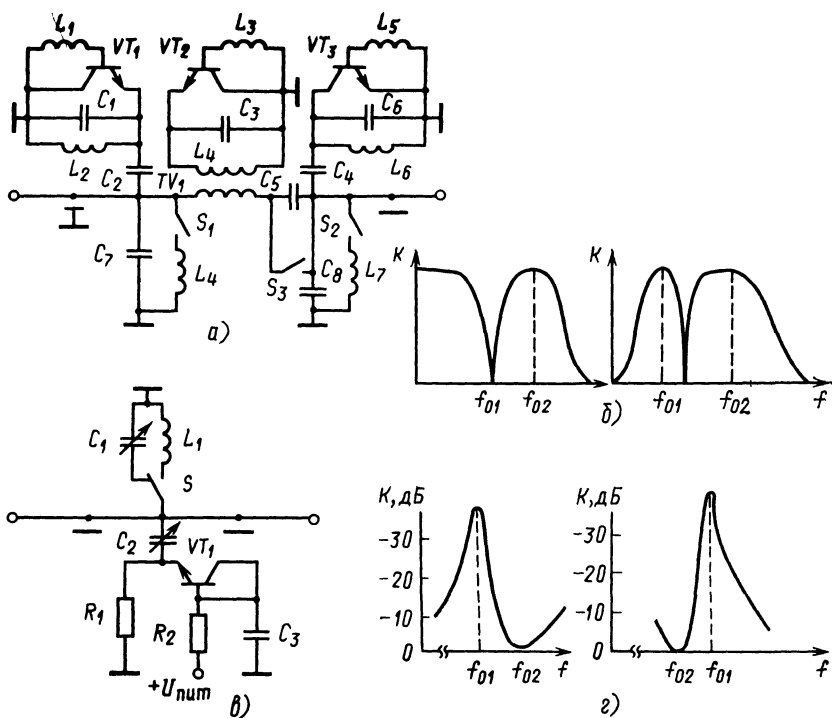


Рис. 4.8. Разновидности управляемых СВЧ активных фильтров со сложной формой АЧХ

резонирует с индуктивностью L_1 , обеспечивая фильтрацию сигнала.

В [65, 66] предложены СВЧ АФ, одновременно реализующие характеристики ПЗФ на частоте f_{01} и ППФ на частоте f_{02} (рис. 4.8). В СВЧ АФ, рассмотренном в [65] (рис. 4.8,а), это достигается путем использования нескольких ОПИ_к, что позволяет расширить полосу пропускания. В устройстве, описанном в [66], применяется один ОПИ_к (рис. 4.8,в), что обеспечивает простоту схемной реализации, но сужает полосу пропускания. Введение в схемы ключей S_1 — S_3 , выполненных, например, на p - i - n диодах, позволяет управлять формой АЧХ (рис. 4.8,б, г).

5. ПРОЕКТИРОВАНИЕ СВЧ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

5.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

При создании СВЧ АФ кроме выбора схемы и ее расчета необходимо решить еще две важные задачи. Первая заключается в выборе и расчете цепей, обеспечивающих заданную стабильность параметров СВЧ АФ под воздействием дестабилизирующих факторов. К основным дестабилизирующим факторам относятся изменения температуры, мощности сигнала, режима питания по постоянному току, иммитансов генератора и нагрузки. Влияние режима питания ОПИ на величину и характер преобразованного иммитанса показывает [22], что минимальные значения этой нестабильности наблюдаются при условии обеспечения номинальных токов и напряжений транзистора. С вопросами стабилизации рабочей точки транзистора можно познакомиться в [27].

Вторая задача решается на начальном этапе проектирования и заключается в определении параметров физической эквивалентной схемы транзистора или его W -параметров, необходимых для расчета. Однако точность таких расчетов может быть недостаточной. Это прежде всего связано с приближенностью физической эквивалентной схемы транзистора и большой погрешностью определения некоторых ее параметров, приводимых в справочной литературе. Например, погрешность определения омического сопротивления базы составляет около 20%. При расчетах приходится использовать параметр ξ_k — коэффициент разделения коллекторной емкости, который является технологическим параметром и, как правило, отсутствует в паспортных данных транзисторов. Поэтому его значение часто берется ориентировочно, хотя для различных типов транзисторов оно лежит в пределах $\xi_k = 2-15$.

Измерения W -параметров, необходимых для расчета СВЧ АФ известными методами, в диапазоне СВЧ обладают также большой погрешностью (более 50%). С большей точностью можно определить параметры СВЧ АФ путем пересчета их через S -параметры транзистора. Однако это требует выполнения дополнительных расчетов; кроме того, в области потенциальной неустойчивости транзисторов возникают большие коэффициенты отражения, что резко снижает точность измерения S -параметров. Более того, при этом возможно возбуждение транзистора при стандартных согласующих нагрузках.

Повысить точность расчетов с использованием физической эквивалентной схемы транзисторов можно, уменьшив погрешности определения омического сопротивления базы r_B и коэффициента разделения коллекторной емкости ξ_k транзистора. Это достигается [41, 45] путем переноса измерений с низких частот в диапазон СВЧ. Повышение точности и устойчивости измерений при определении W -параметров транзистора в диапазоне СВЧ достигается

использованием метода «плавающих нагрузок» [44, 51, 63] с одновременным контролем запаса устойчивости транзистора [48].

Для изготовления СВЧ АФ на биполярных транзисторах используется технология гибридных микросхем, что позволяет не только улучшить массогабаритные характеристики СВЧ АФ, но и упростить их настройку. Основы проектирования таких микросхем рассмотрены в [18, 24]. Современные достижения в области технологии изготовления полупроводниковых СВЧ микросхем на полевых транзисторах с затвором Шотки дают возможность реализовать СВЧ АФ в виде полупроводниковой СВЧ микросхемы [50].

5.2. ТЕМПЕРАТУРНАЯ НЕСТАБИЛЬНОСТЬ

Температурная нестабильность параметров СВЧ АФ в основном определяется температурной зависимостью преобразованного иммитанса. Для осуществления термокомпенсации в СВЧ АФ используют либо зависимость параметров ОПИ от положения рабочей точки транзистора (термокомпенсация по постоянному току), либо зависимость преобразованного иммитанса от преобразуемого иммитанса (термокомпенсация по переменному току).

При реализации первого способа [72] обычно используется зависимость коэффициента преобразования T от тока эмиттера. Увеличивая с ростом температуры ток эмиттера, обеспечивают стабилизацию вещественной составляющей преобразованного иммитанса. Недостаток данного способа — слабая зависимость коэффициента преобразования T от тока эмиттера $I_{\text{Э}}$ вблизи его номинальных значений, что ограничивает диапазон термокомпенсации.

Второй способ термокомпенсации заключается в изменении с ростом температуры вещественной и мнимой составляющих преобразуемого иммитанса. Реализацию данного способа рассмотрим для СВЧ АФ на основе ОПИ_к. В цепь преобразуемого иммитанса этого фильтра включается терморезистор, температурный коэффициент которого выбирается таким образом, чтобы обеспечить компенсацию температурных изменений вещественной составляющей преобразованного иммитанса [34, 38]. Вследствие сильной температурной нелинейности терморезистора в области отрицательных температур применение данного способа ограничено областью положительных температур. Поэтому для термокомпенсации параметров СВЧ АФ в широком диапазоне температур используют сильную зависимость составляющих преобразованного иммитанса ОПИ_к от величины как вещественной, так и мнимой составляющих преобразуемого иммитанса. Например, в схеме фильтра на рис. 5.1,а для этой цели используется варикап VD_1 , который включен последовательно с индуктивностью L_1 преобразуемого иммитанса [34]. Цепь управления варикапом выполнена на транзисторе VT_2 , выходное напряжение которого зависит от напряжения $U_{\text{ЭБ}}$ транзистора VT_1 . С ростом температуры это напряжение уменьшается, что вызывает увеличение напряжений между эмит-

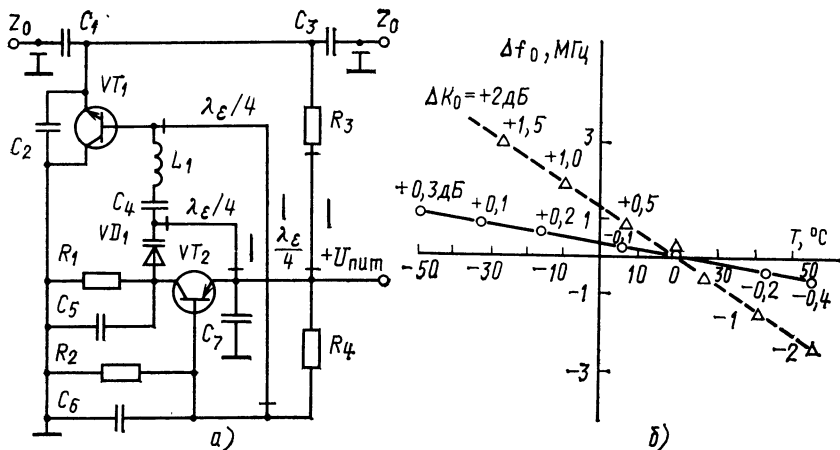


Рис. 5.1. Принципиальная схема (а) и температурная характеристика (б) взаимного СВЧ активного фильтра с активной цепью термокомпенсации

тером и коллектором транзистора VT_1 и на диоде VD_1 . Емкость варикапа C_v уменьшается, а добротность Q_v увеличивается. Это обуславливает уменьшение активной $Re Z_r$ и реактивной $Im Z_r$ составляющих преобразуемого сопротивления Z_r , что и ведет к стабилизации коэффициента усиления K_0 и квазирезонансной частоты СВЧ АФ. Экспериментальные результаты, которые представлены на рис. 5.1,б, получены для фильтра с параметрами: $f_0 = 0,6$ ГГц, $K_0 = 3$ дБ, $\Delta f = 4$ МГц, затухание при расстройке на 20 МГц от полосы пропускания 38 дБ. Настройка цепи термокомпенсации осуществляется подбором коллекторного резистора R_1 .

Если требования к серийнопригодности СВЧ АФ ослаблены, то схему термокомпенсации можно упростить, используя в качестве преобразователя температуры терморезистор. В этом случае можно отказаться от усилителя, выполненного на транзисторе VT_2 [38].

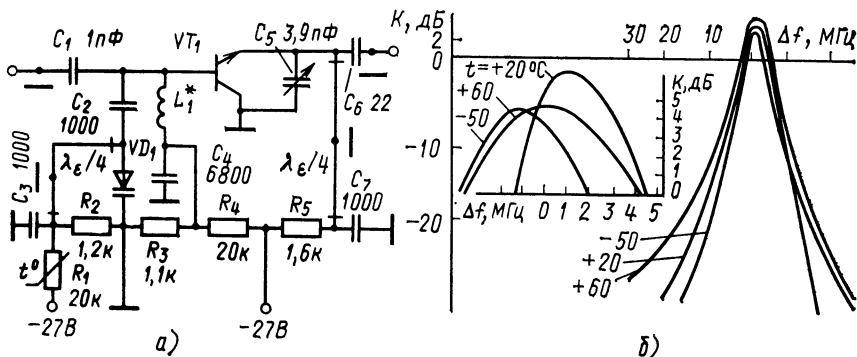


Рис. 5.2. Принципиальная схема (а) и АЧХ (б) невзаимного СВЧ активного фильтра с пассивной цепью термокомпенсации

На рис. 5.2,а приведена схема невзаимного СВЧ АФ с цепью термокомпенсации, образованной резистором R_2 , терморезистором R_1 и варикапом VD_1 , и АЧХ фильтра при изменении температуры от -50 до $+60^\circ\text{C}$. Как видно из графиков (рис. 5.2,б), температурная нестабильность центральной частоты f_0 в указанном диапазоне температур не превышает 1 МГц, а изменение K_0 на частоте f_0 не превышает 2 дБ.

5.3. ВЛИЯНИЕ ИММИТАНСА ГЕНЕРАТОРА И НАГРУЗКИ

При построении взаимных и невзаимных СВЧ АФ для повышения добротности используется смещение полюсов передаточной функции к мнимой оси комплексной плоскости. Однако при этом возрастает чувствительность добротности к изменению иммитанса нагрузки и генератора. Для анализа этой чувствительности воспользуемся простейшими схемами взаимного и невзаимного полосно-пропускающих СВЧ АФ (см. рис. 2.4,а и 3.4,а). Расчеты показывают, что добротность взаимного ППФ может быть записана в виде

$$Q_{т.в} = Q_0 / (1 - Q_0 \rho_{\Sigma} G_{\Sigma}),$$

где $G_{\Sigma} = \text{Re } Y_H / m^2_T + \text{Re } Y_G / n^2_T - \text{Re } Y^{(-)}_{\text{вых}}$; m_T , n_T — коэффициенты трансформации проводимостей нагрузки $\text{Re } Y_H$ и генератора $\text{Re } Y_G$ в плоскость резонансного контура. На основании этого выражения с учетом (1.19) находим чувствительность взаимного СВЧ АФ к изменению проводимостей нагрузки $S_{\text{Re } Y_H}^{Q_{т.в}}$ и генератора $S_{\text{Re } Y_G}^{Q_{т.в}}$:

$$S_{\text{Re } Y_H}^{Q_{т.в}} = -Q_{т.в} \rho_{\Sigma} \text{Re } Y_H / m^2_T; \quad S_{\text{Re } Y_G}^{Q_{т.в}} = -Q_{т.в} \rho_{\Sigma} \text{Re } Y_G / n^2_T. \quad (5.1)$$

Для анализа чувствительности невзаимного СВЧ АФ к изменению проводимости нагрузки $\text{Re } Y_H$ воспользуемся выражением (3.1), из которого получаем

$$S_{\text{Re } Y_H}^{Q_{т.н}} = -Q_{т.н} \rho_{\Sigma} \text{Re } Y_H / m^2_T. \quad (5.2)$$

Сравнивая выражения (5.1) и (5.2), видим, что чувствительность добротности Q_T взаимного и невзаимного СВЧ АФ одинаково зависит от $\text{Re } Y_H$ и при $Q_T \rightarrow \infty$ $S_{\text{Re } Y_H}^{Q_T} \rightarrow \infty$. При этом чувствительности не зависят от типа применяемого преобразователя.

Чувствительности добротности $Q_{т.н}$ невзаимного СВЧ АФ к изменению проводимости генератора $\text{Re } Y_G$ с учетом (1.17) и (1.19)

$$S_{\text{Re } Y_G}^{Q_{т.н}} = - \frac{[|Y_{12} Y_{21}| (K_{Y.вн} - 1) - 2 \text{Re } Y_{11} \text{Re } Y_{22}] \text{Re } Y_G}{2 \text{Re}^2 (Y_{11} + Y_G)} Q_{т.н} \rho_{\Sigma}.$$

Анализ зависимости чувствительности $S_{\text{Re } Y_G}^{Q_{т.н}}$ от величины проводимости $\text{Re } Y_G$ показывает, что максимальная чувствительность наблюдается при $\text{Re } Y_G = \text{Re } Y_{11}$ и равна

$$S_{\text{Re } Y_G}^{Q_{т.н}} \Big|_{\text{макс}} = - [|Y_{12} Y_{21}| + \text{Re} ((Y_{12} Y_{21}))] Q_{т.н} \rho_{\Sigma} / 8 \text{Re } Y_{11}. \quad (5.3)$$

Уменьшить чувствительность СВЧ АФ к изменению проводимостей нагрузки и генератора можно также путем включения на входе и выходе СВЧ АФ вентилях. Однако применение для этих целей получивших широкое применение ферритовых вентилях нецелесообразно, так как они обладают низкими массогабаритными показателями и не могут быть изготовлены в едином технологическом цикле с рассматриваемыми СВЧ АФ. У транзисторных вентилях, технологически совместимых с СВЧ АФ, отсутствуют указанные недостатки, так как их параметры практически не зависят от геометрических размеров вентиля.

Рассмотрим принцип построения простейшего транзисторного вентиля. Если к выходным зажимам потенциально устойчивого ($K_{y,v} > 1$) и согласованного по входу и выходу транзистора подключить дополнительную активную нагрузку W_n , обеспечивающую единичный прямой коэффициент передачи $K_{ном\ 21}^b = 1$, то коэффициент обратной передачи схемы будет равен $K_{ном\ 12}^b = 1/K_m^2$ или в децибелах

$$K_{ном\ 12}^b = -2K_m.$$

Таким образом, значение коэффициента обратной передачи данной схемы в децибелах равно удвоенному значению максимального коэффициента устойчивого усиления транзистора, выраженного также в децибелах, что позволяет использовать ее в качестве СВЧ вентиля. Как правило, при использовании транзистора на частотах $(0,3-0,5)f_T$ значение K_m находится в пределах 15—20 дБ. Это обеспечивает развязку —(30—40) дБ. Для увеличения развязки транзисторы следует включать последовательно. Для нахождения инвариантного коэффициента устойчивости K_y^b такого вентиля воспользуемся выражением для его номинального коэффициента прямой передачи (1.21). С учетом $K_{ном\ 21}^b = 1$ из (1.21) находим $K_y^b = (1 + K_m^2)/2K_m \approx K_m/2$. При $K_m = 20$ дБ имеем $K_y^b = 10$, что указывает на значительный запас устойчивости вентиля.

Определим необходимую дополнительную нагрузку W_n , подключаемую к выходным зажимам транзистора с целью обеспечения выполнения условия $K_{ном\ 21}^b = 1$. Поскольку инвариантный коэффициент устойчивости вентиля можно представить в виде

$$K_y^b = [2\text{Re } W_{11} \text{Re } (W_{22} + W_n) - \text{Re } (W_{12} W_{21})] / |W_{12} W_{21}|,$$

то с учетом (1.27) находим $W_n = (K_y^b - K_{y,v}) |W_{12} W_{21}| / 2 \text{Re } W_{11}$.

5.4. ЗАВИСИМОСТЬ ПАРАМЕТРОВ ОТ УРОВНЯ СИГНАЛА

В невзаимном СВЧ АФ транзистор включается как четырехполюсник и работает в активном режиме. Поэтому зависимость его параметров от уровня сигнала определяется известными соотношениями для транзисторных усилителей [4]. Во взаимном СВЧ АФ транзистор включается как двухполюсник. При малом

уровне сигнала его можно также считать линейным. С ростом мощности входного сигнала из-за нелинейных свойств транзистора наблюдается изменение проводимости этого двухполюсника, что ведет к динамической нестабильности параметров СВЧ АФ. На рис. 5.3 показана АЧХ по первой гармонике двухконтурного взаимного СВЧ АФ, выполненного на транзисторе средней мощности, при изменении мощности сигнала от 0,12 до 2,4 мВт. Увеличение мощности сигнала до 1,2 мВт привело к уменьшению коэффициента передачи фильтра K_0 и искажению формы его АЧХ.

С ростом мощности сигнала происходит уменьшение отрицательной вещественной составляющей иммитанса, реализуемого ОПИ [46], а это ведет к снижению коэффициента передачи фильтра. Экспериментальные исследования показали (рис. 5.4), что при использовании маломощных транзисторов типов КТ371, КТ3101 уровень насыщения составляет около 100 мкВт, а при использовании мощных транзисторов типов КТ913, КТ919 — около 10 мВт. Учитывая, что коэффициент шума СВЧ АФ, выполненного на транзисторе КТ3101, при $\Delta f = 8$ МГц равен $F_{ш} = 6$ дБ, а при $\Delta f = 6$ МГц $F_{ш} = 20$ дБ, динамические диапазоны этих фильтров будут соответственно равны: $K_{д1} = 166$ дБ, $K_{д2} = 63,6$ дБ.

Расширить динамический диапазон можно путем снижения коэффициента шума фильтра и увеличения уровня насыщения. Анализ коэффициента шума СВЧ АФ проведен в § 2.4, 3.3. Рассмотрим пути увеличения уровня насыщения СВЧ АФ.

С этой целью воспользуемся выражением для результирующей выходной проводимости ОПИ_к с учетом внешней цепи на частоте сигнала ω_0 в зависимости от его амплитуды U_r [70].

$$Y_{\text{вых.к}} = a_1 + 3U^2 a_3/4, \quad (5.4)$$

где a_1 и a_3 — коэффициенты разложения.

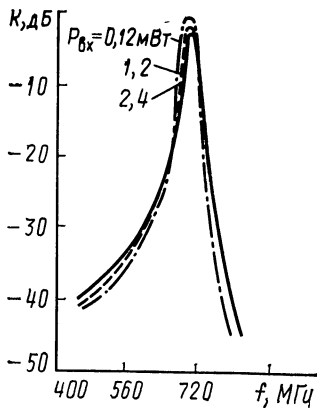


Рис. 5.3. Зависимость АЧХ двухрезонанторного взаимного СВЧ активного фильтра, изображенного на рис. 2.5,а, от мощности сигнала

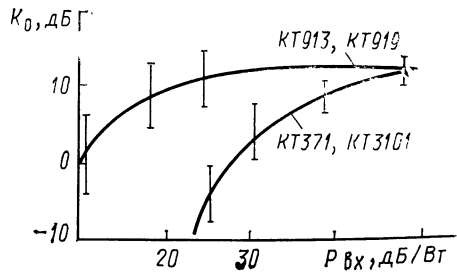


Рис. 5.4. Зависимости модуля коэффициента передачи невзаимного СВЧ активного фильтра от мощности сигнала

Анализ формулы (5.4) показывает, что зависимость $Y_{\text{вых.к}}$ от U_{Γ} определяется значением коэффициента разложения a_3 . При малом значении a_3 (режим малого сигнала) выходная проводимость ОПИ_к $Y_{\text{вых.к}}$ будет равняться «малосигнальному» значению $Y_{\text{вых.к}} = a_1 = [Z_{\Gamma.э} + Z_э + Z_б(1 - h_{21})]^{-1}$, из которого находим «малосигнальное» значение добротности СВЧ АФ:

$$Q_{\Gamma.в} = \text{Im } a_1 / \text{Re } a_1. \quad (5.5)$$

Учитывая, что в отсутствие компенсирующего двухполюсника добротность цепи $Q_0 = \text{Im } Z_{\Gamma.э} / \text{Re } Z_{\Gamma.э}$, определим коэффициент увеличения добротности в режиме малого сигнала

$$m_0 = Q_{\Gamma.в} / Q_0 = \text{Im } a_1 \text{ Im } Z_{\Gamma.э} / \text{Re } a_1 \text{ Re } Z_{\Gamma.э}.$$

С увеличением амплитуды сигнала происходит изменение добротности СВЧ АФ

$$\begin{aligned} Q_{\Gamma.в Б} &= \text{Im } Y_{\text{вых.к}} / \text{Re } Y_{\text{вых.к}} = \\ &= (\text{Im } a_1 + 3U_{\Gamma}^2 \text{ Im } a_3 / 4) / (\text{Re } a_1 + 3U_{\Gamma}^2 \text{ Re } a_3 / 4), \end{aligned} \quad (5.6)$$

где индексом «Б» обозначены параметры в режиме большого сигнала.

На основании (5.6) получаем формулу для коэффициента увеличения добротности $m_{\text{Б}}$ СВЧ АФ в режиме большого сигнала

$$m_{\text{Б}} = \frac{\text{Im } a_1 + 3U_{\Gamma}^2 \text{ Im } a_3 / 4}{\text{Re } a_1 + 3U_{\Gamma}^2 \text{ Re } a_3 / 4} \frac{\text{Im } Z_{\Gamma.э}}{\text{Re } Z_{\Gamma.э}} = m_0 \frac{1 + 3U_{\Gamma}^2 \text{ Im } a_3 / 4 \text{ Im } a_1}{1 + 3U_{\Gamma}^2 \text{ Re } a_3 / 4 \text{ Re } a_1}. \quad (5.7)$$

Анализ (5.6) и (5.7) позволяет сделать два важных вывода. С ростом амплитуды сигнала U_{Γ} добротность фильтра уменьшается и стремится к $Q_{\Gamma.в Б} = \text{Im } a_3 / \text{Re } a_3$. Коэффициент увеличения добротности $m_{\text{Б}}$, равный при малых сигналах m_0 , с ростом $U_{\Gamma} \rightarrow \infty$ также уменьшается и стремится к $m_{\text{Б}} \rightarrow m_0 Q_{\Gamma.в Б} / Q_{\Gamma.в}$.

Таким образом, эффективность применения транзисторных ОПИ с ростом амплитуды сигналов падает. Поэтому их целесообразно использовать для СВЧ АФ, работающих в режиме малого сигнала.

Влияние сигнала на добротность фильтра можно оценить по амплитуде сигнала U_{Γ} , уменьшающей на 10% добротность $Q_{\Gamma.в Б}$ по сравнению с малосигнальной $Q_{\Gamma.в}$. Из (5.6) с учетом (5.5) находим

$$U_{\Gamma 0} = \left[\frac{Q_{\Gamma.в}}{7,5(0,9Q_{\Gamma.в} \text{ Re } a_3 - \text{Im } a_3)} \right]^{1/2}.$$

Из данного выражения следует, что для увеличения $U_{\Gamma 0}$ необходимо или уменьшить максимальную добротность фильтра $Q_{\Gamma.в}$, что эквивалентно расширению его полосы пропускания на заданной частоте, или увеличить ток эмиттера $I_{\text{э}}$ транзистора. На рис. 5.5 приведены экспериментальные зависимости частоты f_0 и коэффициентов передачи K_0 СВЧ АФ от изменения мощности сигнала $P_{\text{вх}}$ при различных токах эмиттера. Как видно из графиков, повышая ток эмиттера, удается увеличить уровень насыщения

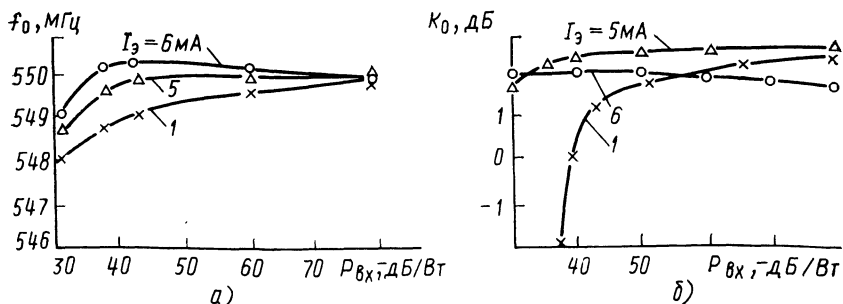


Рис. 5.5. Зависимости центральной частоты (а) и коэффициента передачи (б) невзаимного СВЧ АФ от мощности сигнала при различных токах эмиттера транзистора КТ371 ($f_0=0,55$ ГГц, $U_{пит}=27$ В)

более чем на 10 дБ. Однако постоянная работа фильтра при больших токах эмиттера нежелательна, так как ведет к уменьшению его динамического диапазона из-за роста уровня шумов $F_{ш}$. Кроме того, ухудшаются его энергетические показатели.

Для улучшения этих показателей в схему фильтра можно ввести цепи динамической стабилизации. Они делятся на две группы: цепи, не изменяющие рабочую точку транзистора, и цепи, изменяющие его рабочую точку. Действие цепей динамической стабилизации первой группы основано на изменении коэффициента разложения a_1 при вариации мощности сигнала. Например, в случае использования СВЧ АФ на основе ОПИ_к цепь динамической стабилизации представляет собой последовательный компенсирующий резонансный контур, включаемый параллельно цепи эмиттер—коллектор транзистора. Индуктивность этого контура реализуется также с помощью транзисторного ОПИ_к [57]. Действие цепи динамической стабилизации второй группы основано на изменении коэффициента разложения a_3 при вариации мощности сигнала. В качестве датчика уровня мощности служит диод, постоянно находящийся под прямым смещением. С ростом уровня входной мощности напряжение на нем возрастает, что ведет к увеличению тока эмиттера $I_э$ [55].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

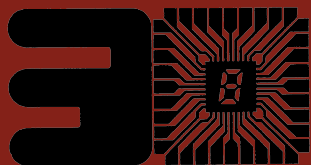
1. Кремниевый малошумящий биполярный транзистор КТ3115/И. П. Андрюхов, Ю. П. Докучаев, Г. Э. Корнильев и др. — Микроэлектроника и полупроводниковые приборы/Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1980, вып. 5, с. 43—53.
2. Беннинг Ф. Отрицательные сопротивления в электронных схемах: Пер. с нем./Под ред. Д. П. Линде. — М.: Сов. радио, 1975. — 288 с.
3. Берман Л. С., Тагер А. С. Полупроводниковые диоды в режиме лавинного пробоя как управляемая реактивность. — Полупроводниковые приборы и их применение/Под ред. Я. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1970, вып. 24, с. 149—154.
4. Богачев В. М., Никифоров В. В. Транзисторные усилители мощности. — М.: Энергия, 1978. — 344 с.
5. Богданов Г. Б. Частотно-избирательные системы на ферритах и применение их в технике СВЧ. — М.: Сов. радио, 1973. — 352 с.
6. Валиев К. А., Пашинцев Ю. И., Петров Г. В. Применение контакта металл—полупроводник в электронике. — М.: Радио и связь, 1981. — 304 с.
7. Горяинов С. А., Абергауз И. Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. — М.: Энергия, 1970. — 320 с.
8. Гиллемин Е. А. Синтез пассивных цепей: Пер. с англ./Под ред. М. М. Айзинова. — М.: Связь, 1970. — 370 с.
9. Ильченко М. Е., Мелков Г. А., Мирских Г. А. Твердотельные СВЧ фильтры. — Киев: Техника, 1977. — 120 с.
10. Знаменский А. Е., Попов Е. С. Перестраиваемые электрические фильтры. — М.: Связь, 1979. — 129 с.
11. Ионкин П. А., Миронов В. Г. Синтез RC-схем с активными невязанными элементами. — М.: Энергия, 1976. — 239 с.
12. Куликовский А. А. Устойчивость активных линейризованных цепей с усилительными приборами новых типов. — М.: Госэнергоиздат, 1962. — 192 с.
13. Кузьмин И. В. Оценка эффективности и оптимизации АСКУ. — М.: Сов. радио, 1971. — 296 с.
14. Маклюков М. И. Инженерный синтез активных RC-фильтров низких и инфранизких частот. — М.: Энергия, 1971. — 184 с.
15. Маттей Д. А., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: Пер. с англ./Под ред. Л. В. Алексеева и Ф. В. Кушнира. — М.: Связь, 1971. — 439 с.
16. Мостыко В. С. Регулировка полосы пропускания избирательных усилителей. — М.: Энергия, 1979. — 111 с.
17. Некрасов М. М., Осадчук В. С., Филинюк Н. А. Работа индуктивного СВЧ транзистора в лавинном режиме. — Полупроводниковая техника и микроэлектроника. — Киев: Наукова думка, 1974, вып. 16, с. 66—67.
18. Николаев И. М., Филинюк Н. А. Микроэлектронные устройства и основы их проектирования. — М.: Энергия, 1979. — 336 с.
19. Осадчук В. С., Филинюк Н. А. Некоторые вопросы построения СВЧ устройств на индуктивном эффекте составного транзистора. — Радиотехника и электроника, 1973, т. XVIII, № 9, с. 1983—1985.
20. Осадчук В. С., Филинюк Н. А. Исследование колебательного контура на транзисторах. — Радиотехника, 1974, т. 30, № 1, с. 100—101.
21. Осадчук В. С., Филинюк Н. А. СВЧ фильтр на транзисторах. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике связи/Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1974, вып. 13, с. 27—29.
22. Осадчук В. С., Филинюк Н. А. Исследование входного импеданса транзистора с индуктивностью в цепи базы. — Радиотехника, 1974, т. 29, № 3, с. 95—96.
23. Осадчук В. С., Филинюк Н. А. Активные СВЧ фильтры. — Полупроводниковая техника и микроэлектроника. — Киев: Наукова думка, 1976, вып. 22, с. 23—30.
24. Основы проектирования микроэлектронной аппаратуры/Под ред. Б. Ф. Высоцкого. — М.: Сов. радио, 1977. — 372 с.

25. Основы анализа и синтеза электронных цепей/Под ред. П. А. Ионкина. — М.: Высшая школа, 1972. — 634 с.
26. СВЧ устройства на полупроводниковых приборах/Под ред. И. В. Мальского, Б. В. Сестрорецкого. — М.: Сов. радио, 1969. — 580 с.
27. Славский Г. Н. Активные RC - и RCL -фильтры и избирательные усилители. — М.: Связь, 1966. — 216 с.
28. Смогилев К. А. Резонансные усилители на трехполюсниках. — М.: Сов. радио, 1972. — 304 с.
29. Филановский Н. М., Персианов А. Ю., Рыбин В. К. Схемы с преобразователями сопротивления. — Л.: Энергия, 1973. — 192 с.
30. Филинюк Н. А. Использование паразитных реактивностей выводов транзистора при построении резонансных СВЧ выключателей. — Радиотехника и электроника, 1976, т. XXI, № 5, с. 1125—1128.
31. Филинюк Н. А., Молчанов П. А. Современные достижения в области создания активных СВЧ фильтров. — Тезисы докладов XXII Всесоюзной научной сессии, посвященной Дню радио. — М.: Сов радио, 1977, с. 89, 90.
32. Филинюк Н. А., Семеренко М. М. Анализ ОПИ на основе полевых транзисторов. — В кн.: Полупроводниковая электроника в технике связи/Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Радио и связь, 1984, вып. 24, с. 51—57.
33. Филинюк Н. А. Расчет транзисторного активного СВЧ фильтра. — Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1980, т. XXIII, № 3, с. 82—83.
34. Филинюк Н. А., Молчанов П. А., Павлов С. Н. Температурная стабилизация активного СВЧ фильтра. — Радиотехника, 1980, № 12, с. 47—49.
35. Филинюк Н. А. К вопросу построения перестраиваемых активных СВЧ фильтров. — Тезисы докладов XXXVI Всесоюзной научной сессии, посвященной Дню радио. — М.: Радио и связь, 1981, ч. I, с. 36—37.
36. Филинюк Н. А. Синтез активных СВЧ фильтров на основе однотранзисторных преобразователей импеданса. — В кн.: Машинное моделирование электрических и электронных цепей. — Киев: Наукова думка, 1981, с. 72—77.
37. Филинюк Н. А., Семеренко М. М. Активные частотно-избирательные устройства СВЧ диапазона/Винницкий политехнический ин-т. — Винница, 1984. — 48 с. Деп. в УкрНИИНТИ, № 140 Ук-Д84.
38. Филинюк Н. А. Невзаимный активный СВЧ фильтр. — Радиотехника, 1982, т. 37, № 10, с. 67—70.
39. Филинюк Н. А. Анализ максимальной частоты генерации транзисторной схемы с общим коллектором с учетом лавинного умножения. — Радиотехника и электроника, 1982, т. XXVII, № 8, с. 1571—1575.
40. Филинюк Н. А. Определение максимальной частоты генерации транзистора. — Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 1983, вып. 2, с. 63—67.
41. Филинюк Н. А. Определение параметров физической эквивалентной схемы активной области кристалла полевого транзистора. — Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1983, т. 26, № 7, с. 90—92.
42. Филинюк Н. А. Система рабочих параметров обобщенных преобразователей иммитанса/Винницкий политехнический ин-т. — Винница, 1983. — 16 с. Деп. в УкрНИИНТИ 24.11.83, № 1328 Ук-Д83.
43. Филинюк Н. А. Активные УКВ фильтры. — М.: Радио и связь, 1984. — 56 с.
44. Филинюк Н. А. Измерение Y -параметров матрицы проводимости СВЧ транзисторов. — Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1984, № 3, с. 81—82.
45. Филинюк Н. А., Песков С. Н., Павлов С. Н. Определение параметров физической эквивалентной схемы ВЧ транзисторов. — Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1982, т. 25, № 12, с. 38—43.
46. Филинюк Н. А. Активные СВЧ фильтры на основе транзисторных преобразователей иммитанса. — М.: Радиотехника и электроника, 1983, т. 28, № 5, с. 817—833.
47. Филинюк Н. А. Анализ устойчивости устройств управления на основе комплексных преобразователей сопротивления. — В кн.: Методы анализа и синтеза нелинейных цепей. — Киев: Наукова думка, 1982, с. 152—156.
48. Филинюк Н. А. Метод определения инвариантного коэффициента устойчивости СВЧ четырехполюсников. — Микроэлектроника и полупроводниковые

- приборы/Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова.—М.: Радио и связь, вып. 7, с. 245—250.
49. **Филинюк Н. А.** Критерий эффективности информационных устройств преобразования и управления.—Изв. вузов СССР. Сер. Приборостроение, 1984, № 3, с. 3—8.
 50. **Филинюк Н. А., Семеренко М. М., Павлов С. Н.** Анализ параметров активных СВЧ фильтров на основе полевых транзисторов.—В кн.: Проблемы интегральной электроники СВЧ.—Тезисы докладов Всесоюзной научно-технической конференции.—Л.: ЛЭТИ, 1984, с. 69.
 51. **Филинюк Н. А.** Метод плавающих нагрузок — путь повышения точности определения W -параметров СВЧ транзисторов.—В кн.: Радиотехнические измерения в диапазонах высоких и сверхвысоких частот.—Тезисы докладов Всесоюзной научно-технической конференции.—Новосибирск, Изд. Сибирского Гос НИИ метрологич. 1984, с. 30—31.
 52. **Филинюк Н. А.** Высокодобротный управляемый реактивный элемент на полевом транзисторе с инвертируемым током канала.—В кн.: Специальные коммутационные элементы.—Тезисы докладов Всесоюзной научно-технической конференции.—Рязань, 1984, с. 22—23.
 53. **Хейнлейн В. Е., Холмс В. Х.** Активные фильтры для интегральных схем: Пер. с англ./Под ред. Н. Н. Слепова и И. Н. Теплюка.—М.: Связь, 1980.—656 с.
 54. **Шварц Н. З.** Линейные транзисторные усилители СВЧ.—М.: Сов. радио, 1980.—368 с.
 55. А. с. 435576 (СССР).—Опубл. в Б. И., № 25, 1974.
 56. А. с. 932579 (СССР).—Опубл. в Б. И., № 20, 1982.
 57. А. с. 647851 (СССР).—Опубл. в Б. И., № 6, 1979.
 58. А. с. 559310 (СССР).—Опубл. в Б. И., № 19, 1977.
 59. А. с. 625274 (СССР).—Опубл. в Б. И., № 35, 1978.
 60. А. с. 913595 (СССР).—Опубл. в Б. И., № 10, 1982.
 61. А. с. 963132 (СССР).—Опубл. в Б. И., № 36, 1982.
 62. А. с. 1012423 (СССР).—Опубл. в Б. И., № 14, 1983.
 63. А. с. 1095102 (СССР).—Опубл. в Б. И., № 20, 1984.
 64. Пат. 3723773 (США).
 65. Пат. 3737801 (США).
 66. Пат. 3974399 (США).
 67. **Snuder R. V., Bozarth D. L.** Analysis and design of a microwave theory transistor active filter.—IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, N 1, p. 2—9.
 68. **Archer D. K., Gibbons J. F., Purnaiya G. M.** Use of broadband amplifiers.—IEEE J. Solid-State Circuits, 1968, v. 5C-3, N 1, p. 12—21.
 69. **Adams D. K., Ho R. Y. C.** The transistor a microwave filter element.—Microwave Symposium, Detroit, Michigan, May 1968, p. 184—189.
 70. **Adams D. K., Ho R. Y. C.** Active filter for UHF and microwave frequencies.—IEEE Trans., 1969, v. MCC-17, N 9, p. 662—670.
 71. **Гиббонс.** Анализ видов работы простой схемы генератора на транзисторах.—ТИРИ, 1961, т. 49, № 9, с. 1606—1614.
 72. **Adams D. K., Ho R. Y. C.** Filtering, frequency multiplexing and other microwave applications with inverted-common-collector transistor circuits.—Intern. Microwave Symp., Dallas, May 1969, p. 14—20.
 73. **Ho R. Y. C., Battensby B.** Subminiature microwave active filter manifolds.—GMTT Intern. Microwave.—Symp. Newport Beach, Calif., 1970, p. 62—65.
 74. **Dill H.** Inductive semiconductor elements and their application in band-pass amplifiers.—IRE Trans., 1961, v. MIE-5, N 53, p. 235—250.
 75. **Podell A. F., Cristal B. G.** Negative impedance convertors (NIC) for UHF through microwave circuits applications.—GMTT Interna. Microwave.—Symp. Washington, D. C. 16—19, 1971, p. 182—183.
 76. **Ho R. Y. C., Adams D. K.** Have you tried active microwave filter?—Microwave, 1969, v. 8, p. 18—24.
 77. **Rollett J. M.** Stability and power gain invariants of linear two-ports.—IRE Trans., 1962, v. CT-9, N 1, p. 29—32.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
<i>1. Основы построения активных СВЧ фильтров</i>	<i>5</i>
1.1. Определение и классификация	5
1.2. Обобщенный преобразователь иммитанса — основной элемент СВЧ активного фильтра	8
1.3. Обобщенный преобразователь иммитанса на транзисторе с общим коллектором	16
1.4. Обобщенный преобразователь иммитанса на транзисторе с общей ба- зой	27
1.5. Обобщенный преобразователь иммитанса на транзисторе с общим сто- ком	32
1.6. Обобщенный преобразователь иммитанса на транзисторе с общим ис- током	42
1.7. Обобщенный преобразователь иммитанса на транзисторе с общим зат- вором	45
1.8. Каскадное соединение обобщенных преобразователей иммитанса	50
<i>2. Взаимные СВЧ активные фильтры</i>	<i>54</i>
2.1. Принципы построения	54
2.2. Чувствительность	55
2.3. Устойчивость	57
2.4. Шумы	60
2.5. Разновидности схемотехнической реализации	63
2.6. Расчет	67
<i>3. Невзаимные СВЧ активные фильтры</i>	<i>72</i>
3.1. Принципы построения	72
3.2. Устойчивость	74
3.3. Шумы	76
3.4. Разновидности схемотехнической реализации	78
3.5. Расчет	82
<i>4. Управляемые СВЧ активные фильтры</i>	<i>84</i>
4.1. Классификация и особенности	84
4.2. Управляющие элементы	87
4.3. Разновидности схемотехнической реализации	93
<i>5. Проектирование СВЧ активных фильтров</i>	<i>102</i>
5.1. Общие положения	102
5.2. Температурная нестабильность	103
5.3. Влияние иммитанса генератора и нагрузки	105
5.4. Зависимость параметров от уровня сигнала	106
Список литературы	110



**Активные СВЧ
фильтры
на транзисторах**

Издательство «Радио и связь»