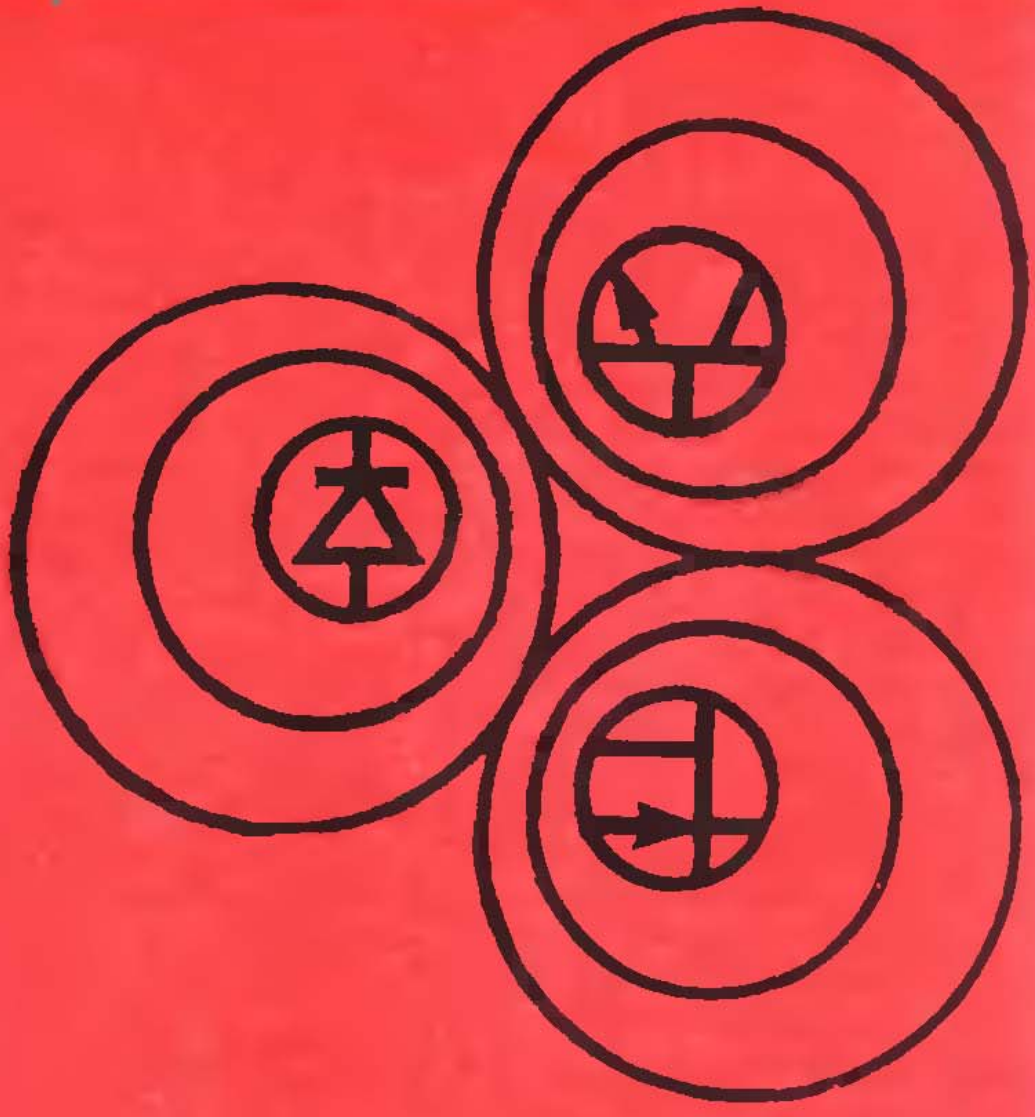
В. И. КАГАНОВ

# СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПЕРЕДАТЧИКИ



В. И. КАГАНОВ

# СВЧ полупроводниковые радиопередатчики

Scanned & DJVUed



МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1981

ББК 32.848.2
К 12
УДК 621.369.61

**Каганов В. И.**

К 12 СВЧ полупроводниковые радиопередатчики. — М.: Радио и связь, 1981 г. — 400 с. ил.

1 р. 20 к.

Излагаются основы теории и техники проектирования СВЧ радиопередатчиков на полупроводниковых приборах. Рассматриваются режимы работы и устройства СВЧ усилителей мощности и генераторов на биполярных и полевых транзисторах, лавинно-пролетных диодах и диодах Ганна. Исследуются проблемы суммирования мощностей сигналов полупроводниковых генераторов и оптимального проектирования их с помощью ЭВМ.

Предназначается для специалистов, занимающихся проектированием СВЧ радиотехнических систем.

**К $\frac{30404—106}{046(01)—81}$ 09—81 2402020000** **ББК 32.848.2**
**6Ф2.12**

Рецензенты:
кафедра радиопередающих устройств МЭИ (зав. кафедрой д-р техн. наук *Г. М. Уткин*);
кандидат техн. наук *И. П. Половков*
и доктор техн. наук *Б. В. Сестрорецкий*

*Редакция радиотехнической литературы*

**Вильям Ильич Каганов**
**СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ**

Редактор Э. М. Горелик
Художественный редактор Н. А. Игнатьев
Технический редактор Т. Н. Зыкина
Корректор Н. Н. Васина

ИБ № 472

Сдано в набор 14.07.80 Подписано в печать 1.12.80 Т-20445
Формат 80×108¹/₃₂ Бумага тип. № 3. Гарнитура литер. Печать высокая
21 усл. п. л. 21,26. уч.-изд. л. Тираж 12 000 экз.
Зак. 701 Цена 1 р. 20 к.

Издательство «Радио и связь», Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 10 «Союзполиграфпрома» Государственного Комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

© Издательство «Радио и связь», 1981 г.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиотехнические системы СВЧ диапазона имеют необычайно широкую область применения. В состав большинства из них входят радиопередатчики — устройства, в значительной степени определяющие надежность и долговечность всей системы в целом.

Радикальные перемены, происшедшие в элементной базе радиоэлектронных устройств, в последние годы коснулись и СВЧ радиопередатчиков, при создании которых реализация новых идей, как правило, связана и с большими трудностями технологического характера, и с крупными экономическими затратами. По существу радиопередатчики повышенной мощности остались единственными радиотехническими устройствами, в которых находят применение как электровакуумные, так и полупроводниковые приборы. Ответить на вопрос, какому из этих приборов следует отдать предпочтение при проектировании СВЧ радиопередатчиков, бывает порой весьма трудно. Приходится перебирать много вариантов, взвешивать преимущества обоих типов приборов применительно к конкретно поставленной задаче, прежде чем удается найти оптимальное решение. Основное препятствие к построению СВЧ радиопередатчиков только на полупроводниковых приборах состоит в их сравнительно малой мощности. Более того, вследствие определенных физических явлений мощность полупроводниковых приборов имеет предел, который снижается с повышением частоты.

Однако в последнее время высказаны оригинальные идеи и наметились новые тенденции, позволяющие преодолеть существующий барьер и значительно повысить мощность СВЧ полупроводниковых приборов. К их числу относятся: создание СВЧ полевых транзисторов, разработка многослойных полупроводниковых структур, использование режима ограниченного накопления объемного заряда (ОНОЗ) в диодах Ганна и режима TRAPATT в лавинно-пролетных диодах (ЛПД), создание полупроводниковых приборов, работающих по принципу усилителей бегущей волны. Если эти направления утвердятся в СВЧ полупроводниковой электронике, если полученные результаты перерастут рамки лабораторных исследований, а возможности технологии позволят реализовать их при массовом производстве полупроводниковых приборов, то мы явимся в ближайшем будущем свидетелями нового существенного прогресса в деле создания СВЧ радиопередатчиков.

Цель настоящей книги состоит в систематизированном изложении основных вопросов теории и технического проектирования отдельных каскадов на полупроводниковых приборах и всего передатчика в целом. Анализ различных СВЧ устройств проведен с позиций теории цепей. Такой подход позволяет в рамках единой теории исследовать работу СВЧ устройств как активного типа (усилители, генераторы и др.), так и пассивного (согласующие цепи, сум-

маторы-делители и др.). Нелинейные СВЧ каскады на диодах Ганна и лавинно-пролетных диодах исследованы на основе обобщенной теории генераторов с нелинейным активным двухполюсником.

Развитие СВЧ полупроводниковых радиопередатчиков идет по двум основным направлениям. Первое связано с созданием новых, более мощных СВЧ транзисторов и диодов, второе — с суммированием мощностей полупроводниковых генераторов с помощью многополюсных схем и фазированной антенной решетки. В книге представлены оба эти направления.

Проектирование современных СВЧ устройств базируется на методах вычислительной техники. Поэтому в книге приведены алгоритмы некоторых программ расчета СВЧ полупроводниковых усилителей с помощью ЭВМ.

Отметим, что при описании режимов работы ЛПД используются принятые в литературе термины IMPATT и TRAPATT, являющиеся сокращениями, в которых отражены первые буквы названий наиболее важных процессов, протекающих в лавинно-пролетном СВЧ диоде: ударная лавинная ионизация (IMPact Avalanche) и пролетное время (Transit Time), захваченная плазма (TRApped Plasma) и пролет области лавинного умножения (Avalanche Triggered Transit).

В книге, естественно, нашли отражение не все вопросы, относящиеся к СВЧ радиопередатчикам. В частности, не освещены такие темы, как импульсная модуляция и диодные умножители частоты.

Материал книги базируется на многочисленных отечественных и зарубежных публикациях. Однако приведенный список литературы, несмотря на свою обширность, далеко не исчерпывает весь список работ по затрагиваемым проблемам.

Автор благодарен канд. техн. наук Л. Л. Самуриной, написавшей § 3.6 и 3.7, и канд. техн. наук В. В. Зайцеву, написавшему § 10.3 и 10.4.

Автор пользуется случаем выразить свою признательность рецензентом докт. техн. наук проф. Уткину Г. М., докт. техн. наук Сестрорецкому Б. В., канд. техн. наук доцентам Богачеву В. М., Коптеву Г. И., Половкову И. П., Царапкину Д. П. за высказанные ими замечания и советы, которые способствовали улучшению содержания книги.

ГЛАВА I

# ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

## 1.1. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

Полупроводниковые радиопередатчики применяют в радиотехнических системах самого различного назначения: в радиорелейных линиях связи; системах радиолокации и радионавигации; системах самолетной радиосвязи; системах радиосвязи через искусственные спутники Земли (ИСЗ) и других случаях.

В качестве примера на рис. 1.1 показана глобальная система связи с морскими судами, работающая в СВЧ диапазоне [1.1]. В систему входит береговой центральный узел связи *1*, ИСЗ *2* со станцией-ретранслятором, находящийся на геостационарной орбите, и большое множество (до нескольких тысяч) периферийных станций *3*, расположенных на морских судах. Связь корабля с наземной станцией осуществляется через ИСЗ. Во все три составные части спутниковой системы радиосвязи (наземная и периферийная станции, а также ретранслятор на ИСЗ) входят радиопередатчики. Мощность спутникового и корабельного радиопередатчиков, работающих в диапазоне 1,5 ... ... 1,6 ГГц, невелика (в пределах 50 Вт), и поэтому они являются полностью полупроводниковыми, что в значительной степени предопределяет высокую долговечность и надежность работы всей системы в целом.

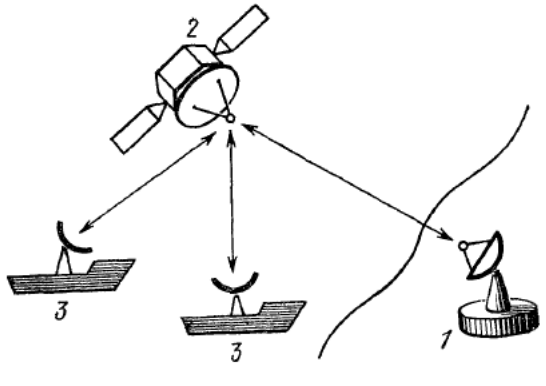



Рис. 1.1

Несмотря на большое число радиотехнических

систем СВЧ диапазона, входящие в них радиопередатчики объединяет общность выполняемых ими функций, близость электрических схем и конструкций, идентичность отдельных каскадов и узлов. Вследствие этого можно найти общие закономерности, свойственные всем типам СВЧ радиопередатчиков независимо от назначения системы, в которых они используются. В качестве примера на рис. 1.2 приведена структурная схема СВЧ полупроводникового радиопередатчика со сложением мощностей четырех транзисторов в выходном каскаде. В зависимости от типа используемых транзисторов и рабочего диапазона частот мощность такого радиопередатчика может достигать нескольких сотен ватт. Его можно использовать во всех перечисленных радиотехнических системах, в том числе в приведенной на рис. 1.1 системе связи с морскими судами через ИСЗ.

Процесс совершенствования СВЧ передатчиков идет по пути улучшения параметров и характеристик СВЧ электровакуумных приборов и создания новых типов мощных СВЧ полупроводниковых приборов. Почти всегда возникает вопрос, каким приборам следует отдать предпочтение — электровакуумным или полупроводниковым. Чтобы лучше ответить на него, обратим внимание на следующие преимущества мощных СВЧ полупроводниковых приборов по сравнению с электровакуумными:

— как правило, мощные полупроводниковые приборы имеют существенно большую долговечность;

— значения постоянного напряжения питания мощных СВЧ полупроводниковых приборов во много раз

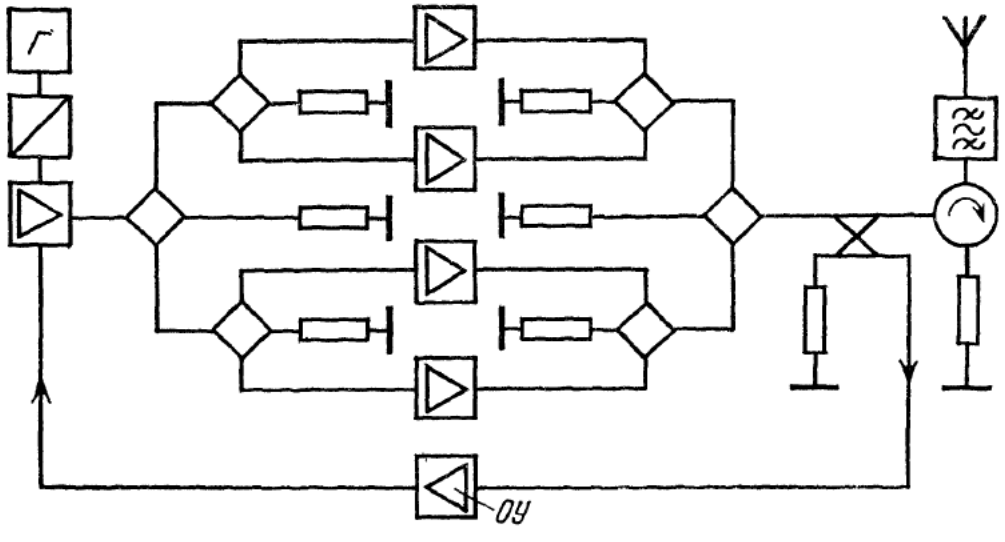



Рис. 1.2

меньше, чем электровакуумных. Первые требуют для питания напряжения не более нескольких десятков вольт, вторые — не менее нескольких киловольт даже при сравнительно небольшой выходной мощности СВЧ сигнала;

— применение полупроводниковых приборв позволяет воспользоваться методами микроэлектроники при изготовлении различных устройств и элементов, входящих в радиопередатчики, и тем самым существенно сократить массу и габаритные размеры последних;

— мощные полупроводниковые приборы обладают почти мгновенной готовностью к работе; цепь накала электровакуумных приборов требует предварительного прогрева.

Следствием перечисленных преимуществ является существенное снижение массы и габаритных размеров, повышение долговечности и надежности полупроводниковых радиопередатчиков по сравнению с ламповыми при их одинаковых электрических характеристиках. Там, где эти факторы имеют первостепенное значение, например в аппаратуре, устанавливаемой на самолетах, космических кораблях, ИСЗ, предпочтение следует отдавать полупроводниковым радиопередатчикам.

Наряду с преимуществами следует отметить также недостатки полупроводниковых приборов:

— они чувствительны к отклонениям, даже кратковременным, от допустимого эксплуатационного режима работы, что может привести к пробою $p$—$n$-перехода и полному отказу прибора. Поэтому в передатчике приходится устанавливать устройства автоматической защиты полупроводниковых приборов от воздействия различных, случайно возникающих неблагоприятных факторов;

— мощность полупроводниковых приборов ограничена, причем для большинства из них с повышением частоты $f$ она уменьшается по закону $f^2$. Для преодоления этого недостатка в радиопередатчиках широко используют разнообразные методы суммирования мощностей сигналов большого числа полупроводниковых генераторов, в том числе с помощью активных фазированных антенных решеток (ФАР). Последние позволяют во много раз повысить суммарную мощность сигнала, излучаемую радиопередатчиком, при сравнительно небольшой мощности отдельных полупроводниковых приборов.

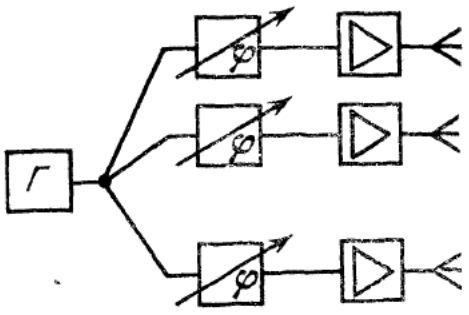



Рис. 1.3

Пример структурной схемы СВЧ полупроводникового радиопередатчика с ФАР приведен на рис. 1.3. Здесь к многоэлементной антенной решетке подводят сигналы от отдельных полупроводниковых усилителей при едином первичном источнике сигнала. Общая излучаемая мощность системы в целом близка к сумме мощностей всех усилителей. В настоящее время на основе ФАР созданы СВЧ радиопередатчики систем радиосвязи и радиолокации мощностью в несколько киловатт в непрерывном и до меговатта в импульсном режимах работы. Примеры применения СВЧ полупроводниковых радиопередатчиков в системах радиосвязи и радиолокации приведены в гл. 11.

## 1.2. КЛАССИФИКАЦИЯ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МОЩНЫХ СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Основой любого типа радиопередатчика являются используемые в них электронные приборы для генерации и усиления высокочастотных колебаний. В СВЧ полупроводниковых радиопередатчиках функции генерации, усиления и умножения частоты СВЧ колебаний выполняют транзисторы и специальные типы СВЧ диодов.

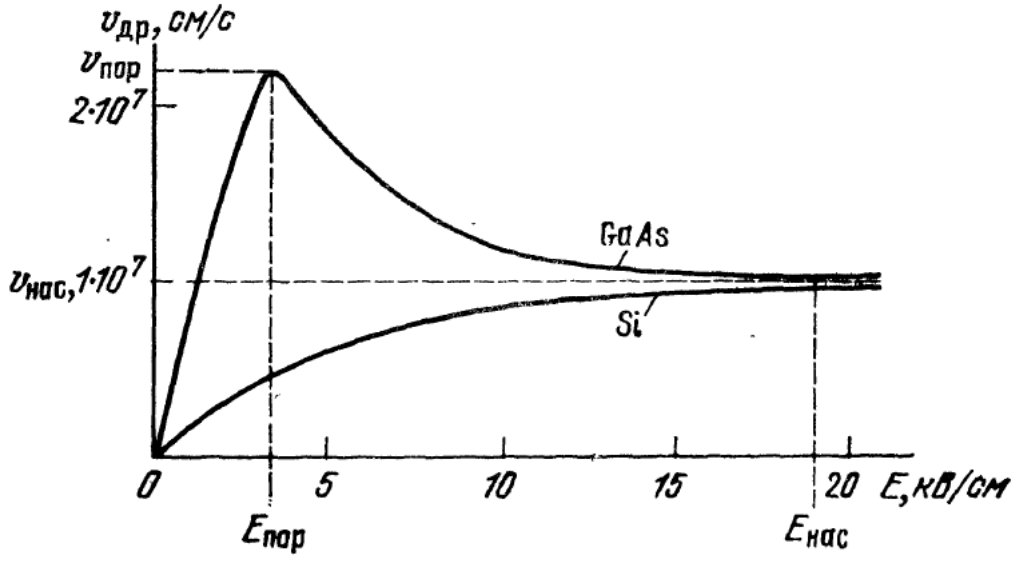



Рис. 1.4

Классификация транзисторов и диодов возможна по нескольким признакам в зависимости от материала прибора, механизма физических процессов, лежащих в основе усиления или генерации СВЧ колебаний, технологии изготовления прибора и некоторым другим. Остановимся на двух первых. Материалом для мощных полупроводниковых приборов в основном служат кремний (Si) и арсенид галлия (GaAs), реже используется фосфид индия (InP). Свойства этих материалов определяются рядом параметров и характеристик. В первую очередь рассмотрим зависимость дрейфовой скорости движения носителей заряда $v_{др}$ от напряженности электрического поля $E$ (рис. 1.4): для Si она монотонна с областью насыщения, для GaAs имеет экстремум и участок с отрицательной производной, переходящий с увеличением напряженности в область насыщения. С помощью рис. 1.4 можно определить следующие параметры, характеризующие данный тип материала: дрейфовую скорость электронов в режиме насыщения $v_{нас}$; максимальное значение этой скорости $v_{пор}$ и соответствующие ей значения напряженности $E_{пор}$; значение напряженности поля $E_{нас}$, соответствующее началу области насыщения. Кроме того, материал характеризуется следующими параметрами: напряженностью поля при пробое $E_{прб}$; относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon$; коэффициентом теплопроводности $K_T$ (табл. 1.1) [1.2, 8.21].

Классификация мощных СВЧ транзисторов и диодов показана на рис. 1.5. При мощности 0,5 Вт наивысшая рабочая частота биполярного транзистора составляет

Таблица 1.1

| Параметр | Материал | |
|---|---|---|
| | Si | GaAs |
| $v_{пор}$, см/с | — | $2 \cdot 10^7$ |
| $v_{нас}$, см/с | $10^7$ | $10^7$ |
| $E_{пор}$, кВ/см | — | 3...4 |
| $E_{нас}$, кВ/см | 20 | 20 |
| $E_{прб}$, кВ/см | 300...600 | 350...650 |
| $\varepsilon$ | 11,8 | 12,0 |
| $K_T$, Вт/°С·см | 1,45 | 0,45 |

8 ГГц, полевого — 16 ГГц. В диапазоне частот до 3 ... 4 ГГц бо́льшую мощность имеют в настоящее время биполярные транзисторы. Выше этой частотной границы по таким параметрам, как выходная мощность, коэффициент усиления и коэффициент шума, преимущество переходит к полевым транзисторам. Основным материалом для мощных СВЧ биполярных транзисторов является кремний, для полевых — кремний и арсенид галлия. Более подробные сведения по мощным СВЧ транзисторам приведены в гл. 8.

СВЧ диоды, используемые для генерации и усиления СВЧ колебаний, подразделяются на две большие группы — с междолинным переносом электронов (МЭП-приборы), называемые также диодами Ганна, и лавинно-пролетные (ЛПД). (Помимо них разработаны другие типы СВЧ диодов, например туннельные и БАРРИТ-диоды, но из-за их малой мощности они практически не используются в СВЧ радиопередатчиках.) В обоих типах СВЧ диодов вследствие высокой напряженности электрического поля кинетическая энергия электронов значительно превосходит их равновесную тепловую энергию. Сами электроны при этом называются «горя-

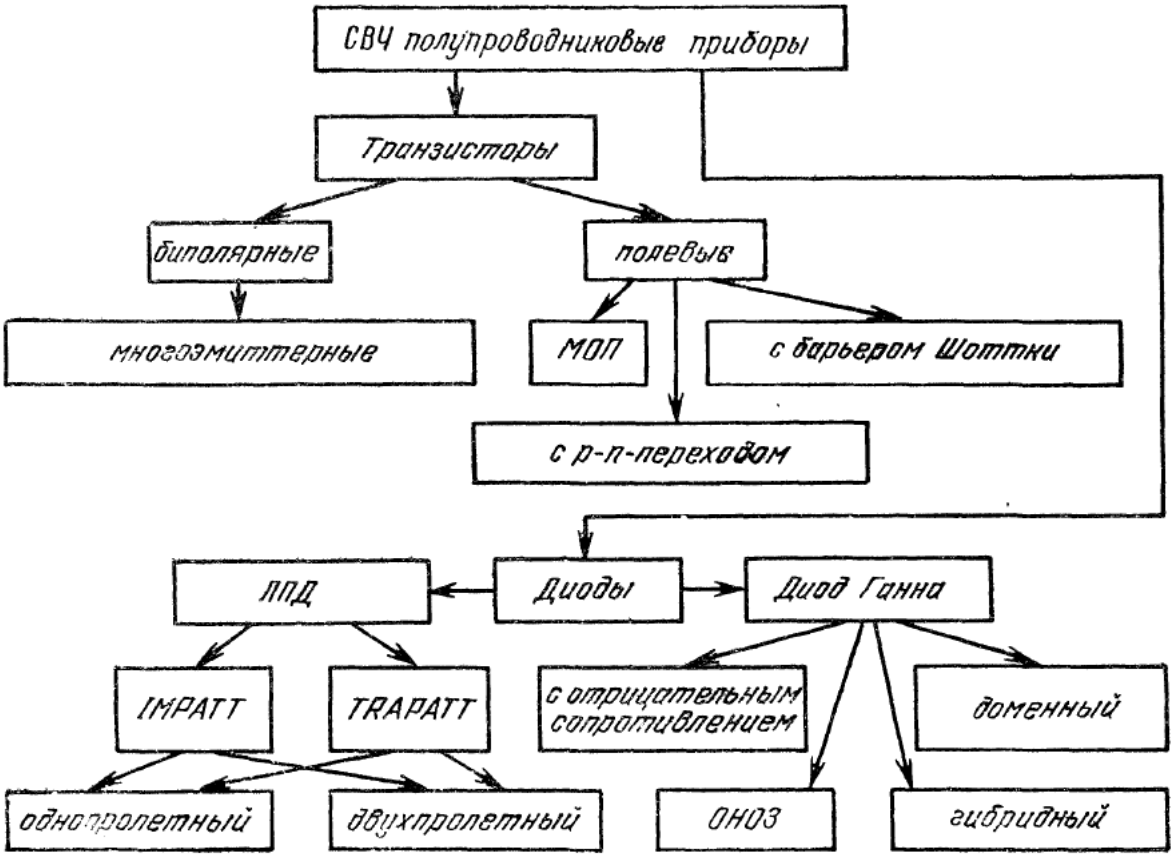



Рис. 1.5

чими», а генераторы и усилители, использующие ЛПД и диоды Ганна, — устройствами на «горячих» электронах [4.1]. Максимальная частота генерации диодов Ганна лежит в диапазоне 100 ГГц. В режиме ОНОЗ при импульсной работе на частоте генерации 1,75 ГГц их мощность достигает 6 кВт, на частоте 7 ГГц — 2 кВт, на частоте 16 ГГц — 150 Вт [4.2].

ЛПД в IMPATT режиме работают в диапазоне частот от 1 до 100 ГГц (известны случаи генерации колебаний и до 360 ГГц). В TRAPATT режиме была достигнута наибольшая мощность 1200 Вт в импульсе на частоте 1,11 ГГц при шести последовательно включенных структурах [5.55].

Один из наиболее важных вопросов, возникающих при проектировании СВЧ полупроводниковых приборов, состоит в определении теоретического предела максимального значения выходной мощности — той потенциальной границы, выше которой при известных физических принципах работы прибора подняться невозможно. Это позволяет правильно оценить практические достижения при создании различных типов приборов, провести их сравнительный анализ и наилучшим образом установить тенденции развития в данной области техники. Можно назвать три основных фактора, ограничивающих выходную мощность полупроводникового прибора: максимально допустимое значение напряженности электрического поля в полупроводниковом материале, которая не должна превышать пробивного значения $E_{\text{прб}}$ (см. табл. 1.1); максимальная дрейфовая скорость движения носителей заряда в твердом теле и отношение $v_{\text{пор}}/v_{\text{нас}}$, где $v_{\text{нас}}$ — скорость при насыщении (см. рис. 1.4); максимально допустимая температура разогрева полупроводниковой структуры и связанная с этим параметром проблема отвода тепла от прибора. Рассмотрим сначала действие двух первых факторов, связанных с электрическим пробоем и максимальной дрейфовой скоростью носителей заряда. Несмотря на разнообразие физических процессов, лежащих в основе действия различных полупроводниковых приборов, можно выделить одно их общее свойство, состоящее в движении носителей заряда через некоторую пролетную область длиной $W$. Именно в пролетной области взаимодействуют носители заряда с внешним электрическим полем, что и приводит при выполнении определенных

условий к генерации или усилению СВЧ колебаний. Это общее свойство позволяет найти единое выражение, определяющее их максимальную мощность. Запишем для колебательной мощности прибора:

$$P_1 = \frac{U^2_m}{2R_{1э}} = \frac{\xi^2 U^2_0}{2R_{1э}} = \frac{\xi^2_{доп} U^2_{доп0}}{2R_{1э}}, \qquad (1.1)$$

где $R_{1э}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки, равное модулю эквивалентного активного отрицательного сопротивления прибора на 1-й гармонике сигнала; $U_m$ — амплитуда СВЧ напряжения на электродах прибора; $U_0$ — постоянное напряжение, приложенное к прибору; $U_{доп0}$ — максимально допустимое значение постоянного напряжения для данного типа прибора; $\xi = U_m / U_0$ и $\xi_{доп} = U_m / U_{доп0}$.

Для постоянного напряжения

$$U_{доп\,0} = E_{доп\,0} W = k_{прб} E_{прб} W, \qquad (1.2)$$

где $E_{доп0}$ — максимально допустимое значение напряженности постоянного поля; $E_{прб}$ — напряженность поля при пробое выбранного типа материала прибора; $k_{прб} = E_{доп0} / E_{пр} < 1$ — коэффициент запаса; $W$ — длина пролетной части прибора.

Подставив (1.2) в (1.1,) получим

$$P_1 = \xi^2_{доп} k^2_{прб} E^2_{прб} W^2 / 2R_{1э}, \qquad (1.3)$$

$$W = \tau_{пр} v_{др} = \frac{\theta_{пр} v_{др}}{2\pi f} = \frac{\theta_{пр} \gamma v_{нас}}{2\pi f}, \qquad (1.4)$$

где $\tau_{пр} = W / v_{др}$ — время движения носителя через пролетную область; $v_{др}$ — средняя дрейфовая скорость носителей заряда; $\theta_{пр} = \omega \tau_{пр}$ — пролетный угол; $\omega$ — частота сигнала; $\gamma = v_{др} / v_{нас}$ — коэффициент дрейфовой скорости; $v_{нас}$ — скорость движения носителей заряда при насыщении (см. рис. 1.4).

Подставив (1.4) в (1.3), имеем

$$P_1 R_{1э} f^2 = \xi^2_{доп} k^2_{прб} \gamma^2 \theta^2_{пр} E^2_{прб} v^2_{нас} / 8\pi^2. \qquad (1.5)$$

Согласно табл. 1.1 для кремния и арсенида галлия можно принять минимальное значение $E_{пр} = 300$ кВ/см и $v_{нас} = 10^7$ см/с. Тогда

$$P_1 R_{1э} f^2 \approx 10^5 \xi^2_{доп} k^2_{прб} \gamma^2 \theta^2_{пр}, \qquad (1.6)$$

где $f$ — частота в гигагерцах.

Чтобы бóльшая часть мощности $P_1$ была передана в нагрузку, необходимо выполнить соотношение $R_{1э} \gg \gg R_{пт}$, где $R_{пт}$ — сопротивление активных потерь прибора и электрической цепи. С учетом последнего неравенства нижний предел $R_{1э}$ составляет 5—10 Ом. Приняв $R_{1э}=5$ Ом, получим

$$P_1 f^2 \approx 2 \cdot 10^4 \xi^2_{доп} k^2_{прб} \gamma^2 \theta^2_{пр}. \qquad (1.7)$$

Поскольку правые части выражений (1.5)—(1.7) постоянны, то с повышением частоты максимальная мощность полупроводникового прибора уменьшается пропорционально квадрату частоты. Это связано с уменьшением длины пролетного участка при выполнении следующего требования: напряженность поля должна быть меньше пробивного значения $E_{пр}$. С другой стороны, согласно (1.5)—(1.7) мощность прибора пропорциональна квадрату пролетного угла $\theta_{пр}$. Ориентировочные значения $\theta_{пр}$ для нескольких типов приборов приведены в табл. 1.2. С их помощью можно оценить максимальное значение колебательной мощности (табл. 1.2). Соединяя последовательно или параллельно несколько полупроводниковых структур в одном корпусе, в соответствующее число раз увеличивают теоретический предел этой мощности.

Согласно формулам (1.6), (1.7) мощность полупроводникового прибора можно увеличить, главным образом увеличивая пролетный угол $\theta_{пр}$ при условии, что это не сопровождается снижением частоты генерируемых

Таблица 1.2

| Тип прибора | Режим работы | $\theta_{пр}$ | $P_1 \cdot R_{1э}$ или $P_1 \cdot X_C$, Вт·Ом, при $f$ в ГГц | $P_1$, Вт, при $R_{1э}=5$ Ом |
|---|---|---|---|---|
| Диод Ганна | Доменный | $\pi$ | $8000/f^2$ | 16 |
| ЛПД | IMPATT | $\pi$ | $5 \cdot 10^4/f^2$ | 100 |
| | TRAPATT | — | $3600/f^2$ | 720 |
| Биполярный транзистор | — | $\pi/6$ | $2200/f^2$ | 4,4 |

Примечание. Для ЛПД в TRAPATT режиме $P_1$ рассчитана при $f=1$ ГГц, для остальных приборов—при $f=10$ ГГц. Все выражения носят ориентировочный характер и справедливы в определенном диапазоне частот.

колебаний. Поэтому следует отдавать предпочтение таким механизмам взаимодействия потока носителей заряда с полем, при которых $\theta_{пр} \gg \pi$ (среди электровакуумных приборов подобное требование выполняется, например, в лампе бегущей волны). Повышение $\theta_{пр}$ сопровождается пропорциональным увеличением длины пролетной области $W$ (1.4), а следовательно, прикладываемого напряжения (1.2), что и позволяет повысить выходную мощность полупроводникового прибора (1.3).

Известно несколько способов повышения мощности за счет увеличения $\theta_{пр}$. Используя режим ограниченного накопления объемного заряда (ОНОЗ) в диодах Ганна [4.1], можно получить $\theta_{пр}=(50 \ldots 100)\pi$, что расширяет теоретический предел выходной мощности на три-четыре порядка (см. § 4.4). Практически в лабораторных условиях диод Ганна в режиме ОНОЗ генерировал импульсную мощность, равную 6 кВт при частоте 1,75 ГГц [4.2]. Кроме того, можно увеличить $\theta_{пр}$, используя приборы, в которых объединены несколько механизмов усиления СВЧ колебаний в твердом теле, например транзистор с бегущей волной [6.16] (см. § 6.5).

Еще один путь повышения значения $\theta_{пр}$, а следовательно, и мощности прибора основан на применении многослойных полупроводниковых структур [1.4]. Составив такую структуру из различных полупроводниковых материалов, можно на определенной частоте сигнала ослабить зависимость наведенного тока от времени пролета носителей заряда. Это позволит существенно расширить пролетную область и увеличить напряжение, а вместе с ними и выходную мощность полупроводникового прибора [1.4].

Третий фактор, ограничивающий мощность прибора, связан с максимально допустимой температурой полупроводникового материала. Вместе с тепловым сопротивлением прибора $R_T$ она определяет мощность $P_T=\Delta T/R_T$, которую можно отвести через теплоотвод. Для кремния и арсенида галлия можно принять разность температур полупроводника и теплоотвода $\Delta T=300°C$ [5.47]. Рассеиваемая в приборе мощность

$$P_{рас}=P_0-P_1, \qquad (1.8)$$

где $P_0$ и $P_1$ — потребляемая и отдаваемая прибором мощности, не должна превышать величины $P_T$. Учиты-

вая сказанное, получаем для непрерывного режима работы

$$P_1 \leqslant \frac{\eta}{1-\eta}\frac{\Delta T}{R_T}, \qquad (1.9)$$

где $\eta = P_1/P_0$ — КПД прибора.

Тепловое сопротивление прибора есть сумма тепловых сопротивлений полупроводника, контактного участка и теплоотвода. Считая наибольшим первое слагаемое, имеем

$$R_T \approx W/2SK_T, \qquad (1.10)$$

где $S$ — площадь полупроводника; $K_T$ — коэффициент теплопроводности (см. табл. 1.1).

Емкость перехода

$$C = S\varepsilon/W, \qquad (1.11)$$

где $\varepsilon$ — диэлектрическая проницаемость полупроводника. Подставив (1.11) в (1.10), получим

$$R_T = \varepsilon/2K_T C = \pi\varepsilon X_C f/K_T, \qquad (1.12)$$

где $X_C = 1/2\pi fC$ — емкостное сопротивление. Желательно иметь $X_C \approx \text{const}$ для обеспечения одинаковых условий генерации во всем диапазоне рабочих частот полупроводникового прибора. Подставив (1.12) в (1.9), найдем произведение максимальной мощности прибора в непрерывном режиме работы на частоту генерации:

$$P_1 f = \frac{\eta}{1-\eta}\frac{\Delta T K_T}{\pi\varepsilon X_C}. \qquad (1.13)$$

Выражение (1.13) справедливо для непрерывного режима работы прибора. Очевидно, для импульсного режима значение $P_1$ будет больше. При высокой скважности и малой длительности импульса (в пределах нескольких микросекунд) выражение (1.13) можно отнести к средней мощности генерации при импульсном режиме.

Подведем итог проведенному анализу, в результате которого получено два различных выражения для максимальной мощности генерации полупроводникового прибора. В первом случае, исходя из допустимого значения напряженности электрического поля и максимальной дрейфовой скорости носителей заряда, согласно (1.5)—(1.7) максимальная колебательная мощность $P_1 = K_1/f^2$, где $K_1 = \text{const}$. Во втором, исходя из ограничений теплового характера, согласно (1.13) $P_1 = K_2/f$, где

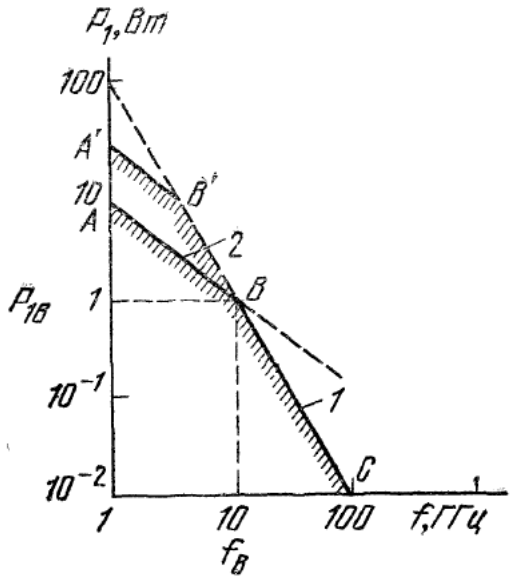



Рис. 1.6

$K_2$=const. Нанесем обе зависимости на плоскости с координатами $P_1$, $f$ при логарифмическом масштабе (рис. 1.6). Они пересекаются в некоторой точке $B$. Поскольку следует выполнить оба требования по ограничению мощности, то максимальная мощность прибора в непрерывном режиме работы должна лежать в области между отрезками прямых, проходящими через точки $A$—$B$—$C$. Таким образом, при $f>f_B$ (рис. 1.6) мощность прибора определяется напряжением пробоя и дрейфовой скоростью носителей. При $f<f_B$ мощность обусловлена отводом тепла от прибора, возможностью его охлаждения. При переходе от непрерывного режима к импульсному точка $B$ на рис. 1.6 перемещается вверх, если под $P_1$ понимается импульсная мощность прибора. Это перемещение определяется значением скважности и длительностью излучаемого импульса. Таким образом, при импульсной работе максимальная мощность должна лежать в области между отрезками прямых, проходящими через точки $A'$ — $B'$ — $C$ на рис. 1.6. На рис. 1.7 указаны области частот, в которых используются различные типы полупроводниковых приборов. В табл. 1.3 приведены значения основных электрических параметров некоторых типов полупроводниковых приборов в диапазоне частот 1 ... 10 ГГц [1.2, 1.3, 1.5].

Совершенствование СВЧ полупроводниковых приборов идет как по пути применения новых материалов и

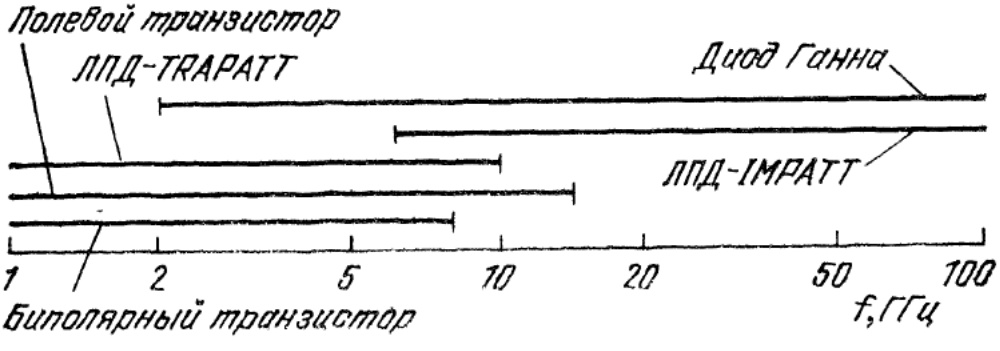



Рис. 1.7

Таблица 1.3

| Частота, ГГц | Тип прибора | Выходная мощность, Вт | КПД, % | Режим работы |
|---|---|---|---|---|
| 1—2 | Транзистор биполярный | 20...40 | 40...55 | Н |
| | То же | 600 | 35 | И |
| | ЛПД в режиме TRAPATT | 1200 | 25,6 | И |
| | Диод Ганна в режиме ОНОЗ | 6000 | 15 | И |
| 3—4 | Транзистор биполярный | 5...8 | 30...35 | Н |
| | Транзистор полевой | 4...15 | 44 | Н |
| | ЛПД в режиме TRAPATT | 200 | 30 | И |
| 5—7 | Транзистор биполярный | 1,5 | 23 | Н |
| | Транзистор полевой | 2,7...5,1 | 31 | Н |
| | ЛПД в режиме: | | | |
| | IMPATT | 8 | 13,3 | Н |
| | TRAPATT | 35 | — | И |
| | Диод Ганна в режиме ОНОЗ | 2000 | 5 | И |
| 8—10 | Транзистор биполярный | 0,5 | 22 | Н |
| | Транзистор полевой | 2,2...4,2 | 22 | Н |
| | ЛПД в режиме: | | | |
| | IMPATT | 12 | 11 | И |
| | TRAPATT | 15 | 20 | И |
| | Диод Ганна в гибридном режиме | 60 | 22 | И |

Примечание. Н — непрерывный, И — импульсный.

технологических процессов, так и по пути создания новых полупроводниковых структур. В результате можно ожидать дальнейшего улучшения электрических и эксплуатационных характеристик мощных СВЧ полупроводниковых приборов.

## 1.3. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ УСИЛЕНИЯ И ГЕНЕРАЦИИ СВЧ КОЛЕБАНИЙ

Несмотря на разнообразие физических процессов в СВЧ полупроводниковых приборах, их работу можно описать с единых позиций, используя общую теорию генерирования и усиления СВЧ колебаний. Рассмотрим некоторые положения этой теории.

**Время взаимодействия.** В основе работы СВЧ генераторов и усилителей лежит явление взаимодействия потока движущихся носителей заряда в электронном

приборе с электромагнитным полем. Обозначим время этого взаимодействия, т. е. время переноса заряда, через $T_{пр}$. Так, например, в биполярном транзисторе под $T_{пр}$ следует понимать время переноса неосновных носителей заряда от эмиттера к коллектору, в полевом — время переноса основных носителей заряда от истока к стоку, в ЛПД — время движения носителей заряда через пролетную область, в диоде Ганна — время переноса домена сильного электрического поля от катода к аноду (см. § 4.1).

В зависимости от произведения $\omega T_{пр}$, где $\omega$ — частота колебаний, СВЧ электронные приборы можно разделить на две основные группы. К первой относятся приборы, для которых $\omega T_{пр} \leqslant \pi$; ко второй — приборы, для которых $\omega T_{пр} \gg \pi$. Первая группа объединяет большинство приборов (биполярные и полевые транзисторы, ЛПД, диоды Ганна при доменных режимах работы). В них максимальная частота усиливаемого или генерируемого сигнала близка к пролетной: $\omega_{max} \approx \omega_{пр} = \Delta / T_{пр}$, где $\Delta \leqslant \pi$. При $\omega T_{пр} > \Delta$ резко уменьшаются их выходная мощность и КПД.

Этот недостаток удается преодолеть в приборах второй группы, к которой относятся большинство СВЧ электровакуумных приборов. Увеличение $T_{пр}$ позволяет существенно повысить их выходную мощность по сравнению с полупроводниковыми. Из последних ко второй группе пока можно отнести только диод Ганна в режиме ОНОЗ (см. § 4.4), позволяющий при решении проблемы отвода тепла существенно повысить выходную мощность. Определенные перспективы в этом направлении открывает также применение многослойных полупроводниковых структур [1.4].

**Условия синхронизма и фазировки.** Процессы усиления и генерации СВЧ колебаний сопровождаются двумя характерными явлениями. Первое связано с модуляцией потока носителей заряда по скорости и по плотности (или только по плотности), что приводит к синхронному изменению этого потока и электромагнитного поля и обмену энергией между ними. В этом заключается соблюдение принципа синхронизма, означающее равенство или кратность частот колебаний потока и поля.

Однако соблюдения одного принципа синхронизма недостаточно, поскольку генерация и усиление СВЧ колебаний, сопровождающиеся передачей энергии от

потока полю, возможны только при торможении носителей заряда высокочастотным полем. Иначе говоря, перемещение носителей под воздействием высокочастотного поля должно быть противоположно их движению за счет постоянного поля. В этом и заключается сущность принципа фазировки [1.6]. Для его соблюдения необходимо иметь определенную разность фаз между векторами, характеризующими поток и СВЧ поле, или между током $i_н(t)$, наведенным во внешней цепи, и напряжением $u(t)$ на электродах прибора. При торможении носителей заряда СВЧ полем ток $i_н(t)$ уменьшается при возрастании напряжения $u(t)$ и увеличивается при его уменьшении. Из рис. 1.8,*а* видно, что сдвиг по фазе между первыми гармониками тока и напряжения близок к $\pi$.

Заметим, что отличительные особенности различных усилительных и генераторных электронных приборов заключаются в том, каким образом осуществляется модуляция потока носителей заряда по плотности или скорости, каково взаимодействие этого потока с высокочастотным полем и за счет каких факторов соблюдается выполнение условий синхронизма и фазировки.

**Эквивалентные схемы СВЧ полупроводниковых генераторов.** В биполярных и полевых транзисторах управление плотностью потока носителей заряда осуществляется за счет входного сигнала, подводимого к управляющему электроду (базе или затвору). В результате происходит взаимодействие потока носителей заряда, переносимых в приборе, с квазистационарным электромагнитным полем, сосредоточенным в электрической цепи. Эквивалентная схема выходной цепи транзисторного усилителя может быть представлена в виде, изо-

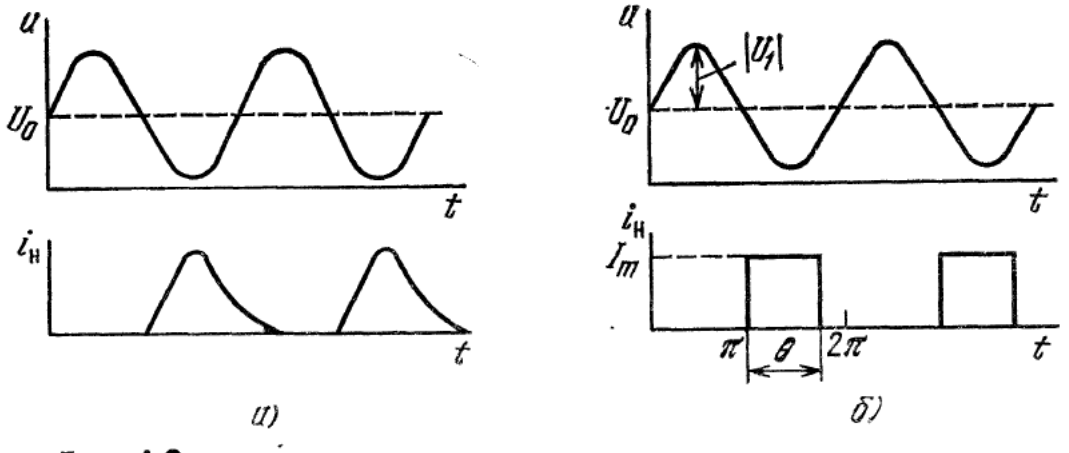



Рис. 1.8

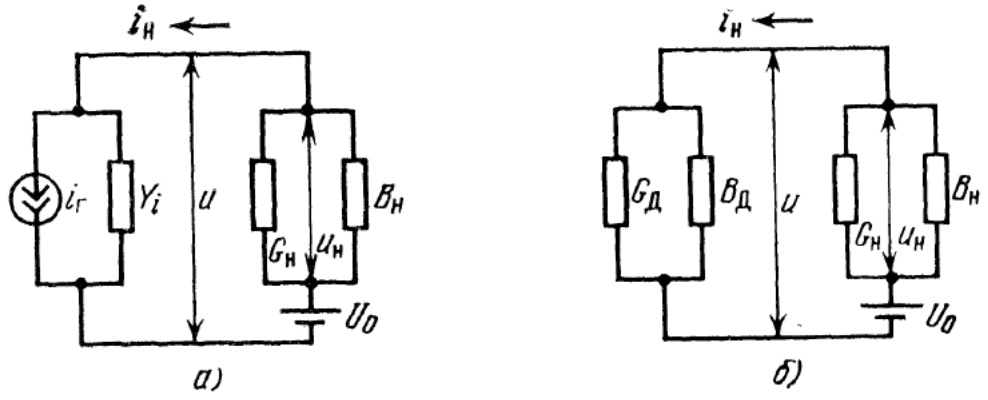



Рис. 1.9

браженном на рис. 1.9,*а*. Транзистор заменен эквивалентным генератором тока $i_г$ и внутренней проводимостью $Y_i$. Параметры $i_г$ и $Y_i$ зависят, в первую очередь, от напряжения источника питания $U_0$, а также от мощности и частоты входного сигнала. Напряжение $u(t)$ на выходе прибора и ток $i_н(t)$ во внешней цепи, соответствующие характерному режиму работы усилителя, показаны на рис. 1.8,*а*.

Введя цепь обратной связи, транзисторный усилитель можно преобразовать в генератор СВЧ колебаний. Управление потоком носителей заряда внешним сигналом, подводимым к управляющему электроду, позволяет соблюсти условие фазировки до значения частоты, определяемого соотношением $\omega T_{пр} \approx 1$. Диодный СВЧ генератор является автономной системой. Поэтому здесь условие фазировки, т. е. получение необходимого фазового сдвига между током $i_н(t)$ и напряжением $u(t)$, выполняется только благодаря свойствам самого полупроводникового прибора, обычно из-за наличия в нем соответствующего пролетного участка. Через последний движется поток носителей заряда (или домен сильного поля), вследствие чего ток $i_н(t)$ запаздывает по отношению к напряжению $u(t)$. Пример такого запаздывания изображен на рис. 1.8,*б*. Поскольку импульсу тока $i_н(t)$ соответствует минимум напряжения $u(t)$, то условие фазировки в приведенном примере соблюдается. В аналитическом виде это условие имеет вид $\omega T_{пр} \approx \pi$.

На эквивалентной схеме СВЧ диодного полупроводникового генератора (рис. 1.9,*б*) диод изображен в виде параллельного соединения эквивалентной активной и реактивной проводимостей $G_д$ и $B_д$. На обеих эквивалентных схемах — транзисторного и диодного СВЧ гене-

раторов (рис. 1.9) внешняя электрическая цепь с учетом действия нагрузки представлена в виде проводимости $Y_н(\omega)=G_н(\omega)+jB_н(\omega)$.

**Мощность взаимодействия.** До сих пор рассмотрение СВЧ полупроводниковых генераторов ограничивалось качественным описанием протекающих в них процессов. Перейдем к количественной характеристике мощности взаимодействия между потоком носителей заряда и полем. Полное использование полупроводникового прибора по мощности, как правило, имеет место при несинусоидальной форме тока и напряжения на его выходе, которые можно представить в виде ряда Фурье

$$i_н(\omega t)=I_0+\mathrm{Re}\sum_{n=1}^{\infty}\dot{I}_{нn}e^{jn\omega t}, \tag{1.14}$$

$$u(\omega t)=U_0+\mathrm{Re}\sum_{n=1}^{\infty}\dot{U}_n e^{jn\omega t}, \tag{1.15}$$

где $U_0$ — напряжение источника питания; $I_0$ — постоянная составляющая; $\dot{I}_{нn}$, $\dot{U}_n$ — комплексные амплитуды $n$-й гармоники.

Процесс взаимодействия потока носителей заряда с полем или электронного прибора с электрической цепью в установившемся режиме работы можно рассматривать по каждой гармонике сигнала. Мощность взаимодействия по 1-й гармонике

$$P_{вз1}=0{,}5\overset{*}{\dot{I}}_{н1}\dot{U}_1=\mathrm{Re}\,P_{вз1}+j\,ImP_{вз1}, \tag{1.16}$$

где $\overset{*}{\dot{I}}_{н1}$ — комплексно-сопряженная амплитуда 1-й гармоники наведенного тока внешней цепи; $\dot{U}_1$ — комплексная амплитуда 1-й гармоники напряжения на электродах прибора.

Из (1.16) видно, что активная и реактивная составляющие мощности взаимодействия

$$P_{вз\,а1}=\mathrm{Re}P_{вз1}=0{,}5|I_{н1}||U_1|\cos\varphi_1, \tag{1.17}$$

$$P_{вз\,р1}=\mathrm{Im}P_{вз1}=0{,}5|I_{н1}||U_1|\sin\varphi_1, \tag{1.18}$$

где $\varphi_1$ — фазовый угол между векторами $\overset{*}{\dot{I}}_{н1}$ и $\dot{U}_1$ (рис. 1.10).

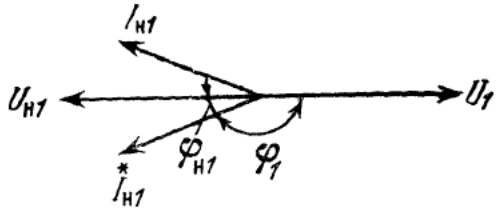



Рис. 1.10

При $P_{вз\,a1}<0$ поток носителей зарядов отдает мощность электромагнитному полю или электронный прибор — электрической цепи. При $P_{вз\,a1}>0$, наоборот, поле отдает мощность потоку и поэтому колебания в системе затухают или вообще не возникают. Неравенство $P_{вз\,a1}<0$ соблюдается при $0{,}5\pi<\varphi_1<1{,}5\pi$, т. е. при выполнении условия фазировки. Мощность 1-й гармоники сигнала, передаваемой в нагрузку $G_н$ (см. рис. 1.9),

$$P_{н1}=-P_{вз\,a1}=0{,}5|I_{н1}||U_1|\cos\varphi_{н1}, \qquad (1.19)$$

где $\varphi_{н1}=\pi-\varphi_1$ — разность фаз между векторами $\dot{I}^*_{н1}$ и $\dot{U}_{н1}$ (см. рис. 1.10).

Напряжения на приборе ($u$) и нагрузке ($u_н$) связаны соотношением $u_н=-u+U_0$ (см. рис. 1.9).

В выражении (1.16) реактивная составляющая мощности взаимодействия $P_{вз\,p1}$ характеризует обмен энергией по 1-й гармонике сигнала между потоком и полем или между электронным прибором и электрической цепью. Мощность, потребляемая электронным прибором, $P_0=I_0U_0$. С учетом данного выражения и (1.19) КПД прибора

$$\eta=-\frac{P_{вз\,a1}}{P_0}=\frac{P_{н1}}{P_0}=\frac{1}{2}\,\frac{|I_{н1}|}{I_0}\,\frac{|U_1|}{U_0}\cos\varphi_{н1}. \qquad (1.20)$$

**Максимальная мощность и нагрузочная характеристика транзисторного генератора.** Для выяснения условий передачи максимальной мощности 1-й гармоники сигнала от генератора в нагрузку необходимо знать зависимость $|I_{н1}|=\psi(|U_1|)$, определяемую расчетным или экспериментальным путем при заданной частоте сигнала. Функция $\psi$ является нелинейной, зависящей от частоты и мощности входного сигнала, напряжения $U_0$, амплитуды $|U_1|$, фазового угла $\varphi_{н1}$ и высших гармоник сигнала. Полагая $|U_2|, |U_3|, \ldots \ll |U_1|$ благодаря фильтрующим свойствам электрической цепи, последний фактор во внимание принимать не будем. С учетом сказанного (1.19) при постоянных параметрах входного сигнала и $U_0=\text{const}$ примет вид

$$P_{н1}=0{,}5|I_{н1}(|U_1|;\ \varphi_{н1})||U_1|\cos\varphi_{н1}. \qquad (1.21)$$

Определив частные производные этой функции и решив систему из трех уравнений:

$$\frac{\partial P_{н1}}{\partial |U_1|}=0, \quad \frac{\partial P_{н1}}{\partial \varphi_{н1}}=0, \quad |I_{н1}|=\psi(|U_1|;\ \varphi_{н1}), \tag{1.22}$$

найдем значения $|I_{н1}|$; $|U_1|$; $\varphi_{н1}$, соответствующие максимуму мощности $P_{н1max}$. При $\varphi_{н1}$=const из уравнения (1.21) получим

$$\frac{\partial P_{н1}}{\partial |U_1|}=\frac{1}{2}\frac{\partial |I_{н1}|}{\partial |U_1|}|U_1|\cos\varphi_{н1}+\frac{1}{2}|I_{н1}|\cos\varphi_{н1}. \tag{1.23}$$

Согласно (1.22) и (1.23) мощность максимальна при

$$\frac{|I_{н1}|}{|U_1|}=-\frac{\partial |I_{н1}|}{\partial |U_1|}, \tag{1.24}$$

где $-\frac{\partial |I_{н1}|}{\partial |U_1|}=|Y_{i\,дифф1}|$ — модуль эквивалентной внутренней дифференциальной проводимости генератора на частоте 1-й гармоники сигнала. В результате условие максимума мощности (1.24) можно записать в виде $|Y_{н1}|=|Y_{i\,дифф1}|$, где $Y_{н1}$ — проводимость нагрузки (цепи) на частоте 1-й гармоники сигнала.

При $\varphi_{н1}$=const уравнения (1.22) с учетом (1.24) примут вид

$$|I_{н1}|=|Y_{i\,дифф1}|\,|U_1|; \quad |I_{н1}|=\psi(|U_1|). \tag{1.25}$$

При графическом решении этих уравнений (рис. 1.11,*а*) точка пересечения двух кривых соответствует оптимальному режиму работы генератора, обеспечивающему получение максимального значения мощности в нагрузке:

$$P_{н1max}=0{,}5|I_{н1опт}|\,|U_{1опт}|\cos\varphi_{н1}. \tag{1.26}$$

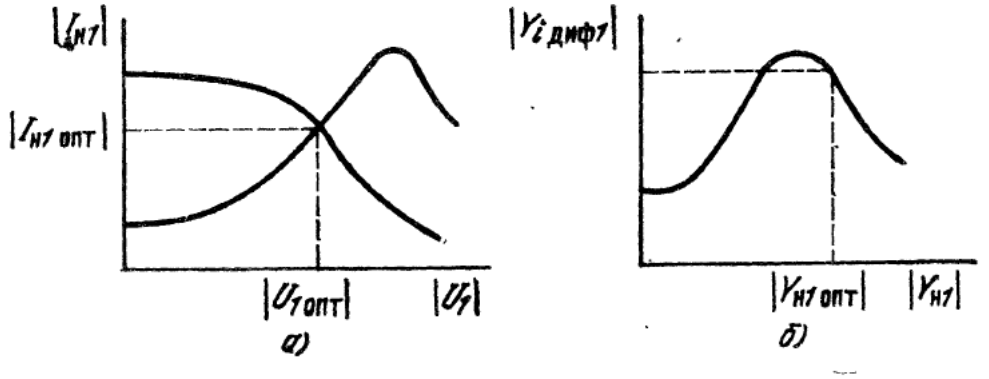



Рис. 1.11

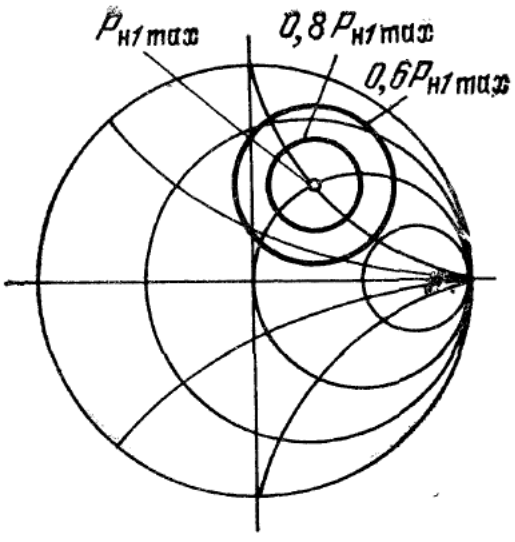



Рис. 1.12

Заметим, что $P_{н1max}$ может соответствовать фазовый угол $\varphi_{н1} \neq 0$. Для реализации оптимального режима работы генератора необходимо иметь $|Y_{н1опт}| = |I_{н1опт}| / |U_{1опт}|$.

Значение $|Y_{н1опт}|$ согласно (1.24) можно найти графически (рис. 1.11,*б*). В оптимальном режиме работы $|Y_{iдиф1}| = |Y_{н1опт}|$. При фиксированных значениях напряжения питания и мощности возбуждения управлять величиной $U_1$ в усилителе можно, только изменяя проводимость нагрузки $Y_н$. Поэтому в практических случаях для определения максимальной мощности и оптимальной проводимости нагрузки достаточно построить нагрузочные характеристики $P_{н1} = \Phi(|Y_{н1}|; \varphi_{н1})$ на круговой диаграмме сопротивлений или проводимостей (рис. 1.12).

**СВЧ генераторный диод как нелинейный двухполюсник с отрицательной активной проводимостью.** Обратимся к анализу работы СВЧ диодного генератора, эквивалентная схема которого приведена на рис. 1.9,*б*. Из-за нелинейных свойств диода проходящий через него ток $i_н(t)$ и приложенное напряжение $u(t)$ отличны от синусоидальной формы (см. рис. 1.8,*б*) и могут быть представлены в виде рядов (1.14) и (1.15). Ограничившись постоянной составляющей и 1-й гармоникой, запишем

$$i_н(t) = I_0 + I_{1A} \sin \omega t + I_{1B} \cos \omega t, \quad (1.27)$$

$$u(t) = U_0 + U_{1A} \sin \omega t + U_{1B} \cos \omega t, \quad (1.28)$$

где

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i_н(t)\, dt; \quad (1.29)$$

$$I_{1A} = \frac{2}{T} \int_0^T i_н(t) \sin \omega t\, dt; \quad (1.30)$$

$$I_{1B} = \frac{2}{T} \int_0^T i_н(t) \cos \omega t\, dt; \quad (1.31)$$

$$U_{1A}=\frac{2}{T}\int_0^T u(t)\sin\omega t\,dt. \tag{1.32}$$

$$U_{1B}=\frac{2}{T}\int_0^T u(t)\cos\omega t\,dt. \tag{1.33}$$

Согласно (1.27) и (1.28) комплексные амплитуды первых гармоник равны

$$\dot{I}_1=I_{1B}-\mathrm{j}I_{1A};\ \dot{U}_1=U_{1B}-\mathrm{j}U_{1A}. \tag{1.34}$$

Комплексная проводимость прибора по 1-й гармонике сигнала

$$\dot{Y}_1=G_1+\mathrm{j}B_1=\frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1}=\frac{I_{1B}-\mathrm{j}I_{1A}}{U_{1B}-\mathrm{j}U_{1A}}. \tag{1.35}$$

Из (1.35) следует, что активная и реактивная составляющие проводимости $Y_1$ определяются выражениями

$$G_1=\frac{I_{1A}U_{1A}+I_{1B}U_{1B}}{U^2_{1A}+U^2_{1B}}, \tag{1.36}$$

$$B_1=\frac{I_{1B}U_{1A}-I_{1A}U_{1B}}{U^2_{1A}+U^2_{1B}}. \tag{1.37}$$

Согласно (1.16), учитывая (1.34) и (1.36), находим

$$P_{\text{вз a1}}=0{,}5\,\mathrm{Re}\,(\dot{U}_1\dot{I}_1^{*})=0{,}5\,(I_{1A}U_{1A}+I_{1B}U_{1B})=0{,}5G_1|U_1|^2, \tag{1.38}$$

где $|U_1|=\sqrt{U^2_{1A}+U^2_{1B}}$ — амплитуда напряжения 1-й гармоники.

При $P_{\text{вз a1}}>0$ нелинейный двухполюсник играет роль нагрузки, потребляя энергию от внешнего источника высокочастотного сигнала. При $P_{\text{вз a1}}<0$ нелинейный двухполюсник становится генератором, отдающим энергию во внешнюю электрическую цепь. Согласно (1.38) при $P_{\text{вз a1}}>0$ активная проводимость двухполюсника — величина положительная ($G_1>0$), при $P_{\text{вз a1}}<0$ — отрицательная ($G_1<0$). Справедливы и обратные утверждения. Например, при отрицательной активной проводи-

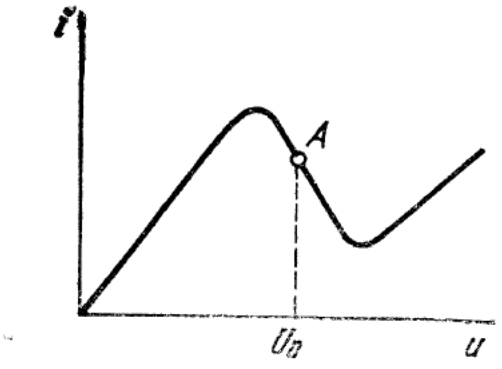



Рис. 1.13

мости двухполюсник можно рассматривать как источник энергии высокочастотного сигнала.

Возможна различная физическая трактовка понятия отрицательной активной проводимости. В первом случае статическая вольт-амперная характеристика прибора имеет падающий участок, как например, у туннельного диода (рис. 1.13). При надлежащем выборе рабочей точки $A$ на характеристике дифференциальная проводимость $g=\frac{di}{du}<0$. Во втором случае статическая вольт-амперная характеристика прибора может и не иметь падающего участка. При этом проводимость по первой гармонике $G_1<0$ только при определенной частоте сигнала из-за соответствующего фазового сдвига между током и напряжением в нелинейном двухполюснике. Например, предположим, что при синусоидальном напряжении $u=U_0+U_1\sin\omega t$ через прибор проходят импульсы тока (рис. 1.8,*б*)

$$i_{\text{н}}=\begin{cases}0 & \text{при} \quad 0\leqslant\omega t\leqslant\pi \quad \text{и} \quad \pi+\theta\leqslant\omega t\leqslant 2\pi,\\ I_m & \text{при} \quad \pi\leqslant\omega t\leqslant\pi+\theta.\end{cases} \tag{1.39}$$

Согласно (1.29)—(1.33) имеем

$I_0=I_m\theta/2\pi$; $I_{1A}=-I_m(1-\cos\theta)/\pi$;

$I_{1B}=-I_m\sin\theta/\pi$; $U_{1A}=U_1$; $U_{1B}=0$.

В результате, используя (1.36) и (1.38), получаем для активной проводимости и мощности взаимодействия на частоте 1-й гармоники сигнала

$$G_1=-\frac{I_m}{U_1}\,\frac{1-\cos\theta}{\pi}=-\frac{2I_0}{U_1}\,\frac{1-\cos\theta}{\theta}, \tag{1.40}$$

$$P_{\text{вз a1}}=-\frac{U_1I_m(1-\cos\theta)}{2\pi}=-U_1I_0\,\frac{1-\cos\theta}{\theta}. \tag{1.41}$$

Из рассмотренного примера видно, что вследствие определенного фазового сдвига между током и напряжением в нелинейном двухполюснике активная проводимость $G_1$ — величина отрицательная, что и приводит к генерации высокочастотных колебаний ($P_{\text{вз a1}}<0$). По

существу именно принцип получения требуемого фазового сдвига и лежит в основе работы ЛПД и диода Ганна.

Таким образом, СВЧ полупроводниковые усилители и генераторы могут быть приведены к двум эквивалентным схемам, показанным на рис. 1.9. Оба эти случая, несмотря на некоторое их различие, характеризуются с помощью единого понятия — мощности взаимодействия. Единым является и условие генерации СВЧ колебаний обеими схемами — оно заключается в выполнении принципа фазировки.

## ГЛАВА 2

# ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ЛИНЕЙНЫХ СВЧ ЦЕПЕЙ

### 2.1. МЕТОД АНАЛИЗА ЛИНЕЙНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВ

Теория работы СВЧ устройств базируется на двух фундаментальных понятиях: электромагнитное поле и электрическая цепь. Методы электродинамики, основанные на решении уравнений Максвелла, при определенных граничных условиях позволяют рассчитать электрическое и магнитное поле внутри замкнутого объема. При заданной тангенциальной составляющей электрического или магнитного поля на граничной поверхности объема эта задача имеет единственное решение. Рассчитав поле внутри объема, можно данный СВЧ элемент заменить некоторой моделью или эквивалентной схемой, состоящей из реактивных и активных элементов сосредоточенного типа. Такой подход к расчету СВЧ элементов называется методом эквивалентных параметров [2.1]. Однако найти эквивалентные параметры сложных СВЧ устройств этим методом весьма затруднительно. Поэтому при анализе удобнее использовать результаты теории электрических цепей, позволяющей сложное СВЧ

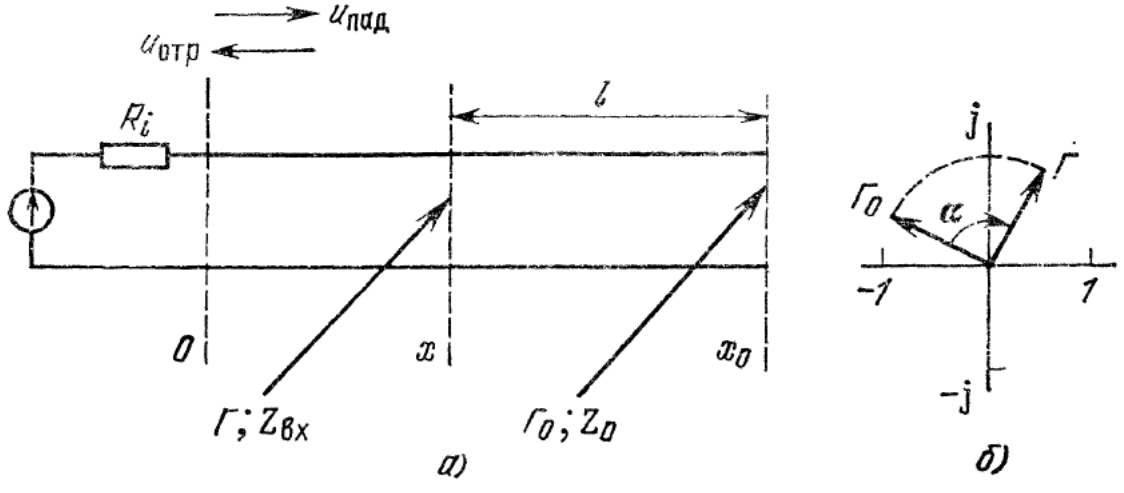



Рис. 2.1

устройство представить в виде определенного соединения простых элементов, эквивалентные параметры которых известны. Такой подход к исследованию СВЧ устройств можно использовать как при соединении только элементов пассивного типа, так и при подключении к ним активных элементов, например транзисторов, ЛПД или диодов Ганна. Проводимые далее исследования основываются на теории электрических цепей.

Различные СВЧ элементы соединяют с помощью фидерных линий, т. е. волноводов, коаксиальных, полосковых и микрополосковых линий передачи. По этим линиям энергия от одного СВЧ устройства передается другому и от передатчика — к антенне. При распространении в линии только $T$-волны процессы в ней описываются с помощью так называемых телеграфных уравнений, вытекающих из уравнений Максвелла [2.2]. Решая эти уравнения, находят комплексные амплитуды напряжения и тока в сечении $x$ линии передачи (рис. 2.1,*а*) [2.2]:

$$U(x) = U_{\text{пад0}} e^{-\gamma_0 (x-x_0)} + U_{\text{отр0}} e^{\gamma_0 (x-x_0)}, \tag{2.1}$$

$$I(x) = \frac{U_{\text{пад0}}}{\rho} e^{-\gamma_0 (x-x_0)} - \frac{U_{\text{отр 0}}}{\rho} e^{\gamma_0 (x-x_0)}, \tag{2.2}$$

где $U_{\text{пад0}}$ и $U_{\text{отр0}}$ — комплексные амплитуды напряжения падающей и отраженной волн при $x=x_0$; $\gamma_0=\alpha_0+j\beta_0$ — постоянная распространения; $\alpha_0$ — постоянная затухания; $\beta_0$ — фазовая постоянная; $\rho$ — волновое сопротивление линии.

Если пренебречь активными потерями в линии, то $\alpha_0=0$ и $\beta_0=2\pi/\lambda$, где $\lambda$ — длина волны в линии.

Согласно (2.1) в линии распространяются две волны: падающая в направлении от источника сигнала к нагрузке и отраженная — в обратном направлении. Преобразуем (2.1) и (2.2):

$$U(x) = U_{\text{пад0}} e^{-\gamma_0 (x-x_0)} [1 + \Gamma_0 e^{2\gamma_0 (x-x_0)}], \tag{2.3}$$

$$I(x) = \frac{U_{\text{пад0}}}{\rho} e^{-\gamma_0 (x-x_0)} [1 - \Gamma_0 e^{2\gamma_0 (x-x_0)}], \tag{2.4}$$

где $\Gamma_0=\dot{U}_{\text{отр0}}/\dot{U}_{\text{пад0}}$ — коэффициент отражения в сечении линии $x=x_0$ (рис. 2.1,*а*).

В произвольном сечении линии $x$

$$\Gamma = \dot{U}_{\text{отр}}/\dot{U}_{\text{пад}} = \Gamma_0 e^{2\gamma_0 (x-x_0)}. \tag{2.5}$$

При $\alpha_0=0$ и $l=x_0-x$ из (2.5) получим

$$\Gamma = \Gamma_0 e^{-j\frac{4\pi}{\lambda} l}. \tag{2.6}$$

Для любого сечения линии при отсутствии неоднородностей и потерь $|\Gamma_0|=|\Gamma|$, причем вектор $\Gamma$ повернут относительно вектора $\Gamma_0$ на угол $\alpha=4\pi l/\lambda$ (рис. 2.1,*б*). Из (2.3) и (2.4) можно найти входное сопротивление линии в сечении $x$:

$$Z = \frac{U(x)}{I(x)} = \rho \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}, \tag{2.7}$$

активная и реактивная составляющие которого

$$\operatorname{Re} Z = \rho(1-|\Gamma|^2)/|1-\Gamma|^2, \tag{2.8}$$

$$\operatorname{Im} Z = 2\rho \operatorname{Im} \Gamma/|1-\Gamma|^2. \tag{2.9}$$

Из (2.7) видно, что

$$\Gamma = (Z-\rho)/(Z+\rho). \qquad (2.10)$$

Согласно уравнениям (2.1) и (2.2) при включении в сечении линии $x_0$ нагрузки $Z_н$ получим, что при $\alpha_0=0$ входное сопротивление линии в сечении $x$

$$Z_{вх} = \frac{U(x)}{I(x)} = \rho \frac{Z_н + j\rho \operatorname{tg}(2\pi l/\lambda)}{\rho + jZ_н \operatorname{tg}(2\pi l/\lambda)}, \qquad (2.11)$$

где $\lambda$ — длина волны в линии передачи.

При расчетах в одних случаях удобнее пользоваться понятием эквивалентного входного сопротивления линии передачи $Z_{вх}$, в других — понятием коэффициента Г. Каждая волна — падающая и отраженная — характеризуется соответствующей мощностью:

$$P_{пад} = |U_{пад}|^2/2\rho, \qquad (2.12)$$

$$P_{отр} = |U_{отр}|^2/2\rho. \qquad (2.13)$$

Усредненный поток полной мощности, проходящей в любом сечении линии,

$$P_{пр} = 0{,}5\operatorname{Re}[\dot{U}(x)\overset{*}{\dot{I}}(x)]. \qquad (2.14)$$

Согласно (2.1) и (2.2) комплексные амплитуды тока и напряжения определяются следующими выражениями:

$U(x) = U_{пад} + U_{отр}$ и $I(x) = (U_{пад} - U_{отр})/\rho$.

Подставив эти соотношения в (2.14), имеем

$$P_{пр} = 0{,}5\rho \operatorname{Re}[|U_{пад}|^2 - |U_{отр}|^2 + \dot{U}_{отр}\overset{*}{\dot{U}}_{пад} - \dot{U}_{пад}\overset{*}{\dot{U}}_{отр}]. \qquad (2.15)$$

Нетрудно показать, что сумма двух последних членов в (2.15) — мнимая величина, поэтому, учитывая (2.12) и (2.13),

$$P_{пр} = 0{,}5\rho[|U_{пад}|^2 - |U_{отр}|^2] = P_{пад} - P_{отр}. \qquad (2.16)$$

Проходящая мощность при отсутствии потерь в линии равна активной передаваемой по этой линии в нагрузку: $P_{пр}=P_н$. На основании (2.5), (2.12), (2.13) и (2.16) три значения мощности связаны между собой следующими соотношениями:

$$P_{пад} = P_н/(1-|\Gamma|^2), \qquad (2.17)$$

$$P_{отр} = P_н|\Gamma|^2/(1-|\Gamma|^2) = P_{пад}|\Gamma|^2. \qquad (2.18)$$

Разнообразные типы СВЧ устройств можно описать с помощью падающих и отраженных волн, распространяющихся в подключенных к ним линиях передачи (рис. 2.2). При этом само устройство характеризуется волновой матрицей, устанавливающей связь между нормированными значениями амплитуд напряжений падающих и отраженных волн во всех линиях. Необходимость нормировки вызвана следующим обстоятельством: значения элементов матрицы, описывающей работу устройства, не должны зависить от волновых сопротивлений подводящих линий передачи. Нормированное ($U_{k\,пад\,норм}$) и ненормированное ($U_{k\,пад}$) значения амплитуд падающей волны в $k$-й линии передачи связаны следующим соотношением:

$$U_{k\,пад\,норм} = U_{k\,пад}/\sqrt{\rho_k}. \qquad (2.19)$$

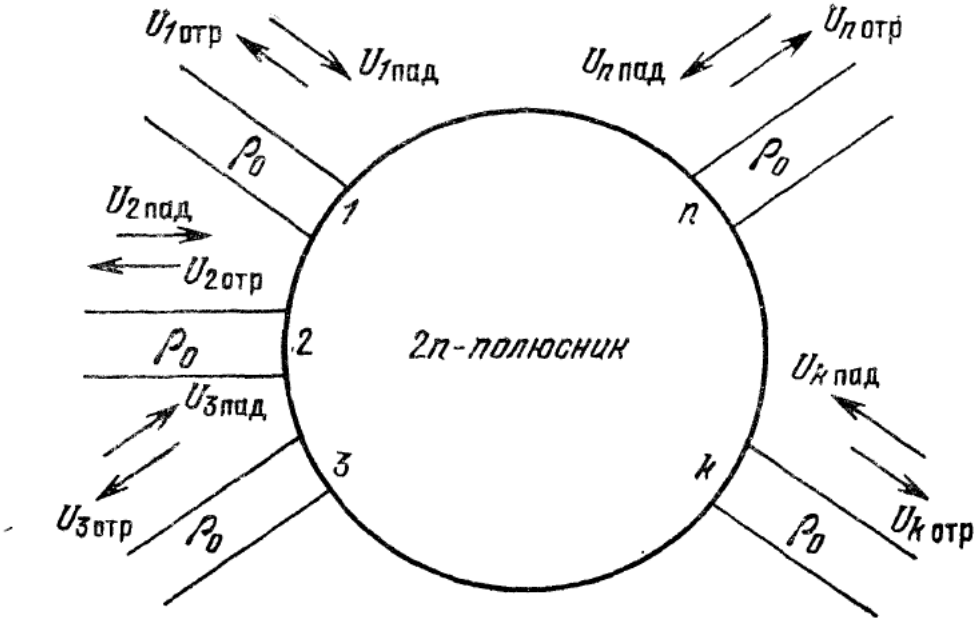



Рис. 2.2

Отсюда мощность падающей волны

$$P_{k\text{пад}} = |U_{k\text{пад}}|^2/2\rho_k = |U_{k\text{пад норм}}|^2/2. \qquad (2.20)$$

Аналогичное выражение можно записать и для комплексной амплитуды отраженной волны. При равенстве волновых сопротивлений всех подводящих внешних линий $\rho_1=\rho_2=\ldots=\rho_n=\rho_0$ необходимость в нормировке отпадает. Это обстоятельство будет использоваться и далее при описании свойств СВЧ устройств, причем будет принято $\rho_0=50$ Ом.

Известны два вида волновых матриц: рассеяния ($S$-параметры) и передачи ($T$-параметры) [2.3]. Для СВЧ устройства линейного типа $S$- и $T$-параметры не зависят от амплитуд падающих и отраженных волн и способа его соединения с другими элементами или линиями передачи, а обусловлены только структурой самого устройства. Эти параметры определяются расчетным или экспериментальным путем.

Представим СВЧ устройство в виде многополюсника, к входным и выходным полюсам которого подключено $n$ внешних линий передачи с одинаковым волновым сопротивлением $\rho_0=50$ Ом (рис. 2.2). Свойства такого многополюсника можно описать $n$ уравнениями, связывающими комплексные амплитуды падающих и отраженных волн в сечении входных и выходных полюсов СВЧ устройства:

$$\begin{aligned}
U_{1\text{отр}} &= S_{11}U_{1\text{пад}} + S_{12}U_{2\text{пад}} + \ldots + S_{1n}U_{n\text{пад}},\\
U_{2\text{отр}} &= S_{21}U_{1\text{пад}} + S_{22}U_{2\text{пад}} + \ldots + S_{2n}U_{n\text{ пад}},\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
U_{n\text{ отр}} &= S_{n1}U_{1\text{пад}} + S_{n2}U_{2\text{пад}} + \ldots + S_{n\ n}U_{n\text{ пад}},
\end{aligned} \qquad (2.21)$$

где $U_{1\text{пад}}$, $U_{2\text{пад}}$, ..., $U_{n\text{пад}}$ — комплексные амплитуды волн, входящих в многополюсник (падающие волны); $U_{1\text{отр}}$, $U_{2\text{отр}}$, ..., $U_{n\text{отр}}$ — комплексные амплитуды волн, выходящих из многополюсника (отраженные волны); $S_{ii}$ ($i=1, 2, \ldots, n$) — коэффициенты отражения по соответствующим входам многополюсника при

подключении согласованных нагрузок ко всем остальным входам; $S_{ik}$ ($i$, $k=1, 2 \ldots n$; $i \neq k$) — коэффициенты передачи амплитуд волн напряжения с $k$-й линии в $i$-ю при подключении согласованных нагрузок ко всем остальным линиям передачи.

Заметим, что при подключении к многополюснику линий с различными волновыми сопротивлениями, в уравнениях (2.21) амплитуды падающих и отраженных волн следует заменить на нормированные. Уравнения (2.21) можно представить в матричной форме (см. приложение1)

$$\begin{vmatrix} U_{1\text{отр}} \\ U_{2\text{отр}} \\ \cdots \\ U_{n\text{ отр}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} S_{11}S_{12} \ldots S_{1n} \\ S_{21}S_{22} \ldots S_{2n} \\ \cdots\cdots \\ S_{n1}S_{n2} \ldots S_{nn} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} U_{1\text{пад}} \\ U_{2\text{пад}} \\ \cdots \\ U_{n\text{ пад}} \end{vmatrix}, \tag{2.22}$$

$$[S] = \begin{vmatrix} S_{11}S_{12} \ldots S_{1n} \\ S_{21}S_{22} \ldots S_{2n} \\ \cdots\cdots \\ S_{n1}S_{n2} \ldots S_{nn} \end{vmatrix} \tag{2.23}$$

— матрица рассеяния многополюсника.

Элементы этой матрицы — $S_{ik}$ — параметры рассеяния или $S$-параметры устройства. Таким образом, согласно (2.21)—(2.23) свойства линейного СВЧ устройства — $2n$-полюсника можно описать с помощью квадратной матрицы $n$-го порядка, причем $n$ — число входов этого многополюсника. При известной матрице рассеяния (2.23) и заданных параметрах внешних источников сигнала и нагрузок, подключенных к различным входам многополюсника (рис. 2.2), с помощью системы уравнений (2.21) можно найти комплексные амплитуды падающих и отраженных волн во всех внешних линиях передачи. К этому по существу и сводится решение большинства задач по анализу работы СВЧ устройств. Кроме того, $S$-параметры позволяют непосредственно определить некоторые важные характеристики СВЧ устройства, в том числе КСВ всех входов многополюсника и рабочее затухание. Пусть к входу $k$ подключен источник сигнала, а ко всем остальным $n-1$ входам — согласованные нагрузки, вследствие чего волны напряжения $U_{1\text{пад}} = U_{2\text{пад}} = \ldots = U_{n\text{пад}} = 0$ (кроме $U_{k\text{пад}}$) (см. рис. 2.2). При этом, основываясь на уравнениях (2.21), получим: КСВ по $k$-му входу

$$K_{\text{ст}U} = (1+|S_{kk}|)/(1-|S_{kk}|), \tag{2.24}$$

рабочее затухание между $k$-м и $i$-м входами

$$b_{ik} = 10 \lg \frac{P_k}{P_i} = 20 \lg \frac{|U_{k\text{ пад}}|}{|U_{i\text{ отр}}|} = 20 \lg \frac{1}{|S_{ik}|}, \tag{2.25}$$

где $i$, $k=1, 2, \ldots, n$; $i \neq k$.

Коэффициент $b_{ik}$ показывает, какая часть мощности сигнала, подведенного к $k$-му входу многополюсника, достигает $i$-го.

Многополюсники делятся на активные (при наличии в их составе электронных приборов) и пассивные. Для пассивного многополюсника на любой действительной частоте $\omega$ справедливо нера-

венство

$$|S|^*_t[S] \leqslant [1], \tag{2.26}$$

где $[S]$ — исходная матрица рассеяния многополюсника (2.23); $[S]^*_t$ — эрмитово сопряженная матрица по отношению к матрице $[S]$; $[1]$ — единичная матрица (см. приложение 1).

Пассивный многополюсник называется обратимым или взаимным при $S_{ik}=S_{ki}$ ($i$; $k=1, 2, \ldots, n$; $i\neq k$). Он может быть симметричным при $S_{11}=S_{22}= \ldots =S_{nn}$, а при отсутствии в нем элементов с активными потерями — реактивным. Для него выражение (2.26) принимает вид $[S]^*_t[S]=[1]$, называемое условием унитарности. Справедливо и обратное утверждение: при выполнении условия унитарности многополюсник является реактивным. Перемножив матрицы (см. приложение 1) и приравняв их элементы в левой и правой частях уравнения (2.26), получим систему из $n^2$ уравнений:

$$\sum_{i=1}^{n} \overset{*}{S}_{ik}S_{ik} = 1, \quad \text{где } k = 1, 2, \ldots, n, \tag{2.27}$$

$$\sum_{i=1}^{n} \overset{*}{S}_{ip}S_{iq} = 0, \quad \text{где } p, q = 1, 2, \ldots, n; \quad p \neq q; \tag{2.28}$$

$$\sum_{i=1}^{n} S_{ip}\overset{*}{S}_{iq} = 0, \quad \text{где } p, q = 1, 2, \ldots, n; \quad p \neq q. \tag{2.29}$$

Произведение $\overset{*}{S}_{ik}S_{ik}=|S_{ik}|^2$. Уравнения (2.28) и (2.29) тождественны. Поэтому условие унитарности реактивного многополюсника сводится к системе из $n(n+1)/2$ уравнений

$$\sum_{i=1}^{n} |S_{ik}|^2 = 1, \quad \text{где } k = 1, 2, \ldots n, \tag{2.30}$$

$$\sum_{i=1}^{n} \overset{*}{S}_{ip}S_{iq} = 0, \quad \text{где } p, q = 1, 2, \ldots, n; \quad p \neq q. \tag{2.31}$$

Для многополюсника взаимного типа $S_{ik}=S_{ki}$ и поэтому уравнения (2.30) и (2.31) можно заменить на следующие:

$$\sum_{i=1}^{n} |S_{ki}|^2 = 1, \quad \text{где } k = 1, 2, \ldots, n, \tag{2.32}$$

$$\sum_{i=1}^{n} \overset{*}{S}_{pi}S_{qi} = 0, \quad \text{где } p, q = 1, 2, \ldots, n; \quad p \neq q. \tag{2.33}$$

Раскроем физический смысл уравнений (2.30). Если к $k$-му входу многополюсника подключен генератор, а ко всем остальным вхо-

дам — согласованные нагрузки, то согласно уравнениям (2.21) получим

$$|S_{kk}|^2 = \frac{|U_{k\text{отр}}|^2}{|U_{k\text{пад}}|^2} = \frac{P_{k\text{ отр}}}{P_{k\text{ пад}}} \quad \text{и} \quad |S_{ik}|^2 = \frac{|U_{i\text{отр}}|^2}{|U_{k\text{ пад}}|^2} = \frac{P_{i\text{ отр}}}{P_{k\text{пад}}},$$

где $P_{k\text{пад}}$ — мощность падающей волны в $k$-м канале; $P_{k\text{отр}}$, $P_{i\text{отр}}$ — мощности отраженных волн в $k$-м и $i$-м каналах.

Подставляя последние выражения в (2.30), имеем

$$P_{k\text{ пад}} = \sum_{i=1}^{n} P_{i\text{ отр}}.$$

Это есть уравнение баланса мощностей в реактивном многополюснике: мощность волны, подведенной к $k$-му входу, равна сумме мощности отраженной волны и мощностей волн, поступающих во все остальные линии передачи, подключенные к многополюснику.

## 2.2. ВОЛНОВАЯ МАТРИЦА РАССЕЯНИЯ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКА И ЕЕ ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА

Большую группу СВЧ многополюсных устройств составляют четырехполюсники. К их числу относятся: транзисторы, согласующие цепи, фильтры, трансформаторы и др. Поэтому как частный случай отдельно рассмотрим свойства линейного четырехполюсника с заданной матрицей $S$-параметров. Пусть волновые сопротивления подключенных к нему линий равны ($\rho_1=\rho_2=\rho$). Согласно (2.21) работа такого четырехполюсника описывается системой из двух уравнений (рис. 2.3)

$$U_{1\text{отр}} = S_{11}U_{1\text{пад}} + S_{12}U_{2\text{отр}}, \tag{2.34}$$

$$U_{2\text{пад}} = S_{21}U_{1\text{пад}} + S_{22}U_{2\text{отр}}, \tag{2.35}$$

где $S_{11}$ и $S_{22}$ — коэффициенты отражения по входу и выходу четырехполюсника при согласованных нагрузках; $S_{12}$ и $S_{21}$ — коэффициенты передачи напряжения при согласованных нагрузках.

Из этой системы можно найти $S$-параметры четырехполюсника:

$S_{11}=U_{1\text{отр}}/U_{1\text{пад}}$ при $U_{2\text{отр}}=0$ или $Z_{\text{н }0}=\rho$,

$S_{22}=U_{2\text{пад}}/U_{2\text{отр}}$ при $U_{1\text{пад}}=0$ или $Z_i=\rho$,

$S_{12}=U_{1\text{отр}}/U_{2\text{отр}}$ при $U_{1\text{пад}}=0$ или $Z_i=\rho$,

$S_{21}=U_{2\text{пад}}/U_{1\text{пад}}$ при $U_{2\text{отр}}=0$ или $Z_{\text{н }0}=\rho$,

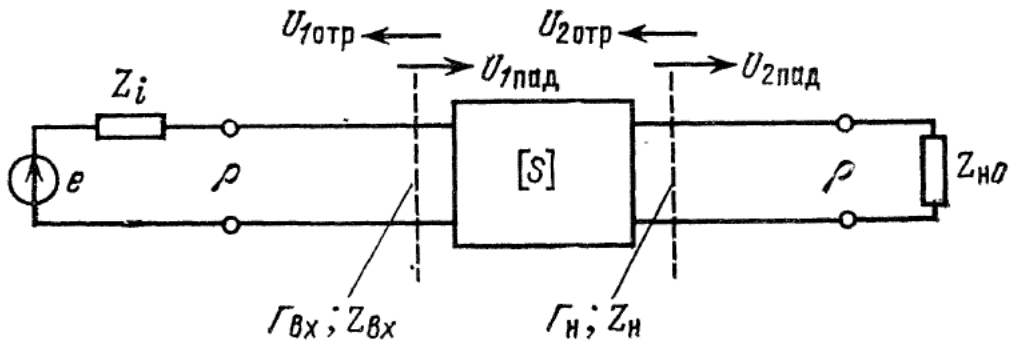



Рис. 2.3

которые в соответствии с уравнениями (2.34) и (2.35) образуют волновую матрицу рассеяния

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}. \qquad (2.36)$$

Пересчитаем нагрузку $Z_{н0}$ к выходным зажимам четырехполюсника. Полученному сопротивлению $Z_н$ соответствует коэффициент отражения $\Gamma_н = U_{2отр}/U_{2пад}$. Учитывая это сопротивление и уравнения (2.34) и (2.35), определяем коэффициент отражения на входе четырехполюсника

$$\Gamma_{вх} = \frac{U_{1отр}}{U_{1пад}} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_н}{1 - S_{22}\Gamma_н}. \qquad (2.37)$$

Четырехполюсники, как и многополюсники, делятся на активные и пассивные. В первых имеет место преобразование энергии постоянного тока в энергию высокочастотного сигнала. Транзистор является типичным примером активного четырехполюсника. Пассивный четырехполюсник на любой действительной частоте $\omega$ удовлетворяет неравенству (2.26). В развернутом виде оно принимает вид

$$\begin{bmatrix} \overset{*}{S}_{11} & \overset{*}{S}_{21} \\ \overset{*}{S}_{12} & \overset{*}{S}_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{21} \end{bmatrix} \leqslant \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \qquad (2.38)$$

Перемножив матрицы (см. приложение 1), заменим (2.38) тремя неравенствами:

$$\overset{*}{S}_{11}S_{11} + \overset{*}{S}_{21}S_{21} \leqslant 1 \quad \text{или} \quad 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad 0, \qquad (2.39)$$

$$\overset{*}{S}_{12}S_{12} + \overset{*}{S}_{22}S_{22} \leqslant 1 \quad \text{или} \quad 1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2 \geqslant 0, \qquad (2.40)$$

$$(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2) - |S_{11}\overset{*}{S}_{12} + S_{21}\overset{*}{S}_{22}|^2 \geqslant 0. \qquad (2.41)$$

Четырехполюсник, удовлетворяющий неравенствам (2.39) и (2.41) или (2.40) и (2.41), является пассивным.

Пассивные четырехполюсники подразделяются на обратимые или взаимные, симметричные, антиметричные, реактивные. Обратимым называется пассивный четырехполюсник, отвечающий правилу взаимности $S_{12}=S_{21}$, которое означает, что коэффициенты передачи падающих волн напряжения в четырехполюснике в обоих направлениях при подключении согласованных нагрузок равны. В противном случае четырехполюсник называется необратимым или невзаимным. Для симметричного обратимого четырехполюсника справедливы равенства $S_{12}=S_{21}$ и $S_{11}=S_{22}$, которые означают, что напряжение и ток во внешних цепях не зависят от направления передачи энергии через четырехполюсник. При антиметричном четырехполюснике $S_{12}=-S_{21}$ и $S_{11}=-S_{22}$.

Пассивный четырехполюсник называется реактивным при отсутствии в нем активных потерь, он подчиняется условию унитарности $[S]^*_t[S]=[1]$. При этом согласно (2.38) выражения (2.39)—(2.41) принимают вид

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1, \tag{2.42}$$

$$|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 = 1, \tag{2.43}$$

$$S_{11}\overset{*}{S}_{12} + S_{21}\overset{*}{S}_{22} = 0 \quad \text{или} \quad \overset{*}{S}_{11}S_{12} + \overset{*}{S}_{21}S_{22} = 0. \tag{2.44}$$

Уравнение (2.44) можно записать иначе:

$$|S_{11}|\,|S_{12}| = |S_{21}|\,|S_{22}|, \tag{2.45}$$

$$\varphi_{11} + \varphi_{22} = \varphi_{12} + \varphi_{21} \pm \pi. \tag{2.46}$$

Совместно решая (2.42), (2.43) и (2.45), получим $|S_{11}| = |S_{22}|$ и $|S_{12}| = |S_{21}|$. Уравнения (2.42) и (2.43) по аналогии с (2.32) отображают баланс мощностей в реактивном четырехполюснике. На основании выражений (2.42)—(2.46) можно сделать следующие выводы: реактивный четырехполюсник описывается параметрами $|S_{11}|$, $\varphi_{11}$, $\varphi_{12}$ и $\varphi_{21}$; КСВ с обоих входов равны и затухание в обоих направлениях одинаково. Для реактивного обратимого четырехполюсника ($S_{12} = S_{21}$ и поэтому $\varphi_{12} = \varphi_{21}$) число неизвестных параметров снижается до трех: $|S_{11}|$, $\varphi_{11}$ и $\varphi_{12}$. При симметричном реактивном четырехполюснике ($S_{12} = S_{21}$ и $S_{11} = S_{22}$) исходными параметрами являются $|S_{11}|$ и $\varphi_{11}$. При этом $\varphi_{12} = \varphi_{21}$, $\varphi_{11} = \varphi_{22}$ и согласно (2.44) $\varphi_{12} = \varphi_{11} \pm (\pi/2)$. Таким образом, при описании свойств реактивного четырехполюсника благодаря связи между $S$-параметрами нет необходимости определять все восемь величин (четыре значения модуля и четыре значения фаз). В зависимости от типа четырехполюсника достаточно измерить две, три или четыре величины, а остальные рассчитать на основании приведенных соотношений.

Для пассивного четырехполюсника можно составить уравнение баланса мощностей падающих и отраженных волн. Согласно рис. 2.3 с учетом (2.12) и (2.13) имеем для мощности активных потерь внутри четырехполюсника

$$P_{\text{п}} = P_{\text{вх}} - P_{\text{вых}} = (|U_{1\text{пад}}|^2 + |U_{2\text{отр}}|^2 - |U_{2\text{пад}}|^2 - |U_{1\text{отр}}|^2)/2\rho,$$

где $P_{\text{вх}}$, $P_{\text{вых}}$ — мощности волн, входящих в четырехполюсник и выходящих из него.

Для четырехполюсника с потерями $P_{\text{п}} > 0$, поскольку внутри него рассеивается часть мощности. Для реактивного четырехполюсника $P_{\text{п}} = 0$, поскольку активные потери в нем отсутствуют. Аналогичный вывод следует и из уравнений (2.42) и (2.43), полученных из условия унитарности пассивного четырехполюсника.

Во многих случаях СВЧ устройство можно представить в виде каскадно включенных четырехполюсников. Описать свойства такого устройства можно двумя способами. Первый состоит в перемножении $T$-матриц отдельных каскадов и преобразовании $T$-параметров всего устройства в $S$-параметры. Однако этот путь достаточно громоздкий и поэтому не всегда приемлем. Второй способ состоит в использовании рекуррентной формулы, составленной на основании выражения (2.37), связывающей работу двух последовательно соединенных четырехполюсников. Такой путь оказывается весьма продуктивным при расчете СВЧ устройства с помощью ЭВМ.

$S$-параметры четырехполюсника во многих случаях определяют экспериментально [2.2]. В связи с этим рассмотрим одну из возможных схем измерения $S$-параметров, приведенную на рис. 2.4,*а*. Она включает четыре направленных ответвителя, с помощью которых

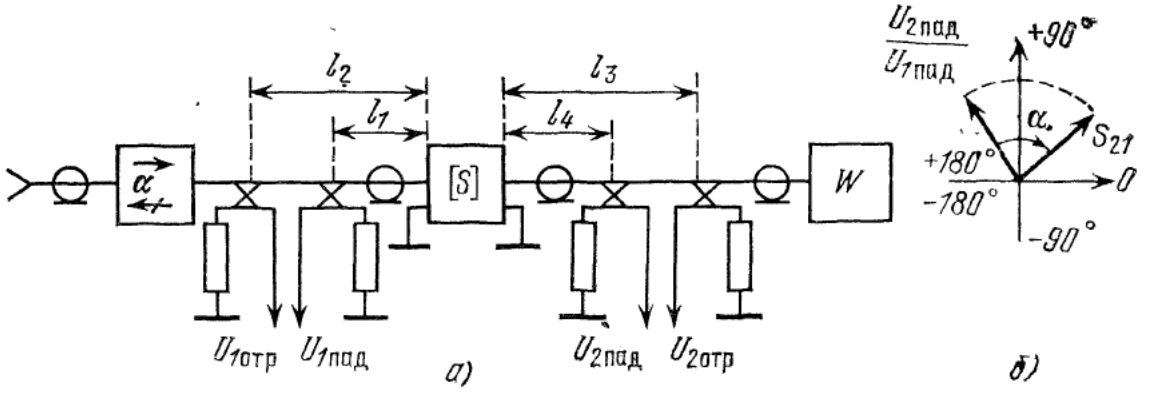



Рис. 2.4

векторным вольтметром измеряют амплитуды и фазы падающей и отраженной волн во входной и выходной линиях передачи, подключенных к четырехполюснику. Модули и фазы $S$-параметров можно рассчитать по формулам

$|S_{11}| = |U_{1отр}|/|U_{1пад}|$; $\varphi_{S11} = \varphi_{1отр} - \varphi_{1пад} - 2\pi(l_1+l_2)/\lambda$;
$|S_{22}| = |U_{2пад}|/|U_{2отр}|$; $\varphi_{S22} = \varphi_{2пад} - \varphi_{2отр} - 2\pi(l_3+l_4)/\lambda$;
$|S_{12}| = |U_{1отр}|/|U_{2отр}|$; $\varphi_{S12} = \varphi_{1отр} - \varphi_{2отр} - 2\pi(l_2+l_4)\lambda$;
$|S_{21}| = |U_{2пад}|/|U_{1пад}|$; $\varphi_{S21} = \varphi_{2пад} - \varphi_{1пад} - 2\pi(l_1+l_3)/\lambda$

либо определить графически (рис. 2.4,*б*).

## 2.3. ПЕРЕДАЧА МОЩНОСТИ ОТ ГЕНЕРАТОРА В НАГРУЗКУ

Важной характеристикой различных СВЧ устройств является функция, описывающая передачу в них мощности сигнала с входа на выход или от источника сигнала (генератора) в нагрузку. Представляя СВЧ устройство в виде пассивного четырехполюсника для общей схемы передачи мощности (рис. 2.5,*а*), можно записать уравнение баланса мощностей

$$P_{1пад} = P_{1отр} + P_{п} + P_{н}, \qquad (2.47)$$

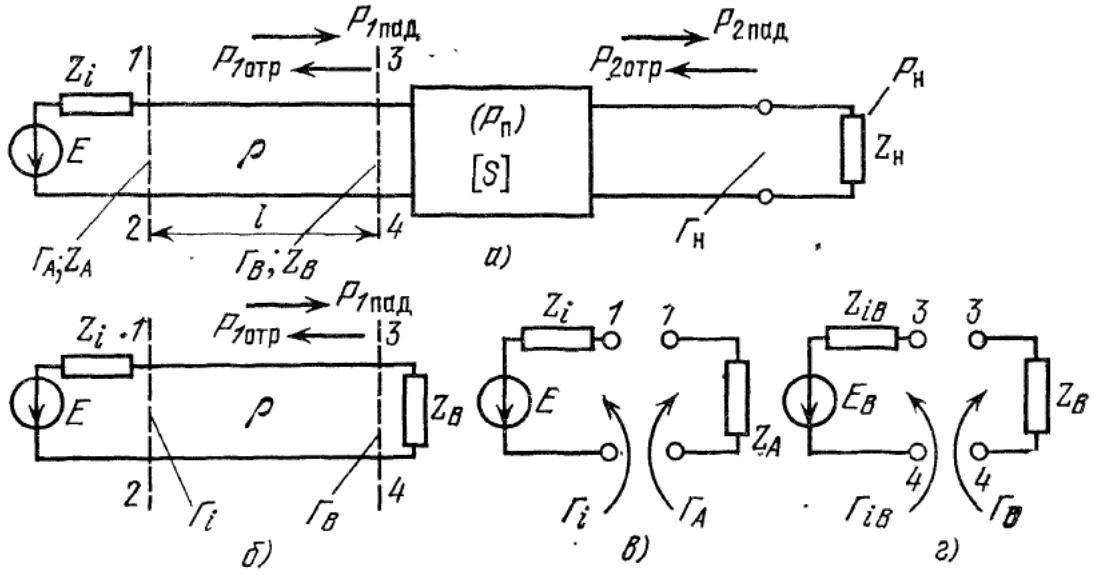



Рис. 2.5

где $P_{1\text{пад}}$, $P_{1\text{отр}}$ — мощности падающей и отраженной волн во входной линии передачи; $P_{\text{п}}$, $P_{\text{н}}$ — активные мощности, рассеиваемая в четырехполюснике за счет сопротивления активных потерь и передаваемая в нагрузку $Z_{\text{н}}$.

При внутреннем сопротивлении источника возбуждения $Z_i = R_i = \rho$ мощность $P_{1\text{пад}} = P_{\text{г ном}}$, где $P_{\text{г ном}} = E^2/8R_i$ — номинальная мощность источника возбуждения. Заменим в (2.47) $P_{1\text{пад}}$ на $P_{\text{г ном}}$; в результате

$$1 = |\Gamma_B|^2 + K_{PB}, \tag{2.48}$$

где $|\Gamma_B|^2 = P_{1\text{отр}}/P_{\text{г ном}}$ — квадрат модуля коэффициента отражения на входе цепи (см. рис. 2.5,*а*), $K_{PB} = (P_{\text{п}} + P_{\text{н}})/P_{\text{г ном}}$ — коэффициент передачи мощности от генератора в четырехполюсник с нагрузкой.

Коэффициент передачи мощности от генератора в нагрузку

$$K_{P\text{н}} = P_{\text{н}}/P_{\text{г ном}} = K_{PB}K_{PR}, \tag{2.49}$$

где $K_{PR} = P_{\text{н}}/(P_{\text{п}} + P_{\text{н}})$ — коэффициент передачи мощности, учитывающий активные потери в цепи.

Выражение (2.49) можно записать иначе:

$$B_{\text{н}} = B_B B_R, \tag{2.50}$$

где $B_{\text{н}} = 1/K_{P\text{н}} = P_{\text{г ном}}/P_{\text{н}}$ — затухание цепи; $B_B = 1/K_{PB} = 1/(1 - |\Gamma_B|^2) = P_{\text{г ном}}/(P_{\text{п}} + P_{\text{н}})$, $B_R = 1/K_{PR} = (P_{\text{п}} + P_{\text{н}})/P_{\text{п}}$ — затухания, определяемые отражением сигнала от входа четырехполюсника и активными потерями в четырехполюснике.

Выражая затухание в децибелах, согласно (2.50) получаем

$$b_{\text{н}} = b_B + b_R, \tag{2.51}$$

где $b_{\text{н}} = 10 \lg B_{\text{н}}$; $b_B = 10 \lg B_B$; $b_R = 10 \lg B_R$.

Выразим коэффициент передачи мощности $K_{PB}$ через коэффициенты отражения нагрузки ($\Gamma_{\text{н}}$) и источника возбуждения ($\Gamma_i$). Для этого преобразуем схему на рис. 2.5,*а* к виду, изображенному на рис. 2.5,*б*, а затем — на рис. 2.5,*в*, где $Z_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки четырехполюсника; $Z_B$ — его входное сопротивление; $Z_A$ — эквивалентное сопротивление нагрузки $Z_B$, пересчитанной согласно (2.11) к входу источника возбуждения. Коэффициент отражения $\Gamma_A = \Gamma_B e^{-j(4\pi l/\lambda)}$, где $l$ — длина линии, соединяющей источник сигнала с четырехполюсником. По существу к схеме на рис. 2.5,*а* могут быть приведены самые разнообразные устройства, если под $Z_i$ понимать выходное сопротивление некоторого каскада, а под $Z_B$ входное сопротивление включенной за ним цепи. Для определения коэффициента передачи мощности запишем выражения, связывающие комплексные сопротивления $Z_A$ и $Z_i$ с коэффициентами отражения $\Gamma_A$ и $\Gamma_i$. Согласно (2.7) имеем

$$Z_A = \rho \frac{1 + \Gamma_A}{1 - \Gamma_A} \quad \text{и} \quad Z_i = \rho \frac{1 + \Gamma_i}{1 - \Gamma_i},$$

откуда

$$|Z_A + Z_i| = 4\rho^2 \frac{|1 - \Gamma_A\Gamma_i|^2}{|(1 - \Gamma_A)(1 - \Gamma_i)|^2}. \tag{2.52}$$

В соответствие с (2.8) активные сопротивления

$$\mathrm{Re}\,(Z_A)=\rho\,\frac{1-|\Gamma_A|^2}{|1-\Gamma_A|^2}\quad\text{и}\quad \mathrm{Re}\,Z_i=\rho\,\frac{1-|\Gamma_i|^2}{|1-\Gamma_i|^2}. \tag{2.53}$$

Максимальная активная мощность, передаваемая в нагрузку, есть номинальная мощность источника возбуждения (генератора) $P_{\text{г ном}}$. Учитывая выражения (2.52) и (2.53), получаем

$$P_{\text{г ном}}=\frac{E^2}{8\,\mathrm{Re}\,Z_i}=\frac{E^2}{8\rho}\,\frac{|1-\Gamma_i|^2}{1-|\Gamma_i|^2}. \tag{2.54}$$

В нагрузку $Z_A$ передается активная мощность, равная

$$P_{\text{н}A}=\frac{E^2\,\mathrm{Re}\,(Z_A)}{2\,|Z_i+Z_A|^2}=\frac{E^2}{8\rho}\,\frac{(1-|\Gamma_A|^2)\,|1-\Gamma_i|^2}{|1-\Gamma_A\Gamma_i|^2}. \tag{2.55}$$

В фидере без потерь эта мощность полностью передается в нагрузку $Z_B$. В противном случае часть ее рассеивается в фидере. Коэффициент передачи мощности от генератора в нагрузку найдем, поделив (2.55) на (2.54):

$$K_{PA}=\frac{P_{\text{н}A}}{P_{\text{г ном}}}=\frac{4\,\mathrm{Re}\,(Z_i)\,\mathrm{Re}\,(Z_A)}{|Z_i+Z_A|^2}=\frac{(1-|\Gamma_i|^2)\,(1-|\Gamma_A|^2)}{|1-\Gamma_A\Gamma_i|^2}=$$

$$=\frac{(1-|\Gamma_i|^2)\,(1-|\Gamma_B|^2)}{1-2\,|\Gamma_i\Gamma_B|\cos\varphi+|\Gamma_i\Gamma_B|^2}, \tag{2.56}$$

где $\Gamma_i=|\Gamma_i|\,e^{j\varphi_i}$; (2.57)

$$\Gamma_A=\Gamma_B e^{-j\,4\pi l/\lambda}=|\Gamma_B|\,e^{j\,(\varphi_B-4\pi l/\lambda)}; \tag{2.58}$$

$l$ — длина фидерной линии; $\varphi=\varphi_i+\varphi_B-(4\pi l/\lambda)$ — фазовый сдвиг сигнала в схеме на рис. 2.5,*б*.

Пересчитав ЭДС $E$ с сопротивлением $Z_i$ к точкам *3*, *4* линии, можно преобразовать схему на рис. 2.5,*б* в схему на рис. 2.5,*г*, для которой

$$K_{PB}=\frac{P_{\text{н}B}}{P_{\text{г ном}}}=\frac{(1-|\Gamma_{iB}|^2)\,(1-|\Gamma_B|^2)}{|1-\Gamma_B\Gamma_{iB}|^2}. \tag{2.59}$$

Нетрудно показать, что $K_{PB}=K_{PA}K_{P\text{ф}}$, где $K_{P\text{ф}}=e^{-2\alpha_0 l}$ — коэффициент передачи мощности в фидере [см. (2.2)]. Пренебрегая потерями в фидере, получаем $K_{P\text{ф}}=1$ и $K_{PB}=K_{PA}$. Согласно (2.49) и (2.59) коэффициент передачи мощности от генератора в нагрузку $Z_{\text{н}}$ (см. рис. 2.5,*а*)

$$K_{P\text{н}}=\frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{г ном}}}=K_{PB}K_{PR}=\frac{(1-|\Gamma_{iB}|^2)\,(1-|\Gamma_B|^2)}{|1-\Gamma_B\Gamma_i|^2}\,K_{PR}. \tag{2.60}$$

Коэффициент $K_{PR}$, учитывающий активные потери в четырехполюснике, обусловлен структурой цепи и параметрами входящих в нее элементов. Для его определения необходимо с помощью экви-

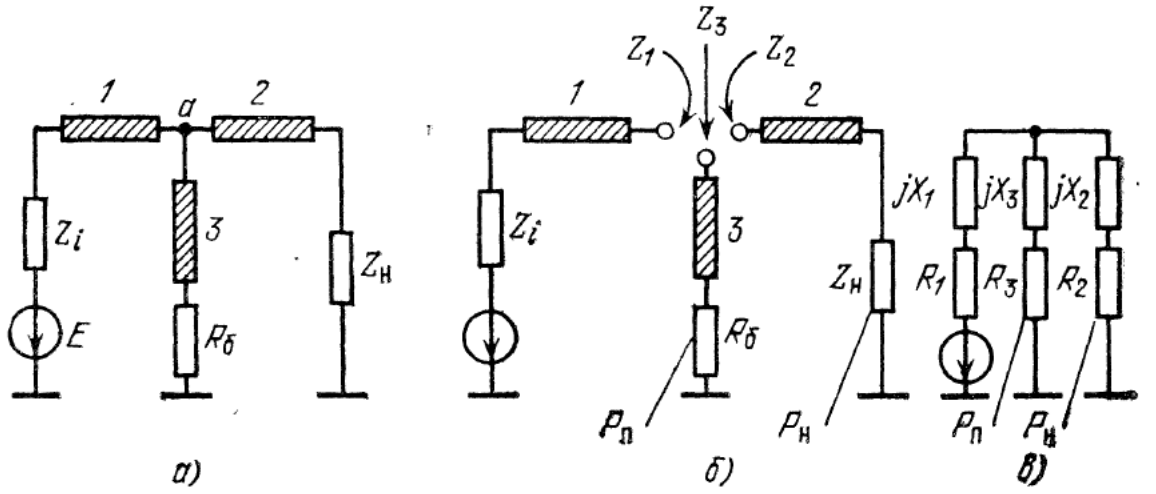



Рис. 2.6

валентных преобразований привести четырехполюсник к параллельной или последовательной схеме замещения. Покажем это на конкретном примере. Пусть четырехполюсник состоит из трех полосковых линий передачи (*1*, *2*, *3*) и балластного сопротивления $R_б$ (рис. 2.6,*а*). Внутри четырехполюсника мощность $P_п$ поглощается сопротивлением $R_б$. Разорвем схему в точке *а* и рассчитаем эквивалентные комплексные сопротивления $Z_1=R_1+jX_1$, $Z_2=R_2+jX_2$, $Z_3=R_3+jX_3$ соответственно со стороны линии *1*, *2*, *3* (рис. 2.6,*б*), что позволит заменить схему на рис. 2.6,*а* эквивалентной (рис. 2.6,*в*), для которой

$$K_{PR}=\frac{P_н}{P_н+P_п}=\frac{P_2}{P_2+P_з}=1\Big/\left(1+\frac{R_з}{R_2}\,\frac{|Z_2|^2}{|Z_з|^2}\right). \qquad (2.61)$$

Аналогично можно рассчитать величину $K_{PR}$ и в других схемах, в которых сопротивление потерь является элементом сосредоточенного типа. Проведенный анализ касался вопроса передачи активной мощности $P_н$ в нагрузку. Помимо нее при решении различных задач следует определять мощность падающей волны $P_{2пад}$ в выходной линии передачи при известной мощности падающей волны $P_{1пад}$ во входной линии. Согласно уравнениям четырехполюсника (2.34) и (2.35) отношение этих мощностей в схеме на рис. 2.5,*а*

$$H=\frac{P_{2пад}}{P_{1пад}}=\frac{|\Gamma_B-S_{11}|^2}{|S_{12}\Gamma_н|^2}=\frac{|S_{21}|^2}{|1-S_{22}\Gamma_н|^2}. \qquad (2.62)$$

Выражения (2.62) справедливы как для активного, так и для пассивного четырехполюсников. Для последнего можно получить также еще одно соотношение. Запишем уравнения для мощностей, поглощаемой на входе $P_{вх}=P_н+P_п$ и передаваемой в нагрузку $P_н$:

$$P_{вх}=P_{1пад}(1-|\Gamma_в|^2);\ P_н=P_{2пад}(1-|\Gamma_н|^2);\ P_н=P_{вх}K_{PR}. \qquad (2.63)$$

Совместно решая их, получаем

$$H=\frac{1-|\Gamma_н|^2}{1-|\Gamma_B|^2}K_{PR}. \qquad (2.64)$$

В реактивном четырехполюснике $K_{PR}=1$. Согласно (2.64) для вычисления величины $H$ следует знать только три параметра: коэф-

фициент отражения на входе цепи, коэффициент отражения нагрузки и коэффициент $K_{PR}$. $S$-параметры четырехполюсника при этом определять не требуется, что существенно упрощает решение многих задач. Соотношение (2.64) при реактивном четырехполюснике ($K_{PR}=1$) можно получить и из уравнений (2.34) и (2.35), учитывая (2.42)—(2.44). Далее для описания свойств активного четырехполюсника будем пользоваться выражением (2.62), пассивного — (2.64).

Найдем мощность падающей волны, распространяющейся в фидерной линии, соединяющей генератор с нагрузкой (рис. 2.5,*б*). Введем коэффициент, равный отношению мощности падающей волны к номинальной мощности генератора. С учетом (2.56) и (2.17) получим

$$K_{\text{пад}}=\frac{P_{\text{пад}}}{P_{\text{г ном}}}=\frac{1-|\Gamma_i|^2}{|1-\Gamma_A\Gamma_i|^2}. \qquad (2.65)$$

Согласно (2.12) и (2.65) модуль амплитуды падающей волны, распространяющейся в фидерной линии без потерь:

$$|U_{\text{пад}}|=\sqrt{2\rho P_{\text{г ном}}}\sqrt{\frac{1-|\Gamma_i|^2}{|1-\Gamma_A\Gamma_i|^2}}. \qquad (2.66)$$

Рассмотрим два частных случая передачи мощности по фидерной линии от генератора в нагрузку.

Примем, что $\Gamma_A=\overset{*}{\Gamma}_i$ — комплексно-сопряженные величины. При этом $\Gamma_A\Gamma_i=|\Gamma_A|^2$. Согласно (2.56) и (2.65) $K_{P\,A}=1$, $K_{\text{пад}}=1/(1-|\Gamma_A|^2)$. Соотношение $\Gamma_A=\overset{*}{\Gamma}_i$ распадается на два: равенство модулей $|\Gamma_A|=|\Gamma_i|$ и баланс фаз $\varphi=2\pi n$ [2.6]. При выполнении обоих соотношений обеспечивается оптимальное согласование нагрузки с источником возбуждения, т. е. полная передача номинальной мощности генератора в нагрузку. При этом мощности падающей $P_{\text{пад}}=P_{\text{г ном}}/(1-|\Gamma_A|^2)$ и отраженной $P_{\text{отр}}=P_{\text{г ном}}\times\times|\Gamma_A|^2/(1-|\Gamma_A|^2)$ волн могут неограниченно возрастать при $|\Gamma_A|\longrightarrow 1$ (в действительности их рост замедляется из-за потерь в линии), что следует учитывать при выборе типа фидерной линии. Наряду с этим

$$P_{\text{пад}}-P_{\text{отр}}=P_{\text{н}}=P_{\text{г ном}}=\text{const}.$$

Рассмотрим второй случай, когда $Z_i=R_i$, $Z_A=R_{\text{н}}$ и $l=\lambda/4$. При этом

$$\Gamma_A=\frac{R_{\text{н}}-\rho}{R_{\text{н}}+\rho}e^{-j\pi}=-\frac{R_{\text{н}}-\rho}{R_{\text{н}}+\rho};\quad \Gamma_i=\frac{R_i-\rho}{R_i+\rho}.$$

Подставив эти выражения в (2.56), получим

$$K_{P\,A}=4R_{\text{н}}R_i\rho^2/(R_{\text{н}}R_i+\rho^2)^2. \qquad (2.67)$$

При $R_{\text{н}}R_i=\rho^2$ или $\Gamma_A=\overset{*}{\Gamma}_i$ коэффициент $K_{P\,A}=1$, что означает полную передачу мощности от генератора в нагрузку.

## 2.4. СОГЛАСУЮЩИЕ СВЧ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

Функция согласования, свойственная самым различным типам электрических цепей, носит наиболее универсальный характер и сводится к трансформации одного значения сопротивления в другое.




Рис. 2.7

Например, в рассмотренном примере передачи мощности от генератора в нагрузку (см. § 2.3) согласование состоит в трансформации сопротивления $Z_н$ в сопротивление $Z_A = \overset{*}{Z}_i$. В одних случаях следует согласовать входные сопротивления двух сочленяющихся СВЧ устройств, в других входное и выходное сопротивления электронного прибора соответственно с источником возбуждения и нагрузкой. Согласующее устройство представляет собой реактивный четырехполюсник (рис. 2.5,*а*), потери в котором обусловлены отражением сигнала со стороны входа (см. § 2.2). Поэтому уравнения баланса мощностей (2.47) и (2.48) принимают вид

$$P_{г\,ном} = P_{1отр} + P_н, \tag{2.68}$$

$$1 = |\Gamma_B|^2 + K_{Pн}. \tag{2.69}$$

Из (2.69) получим

$$|\Gamma_B|^2 = 1 - K_{Pн} = (B_н - 1)/B_н, \tag{2.70}$$

где $B_н = P_{г\,ном}/P_н$ — рабочее затухание (см. § 2.3).

Таким образом, работу согласующего устройства — реактивного четырехполюсника можно определить одним из трех параметров $|\Gamma_B|$, $K_{Pн}$ или $B_н$, которые связаны между собой отношением (2.70). Для оптимального согласования двух устройств, т. е. для полной передачи номинальной мощности от генератора в нагрузку, необходимо выполнить следующие адекватные условия:

$$Z_B = \overset{*}{Z}_{iB}; \quad \Gamma_B = \overset{*}{\Gamma}_{iB}; \quad K_{Pн} = 1; \quad B_н = 1; \quad |\Gamma_B| = 0. \tag{2.71}$$

Согласно (2.71) полные сопротивления и коэффициенты отражения согласуемых устройств должны быть комплексно-сопряженными.

Возможны самые разнообразные варианты СВЧ согласующих устройств Некоторые из них составлены из отрезков фидерных линий: ступенчатые переходы с монотонным (рис. 2.7,*а*) и немонотонным (рис. 2.7,*б*) характером изменения волнового сопротивления; плавный переход (рис. 2.7,*в*); ступенчатый переход со шлейфами (рис. 2.7,*г*). В одних случаях согласование следует произвести в сравнительно узкой полосе частот (не более нескольких процентов от средней частоты), в других — в широкой. В соответствии с этим согласующие устройства называются узко- или широкополосными. Проектирование согласующих устройств основывается на теории синтеза электрических цепей.

**Коэффициент отражения на входе реактивного четырехполюсника.** Согласно условию (2.71) с помощью реактивного четырехполюсника следует обеспечить определенное значение коэффициента отражения $\Gamma_B$ на его входе при заданном коэффициенте отражения на-

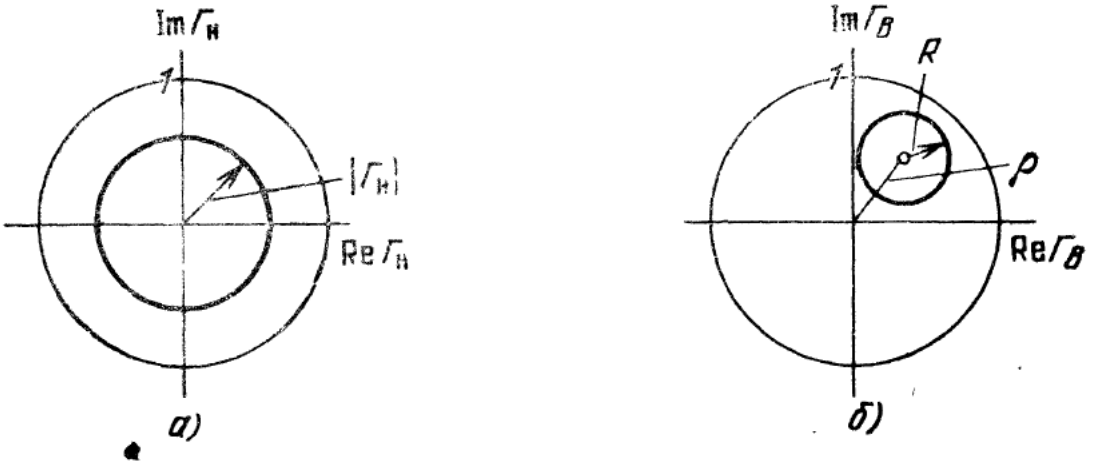



Рис. 2.8

грузки $\Gamma_н$ (см. рис. 2.5,*а*). В связи с этим найдем зависимость $\Gamma_В$ от $\Gamma_н$ и параметров согласующего устройства. Согласно (2.37)

$$\Gamma_В = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_н}{1 - S_{22}\Gamma_н} = \frac{\Delta_S}{S_{22}} + \frac{S_{12}S_{21}}{S_{22}(1 - S_{22}\Gamma_н)}, \qquad (2.72)$$

где $\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$; $S_{11}$, $S_{12}$, $S_{21}$, $S_{22}$ — $S$-параметры согласующего устройства.

Пусть коэффициент отражения $\Gamma_н = |\Gamma_н| e^{j\varphi_н}$, где $-180° \leqslant \varphi_н \leqslant +180°$. Согласно правилу конформного отображения функций комплексной переменной [2.7] при соотношении (2.72) круг радиусом $|\Gamma_н|$ на плоскости $\Gamma_н$ (рис. 2.8,*а*) отобразится на плоскости $\Gamma_В$ кругом радиусом

$$R = \frac{|S_{12}S_{21}|\,|\Gamma_н|}{1 - |S_{22}|^2\,|\Gamma_н|^2} \qquad (2.73)$$

(рис. 2.8,*б*) с координатами центра, определяемым выражением

$$\rho = \frac{S_{11} - \Delta_S S^*_{22}\,|\Gamma_н|^2}{1 - |S_{22}|^2\,|\Gamma_н|^2}. \qquad (2.74)$$

При реактивном четырехполюснике взаимного типа согласно § 2.2 имеем $S_{12} = S_{21}$ и $|S_{11}| = |S_{22}|$. С учетом этих равенств и уравнений (2.42)—(2.44) выражения (2.73) и (2.74) примут вид

$$R = \frac{(1 - |S_{11}|^2)\,|\Gamma_н|}{1 - |S_{11}|^2\,|\Gamma_н|^2}, \qquad (2.75)$$

$$\rho = S_{11}\,\frac{1 - |\Gamma_н|^2}{1 - |S_{11}|^2\,|\Gamma_н|^2}. \qquad (2.76)$$

Таким образом, согласно (2.75) и (2.76) при согласующем устройстве в виде реактивного обратимого четырехполюсника область возможных значений $\Gamma_В$ при заданном модуле $|\Gamma_н|$ зависит только от одного параметра $S_{11}$. Максимальное и минимальное значения модуля коэффициента отражения $\Gamma_В$ с учетом (2.75) и (2.76)

равны (см. рис. 2.8,*б*)

$$|\Gamma_B|_{\max} = |\rho| + R = \frac{(1-|S_{11}|^2)|\Gamma_н| + |S_{11}|(1-|\Gamma_н|^2)}{1-|S_{11}|^2|\Gamma_н|^2}, \quad (2.77)$$

$$|\Gamma_B|_{\min} = |\rho| - R = \frac{-(1-|S_{11}|^2)|\Gamma_н| + |S_{11}|(1-|\Gamma_н|^2)}{1-|S_{11}|^2|\Gamma_н|^2}. \quad (2.78)$$

Решив уравнение (2.77) относительно $|S_{11}|$, получим

$$|S_{11}| = -\frac{p}{2} \pm \sqrt{\frac{p^2}{4} - q}, \quad (2.79)$$

где

$$p = \frac{1-|\Gamma_н|}{|\Gamma_н|(|\Gamma_B|_{\max}|\Gamma_н| - 1)};$$

$$q = \frac{|\Gamma_н| - |\Gamma_B|_{\max}}{|\Gamma_н|(|\Gamma_B|_{\max}|\Gamma_н| - 1)}.$$

Найденные выражения позволяют рассчитать требуемое значение $|S_{11}|$ согласующего устройства при заданных коэффициентах $|\Gamma_н|$ и $|\Gamma_B|_{\max}$.

**Предельные возможности согласующей цепи.** Работу устройства, включающего согласующую цепь и нагрузку (рис. 2.9,*а*), можно описать с помощью следующих величин: сопротивления нагрузки $Z_н$ или коэффициента отражения $\Gamma_н$; модуля коэффициента отражения на входе $|\Gamma_B|$ или рабочего затухания $B_н$ и коэффициента передачи по мощности $K_{Pн}$ [три последних параметра связаны соотношением (2.70)]; требуемой полосой согласования цепи $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$, где $\omega_1$ и $\omega_2$ — верхняя и нижняя частоты этой полосы.

Остановимся на параметрах $Z_н$; $|\Gamma_B|$ и $\Delta\omega$. Анализ показывает [2.9], что при двух заданных величинах (например, $Z_н$ и $\Delta\omega$) третья ($|\Gamma_B|$) строго ограничена. Предельные возможности согласующего устройства зависят от схемы цепи, определяющей нагрузку. Так, например, при нагрузке из параллельно соединенных резистора $R$ и конденсатора $C$ (рис. 2.9,*б*) или последовательно включенных катушки индуктивности $L$ и резистора $R$ (рис. 2.9,*в*) предельные возмож-

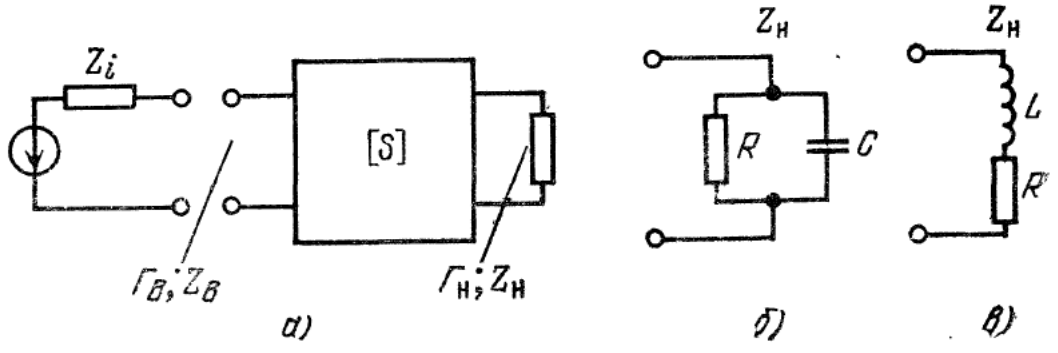



Рис. 2.9

ности согласующей цепи оцениваются соотношением [2.9]

$$\int_0^\infty \ln \frac{1}{|\Gamma_B|}\, d\omega \leqslant \frac{\pi}{\tau}, \tag{2.80}$$

где $\tau = RC$ или $\tau = L/R$ — постоянная времени нагрузки.

Пусть вне полосы согласования, т. е. при $\omega < \omega_2$ и $\omega > \omega_1$, $|\Gamma_B| = 1$. Тогда

$$\int_{\Omega_2}^1 \ln \frac{1}{|\Gamma_B|}\, d\Omega \leqslant \frac{\pi}{Q}, \tag{2.81}$$

где $\Omega = \omega/\omega_1$ — нормированная частота сигнала; $\Omega_1 = 1$, $\Omega_2 = \omega_2/\omega_1$ — нормированные верхняя и нижняя частоты полосы пропускания; $\Delta\Omega = \Delta\omega/\omega = 1 - \Omega_2$ — нормированная полоса пропускания; $Q = \omega_1 L/R$ или $Q = \omega_1 RC$ — добротность нагрузки при $\omega = \omega_1$ (или $\Omega = 1$).

Рассмотрим три случая, обусловленные требуемым законом изменения рабочего затухания внутри полосы согласования:

$B_н = \text{const}$ или $|\Gamma_в| = \sqrt{(B_н - 1)/B_н} = \text{const}$;

$B_н = 1/\Omega$ или $|\Gamma_B| = \sqrt{1 - \Omega}$;

$B_н = 1/\Omega^2$ или $|\Gamma_B| = \sqrt{1 - \Omega^2}$.

Во всех случаях вне полосы пропускания примем $B_н = \infty$ или $|\Gamma_B| = 1$. Графики функций $b_н = 10 \lg B_н = \psi(\Omega)$ представлены на

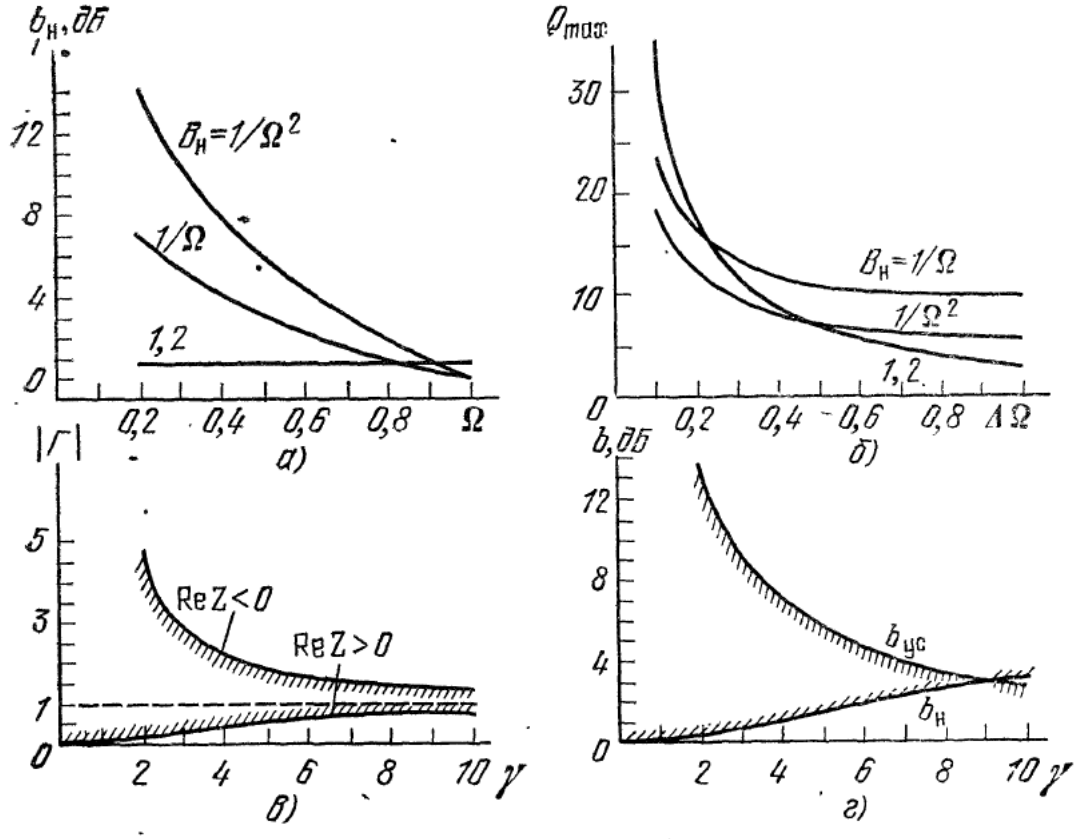



Рис. 2.10

рис. 2.10,*а*. Обозначим левую часть неравенства (2.81) через $A$. В результате интегрирования получим:

при $B_н = \text{const}$

$$A = \Delta\Omega \ln \left| \sqrt{B_н/(B_н - 1)} \right|,$$

при $B_н = 1/\Omega$

$$A = 0{,}5\Delta\Omega(1 - \ln(\Delta\Omega)),$$

при $B_н = 1/\Omega^2$.

$$A = \Delta\Omega - \ln 2 + 0{,}5(1 - \Delta\Omega)\ln[1 - (1 - \Delta\Omega)^2] + 0{,}5 \ln[(2 - \Delta\Omega)/\Delta\Omega],$$

где $\Delta\Omega = 1 - \Omega$.

Согласно неравенству (2.81) при заданной полосе пропускания нагрузка должна иметь добротность $Q \leqslant \pi/A$. В граничном случае для максимального значения получим $Q_{max} = \pi/A$ (рис. 2.10,*б*). Предельные возможности согласующей цепи можно реализовать только при бесконечном множестве составляющих ее элементов. При их конечном числе параметры согласования цепи снижаются, в частности добротность нагрузки должна быть выбрана несколько меньшей, чем это следует из рис. 2.10,*б*. При постоянном затухании цепи $B_н = \text{const}$ в полосе пропускания $\Delta\omega$ и заданной добротности нагрузки $Q$ из выражения (2.81) найдем модуль коэффициента отражения на входе цепи $|\Gamma_в|$ (рис. 2.9) и рабочее затухание:

$$|\Gamma_в| \geqslant e^{-\frac{\pi}{\gamma}}, \tag{2.82}$$

$$b_н \geqslant 10 \lg \left[ 1 \Big/ \left( 1 - e^{-\frac{2\pi}{\gamma}} \right) \right], \tag{2.83}$$

где $\gamma = Q\Delta\Omega$ — обобщенный параметр.

Графики на рис. 2.10,*в*, *г* отражают потенциальные предельные возможности согласующей цепи, к которым можно приблизиться только при ее оптимальном построении.

**Элементарные цепи согласования.** Рассмотрим три типа элементарных согласующих устройств: отрезок фидерной линии (рис. 2.11,*а*), два последовательно включенных отрезка линии (рис. 2.11,*в*) и плавный переход (рис. 2.11,*г*). Во всех трех случаях задача согласования сводится к трансформации сопротивления $Z_н = R_н + jX_н$ в сопротивление $Z_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}$.

Для одноступенчатого перехода (рис. 2.11,*а*) согласно (2.11) активная и реактивная составляющие входного сопротивления равны

$$R_{вх} = \frac{\rho_1^2 R_н (1 + \operatorname{tg}^2 \theta_1)}{(\rho_1 - X_н \operatorname{tg} \theta_1)^2 + R_н^2 \operatorname{tg}^2 \theta_1}, \tag{2.84}$$

$$X_{вн} = \frac{\rho_1 (X_н + \rho_1 \operatorname{tg} \theta_1)(\rho_1 - X_н \operatorname{tg} \theta_1) - \rho_1 R_н^2 \operatorname{tg} \theta_1}{(\rho_1 - X_н \operatorname{tg} \theta_1)^2 + R_н^2 \operatorname{tg}^2 \theta_1}, \tag{2.85}$$

где $\rho_1$ — волновое сопротивление линии одноступенчатого перехода; $\theta_1 = 2\pi l_1/\lambda_д$ — фазовый угол; $l_1$ — длина линии; $\lambda_д$ — длина волны в линии с учетом ее укорочения в диэлектрике.

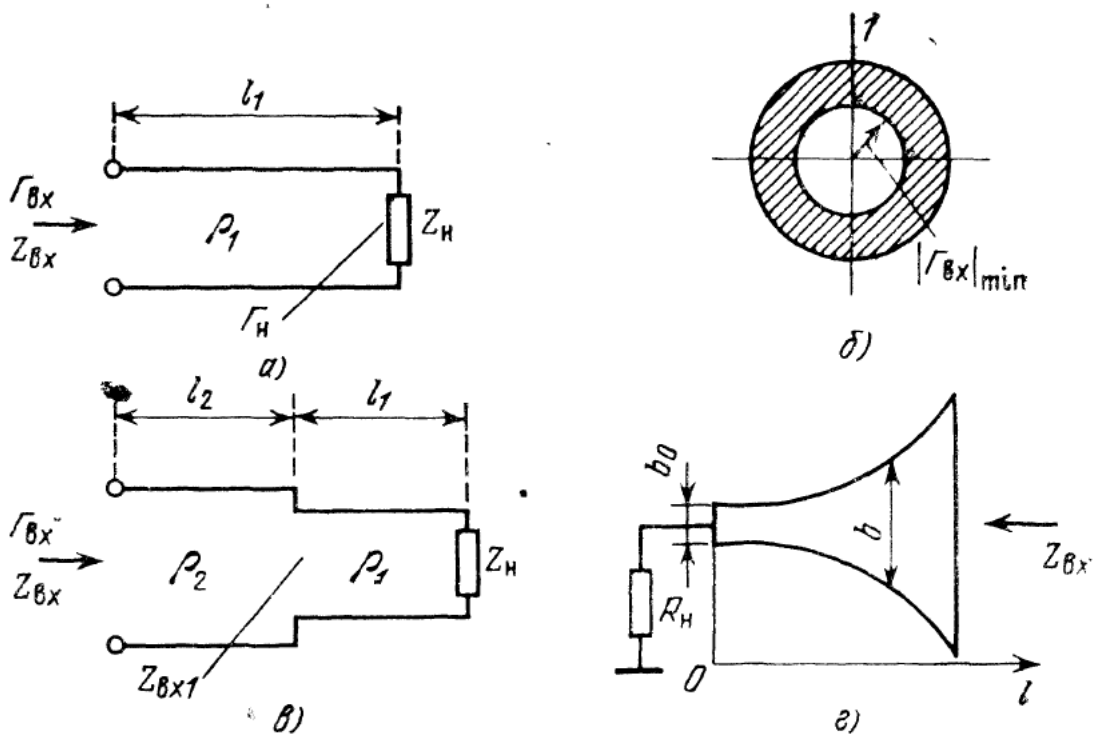



Рис. 2.11

Совместно решая уравнения (2.84) и (2.85), получаем

$$\rho_1 = \sqrt{R_{вх}R_н + \frac{R_{вх}X^2_н - R_н X^2_{вх}}{R_н - R_{вх}}}, \qquad (2.86)$$

$$\operatorname{tg}\theta_1 = \rho_1 \frac{R_{вх} - R_н}{X_н R_{вх} + X_{вх} R_н}. \qquad (2.87)$$

Из выражения (2.86) следует, что трансформация комплексного сопротивления $Z_н$ в $Z_{вх}$ возможна при выполнении условий

$$1 > \frac{R_{вх}}{R_н} > \frac{R^2_{вх} + X^2_{вх}}{R^2_н + X^2_н} \text{ или } 1 < \frac{R_{вх}}{R_н} < \frac{R^2_{вх} + X^2_{вх}}{R^2_н + X^2_н}. \qquad (2.88)$$

Для коэффициентов отражения

$$\Gamma_{вх} = \Gamma_н e^{-j2\theta_1}; \quad |\Gamma_н| = \sqrt{\frac{(R_н - \rho_1)^2 + X^2_н}{(R_н + \rho_1)^2 + X^2_н}}.$$

Минимум функции $|\Gamma_н|(\rho_1)$ соответствует условию $\rho_1 = R_н$. При этом

$$|\Gamma_н|_{min} = |\Gamma_{вх}|_{min} = 1/\sqrt{1 + 4(R_н/X_н)^2}.$$

На рис. 2.11,*б* изображена область значений коэффициента отражения $\Gamma_{вх}$ по входу согласующего устройства $1 > |\Gamma_{вх}| \geqslant |\Gamma_{вх}|_{min}$ при отношении $R_н/X_н = 1$. Только в пределах этой области лежит значение $\Gamma_{вх_*}$ при одноступенчатом переходе. Из (2.85) следует, что

для получения $X_{вх}=0$ при выбранном значении $\rho_1$

$$\operatorname{tg}\theta_1=\frac{1}{2}\left(\frac{\rho_1}{X_н}-\frac{X_н}{\rho_1}-\frac{R^2_н}{\rho_1 X_н}\right)\pm$$

$$\pm\sqrt{1+\frac{1}{4}\left(\frac{\rho_1}{X_н}-\frac{X_н}{\rho_1}-\frac{R^2_н}{\rho_1 X_н}\right)^2}. \qquad (2.89)$$

В частном случае при $\rho_1=R_н$ имеем

$$\operatorname{tg}\theta_1=-\frac{X_н}{2R_н}\pm\sqrt{1+\frac{X^2_н}{4R^2_н}}. \qquad (2.90)$$

Двухступенчатый переход объединяет два отрезка фидерной линии с разными волновыми сопротивлениями (рис. 2.11,*в*). Расчет перехода можно произвести в два этапа. Сначала по формулам (2.84) и (2.85) следует определить входное сопротивление первого отрезка $Z_{вх1}=R_{вх1}+jX_{вх1}$ при заданной нагрузке $Z_н$. Для второго отрезка линии $Z_{вх1}$ представляет собой сопротивление нагрузки. Поэтому, приняв $Z'_н=Z_{вх1}$, находят входное сопротивление $Z_{вх}$ второго отрезка линии, являющееся входным сопротивлением всего устройства в целом. Двухступенчатый переход имеет четыре переменных параметра ($l_1$, $l_2$, $\rho_1$, $\rho_2$), поэтому здесь возможно множество вариантов получения требуемого значения $Z_{вх}$ при заданной нагрузке $Z_н$. В частности, можно предложить такой план решения задачи. Приняв $X_{вх1}=0$ и задавшись значением $\rho_1$, определяют по формуле (2.89) или (2.90) длину $l_1$ и по формуле (2.84) входное сопротивление $R_{вх1}$. Затем по формулам (2.86) и (2.87) находят параметры второго отрезка двуступенчатого перехода. Следует заметить, что резкое изменение волнового сопротивления приводит к появлению на стыке двух линий так называемой ступенчатой неоднородности, которая учитывается с помощью эквивалентной емкости (см. § 3.2).

Плавным переходом (рис. 2.11,*г*) называется фидерная линия с изменяющимся по определенному закону волновым сопротивлением. Рассмотрим случай, когда волновое сопротивление такой линии изменяется по экспоненциальному закону $\rho=\rho_0 e^{-al}$, где $\rho_0$ — волновое сопротивление при $l=0$. Подключив с одного конца линии активную нагрузку $R_н=\rho_0$, найдем входное сопротивление [2.8]:

$$Z_{вх}=\rho_0 e^{-al}\left(1+\frac{a}{2}\frac{\operatorname{tg} m_1 l}{m_1}+j\frac{2\pi}{\lambda_д}\frac{\operatorname{tg} m_1 l}{m_1}\right)\Big/\left(1-\frac{a}{2}\frac{\operatorname{tg} m_1 l}{m_1}+\right.$$

$$\left.+j\frac{2\pi}{\lambda_д}\frac{\operatorname{tg} m_1 l}{m_1}\right), \qquad (2.91)$$

где $m_1=\sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda_д}\right)^2-\left(\frac{a}{2}\right)^2}$; $\lambda_д$ — длина волны с учетом ее укорочения в диэлектрике (см. § 3.2). Согласно (2.91) активная и реактивная составляющие входного сопротивления $Z_{вх}=R_{вх}+jX_{вх}$ равны

$$R_{вх}=\rho_0 e^{-a\lambda_д\frac{l}{\lambda_д}}\frac{M^2(1+Y^2)}{\left(M-\frac{a\lambda_д}{4\pi}Y\right)^2+Y^2}, \qquad (2.92)$$

$$X_{вх} = -\rho_0 e^{-a\lambda_д \frac{l}{\lambda_д}} \frac{\frac{a\lambda_д}{2\pi} Y^2}{\left(M - \frac{a\lambda_д}{4\pi} Y\right)^2 + Y^2}, \qquad (2.93)$$

где

$M = \sqrt{1 - (a\lambda_д/4\pi)^2}$;

$Y = \operatorname{tg}(2\pi M l/\lambda_д)$; $a < (4\pi/\lambda_д)$.

Графики функций (2.92) и (2.93) для нескольких значений произведения $a\lambda_д$ построены на рис. 2.12,*а* и *б* соответственно. Реактивная составляющая входного сопротивления рассматриваемой неоднородной линии может иметь только емкостный характер. При согласовании активных сопротивлений $R_н$ и $R_{вх}$ следует иметь $X_{вх} = 0$. При этом из (2.93) получим

$$= \frac{4\pi \ln K_T}{\lambda_д \sqrt{4\pi^2 + \ln^2 K_T}}; \quad l_R = \frac{\lambda_д \sqrt{4\pi^2 + \ln^2 K_T}}{4\pi}, \qquad (2.94)$$

где $K_T = R_н/R_{вх} > 1$ — коэффициент трансформации сопротивления ($R_н = \rho_0$).

При выполнении условий (2.94) в сечении $l = l_R$ волновое сопротивление $\rho = \rho_0/K_T = R_{вх}$, причем $l_R$ немного больше $0{,}5\lambda_д$.

**Согласующие цепи лестничного типа.** Эти цепи наиболее часто применяются в СВЧ широкополосных полупроводниковых устройствах (рис. 2.13). Несомненным достоинством их является возможность изготовления по пленочной технологии (см. § 3.2), доминирующей в СВЧ полупроводниковых устройствах интегрально-гибридного типа. С расширением полосы согласования (пропускания) электрической цепи количество элементов в ней необходимо увеличивать. При выбранной структуре оптимальной является цепь, имеющая требуемые характеристики при наименьшем количестве элементов. Для расчета цепи следует знать зависимость ее входного сопротивления и коэффициента отражения от параметров элементов и на-

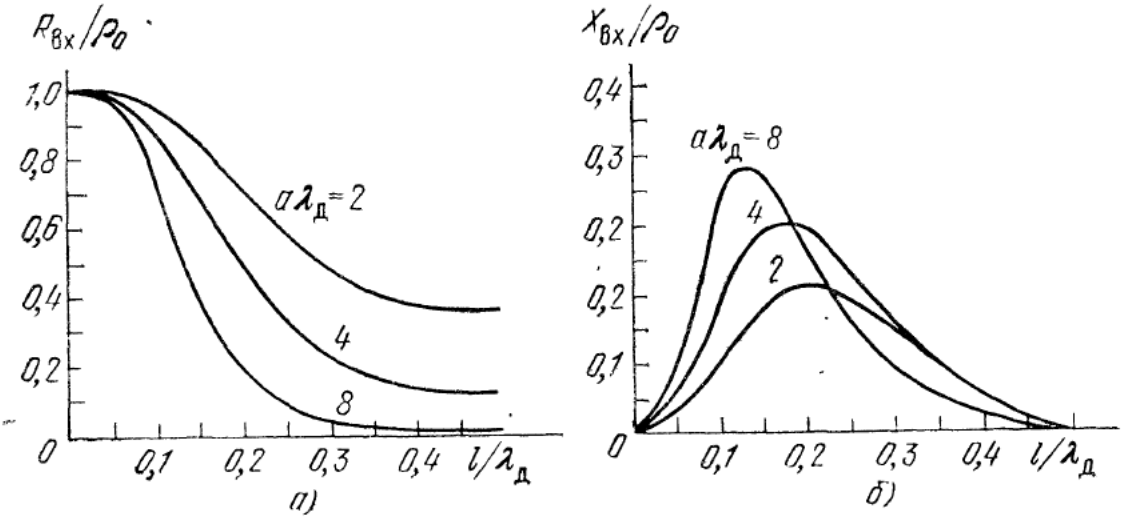



Рис. 2.12

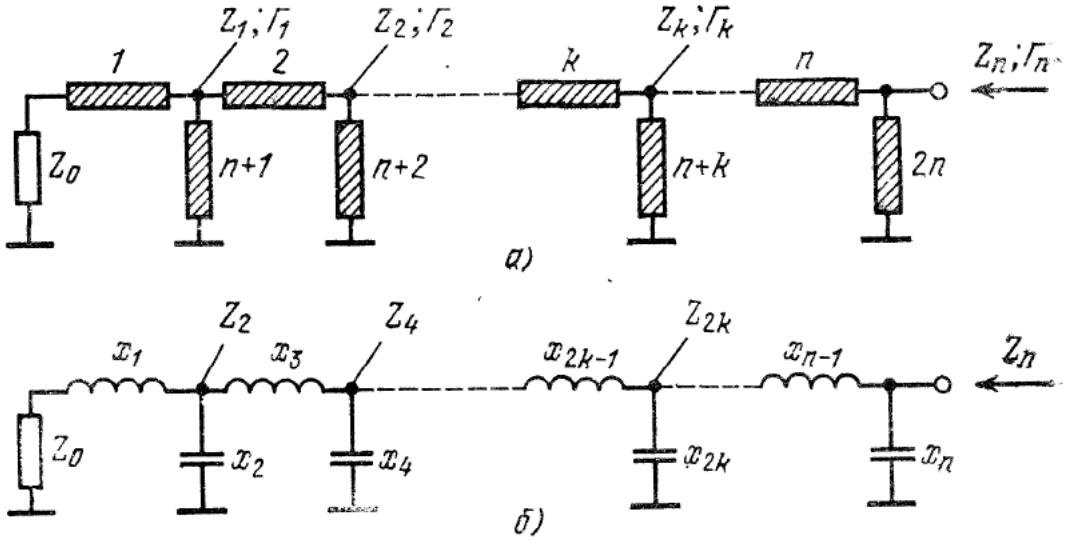



Рис. 2.13

грузки. В цепях лестничного типа эти характеристики удобно определять с помощью рекуррентных формул. Сопротивление на входе $k$-го элемента лестничной цепи, составленной из отрезков фидерных, в частности микрополосковых, линий (рис. 2.13,*а*):

$$Z_k = R_k + jX_k = \frac{a_k + jb_k}{c_k + jd_k}; \tag{2.95}$$

где

$$R_k = \frac{a_k c_k + b_k d_k}{c^2_k + d^2_k} = \frac{1 - p^2_k - q^2_k}{(1 - p_k)^2 + q^2_k}; \tag{2.96}$$

$$X_k = \frac{b_k c_k - a_k d_k}{c^2_k + d^2_k} = \frac{2q_k}{(1 - p_k)^2 + q^2_k}. \tag{2.97}$$

Коэффициент отражения на входе $k$-го элемента

$$\Gamma_k = \frac{Z_k - 1}{Z_k + 1} = p_k + jq_k, \tag{2.98}$$

где

$$p_k = \mathrm{Re}\,(\Gamma_k) = \frac{a^2_k + b^2_k - c^2_k - d^2_k}{(a_k + c_k)^2 + (b_k + d_k)^2}; \tag{2.99}$$

$$q_k = \mathrm{Im}\,(\Gamma_k) = \frac{2\,(b_k c_k - a_k d_k)}{(a_k + c_k)^2 + (b_k + d_k)^2}. \tag{2.100}$$

Модуль коэффициента отражения

$$|\Gamma_k| = \sqrt{p^2_k + q^2_k} = \sqrt{\frac{(a_k - c_k)^2 + (b_k - d_k)^2}{(a_k + c_k)^2 + (b_k + d_k)^2}}. \tag{2.101}$$

Все сопротивления, входящие в выражения (2.95)—(2.101), нормированы относительно стандартного значения волнового сопротивления линии $\rho_0 = 50$ Ом.

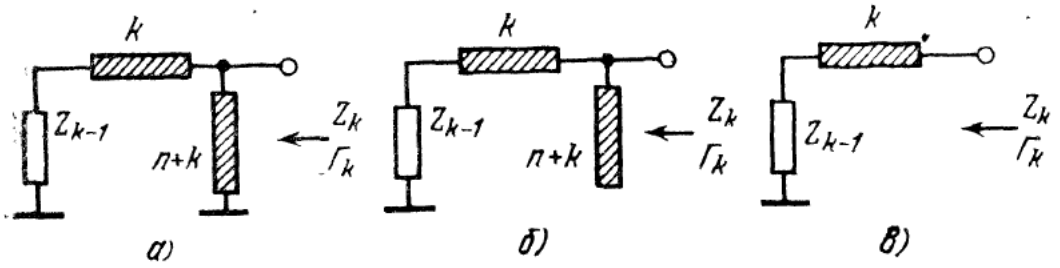



Рис. 2.14

Определим коэффициенты $a_k$, $b_k$, $c_k$, $d_k$, зависящие от структуры цепи и параметров ее элементов. Цепь состоит из $n$ последовательно включенных отрезков фидерных линий и подключенных к ним шлейфов. Первые имеют нумерацию с 1-го по $n$-й, вторые — с $(n+1)$-го по $2n$-й. В каждом $k$-м узле цепи возможен один из трех вариантов: шлейф замкнут накоротко (рис. 2.14,*а*), шлейф разомкнут (рис. 2.14,*б*) и шлейф отсутствует (рис. 2.14,*в*). В последнем случае получим ступенчатый переход. Выделим $k$-й и $(k+n)$-й элементы цепи, заменив предшествующие им элементы сопротивлением $Z_{k-1}$ (рис. 2.14). Согласно (2.11) входное сопротивление (рис. 2.14,*в*)

$$Z_k = \rho_k \frac{Z_{k-1} + j\rho_k \operatorname{tg}\theta_k}{\rho_k + jZ_{k-1}\operatorname{tg}\theta_k}, \qquad (2.102)$$

где $\theta_k = 2\pi l_k/\lambda_д = 0{,}02093 l_k F \sqrt{\varepsilon_{эф}}$; $F$ — частота в гигагерцах; $l_k$ — длина линии в миллиметрах, $\lambda_д$ — длина волны в линии; $\varepsilon_{эф}$ — эффективное значение диэлектрической проницаемости подложки (см. § 3.2).

Из (2.102) и (2.95) можно найти коэффициенты $a_k$, $b_k$, $c_k$, $d_k$ (табл. 2.1). Для двух других схем (рис. 2.14,*а*, *б*) величина $Z_k$ представляет собой сумму двух параллельно соединенных сопротивлений, одно из которых определяется выражением (2.102), дру-

Таблица 2.1

| Цепь | $a_k$ | $b_k$ | $c_k$ | $d_k$ |
|---|---|---|---|---|
| Рис. 2.14, *а*, *б* | $\rho_k\rho_{n+k}t_{n+k}\times$ $\times(X_{k-1}+$ $+\rho_k t_k)$ | $-\rho_k\rho_{n+k}\times$ $\times t_{n+k}R_{k-1}$ | $(\rho_{n+k}t_k t_{n+k}-$ $-\rho_k)R_{k-1}$ | $\rho_{n+k}t_k t_{n+k}\times$ $\times X_{k-1}-\rho_k\times$ $\times X_{k-1}+\rho_k t_k+$ $+\rho_{n+k}t_{n+k}$ |
| Рис. 2.14, *в* | $\rho_k R_{k-1}$ | $\rho_k(X_{k-1}+$ $+\rho_k t_k)$ | $\rho_k - X_{k-1}t_k$ | $R_{k-1}t_k$ |

Примечание. $t_k = \operatorname{tg}\theta_k$; $t_{n+k} = \operatorname{tg}\theta_{n+k}$ для рис. 2.14,*а* и $-\operatorname{ctg}\theta_{n+k}$ для рис. 2.14, *б*.

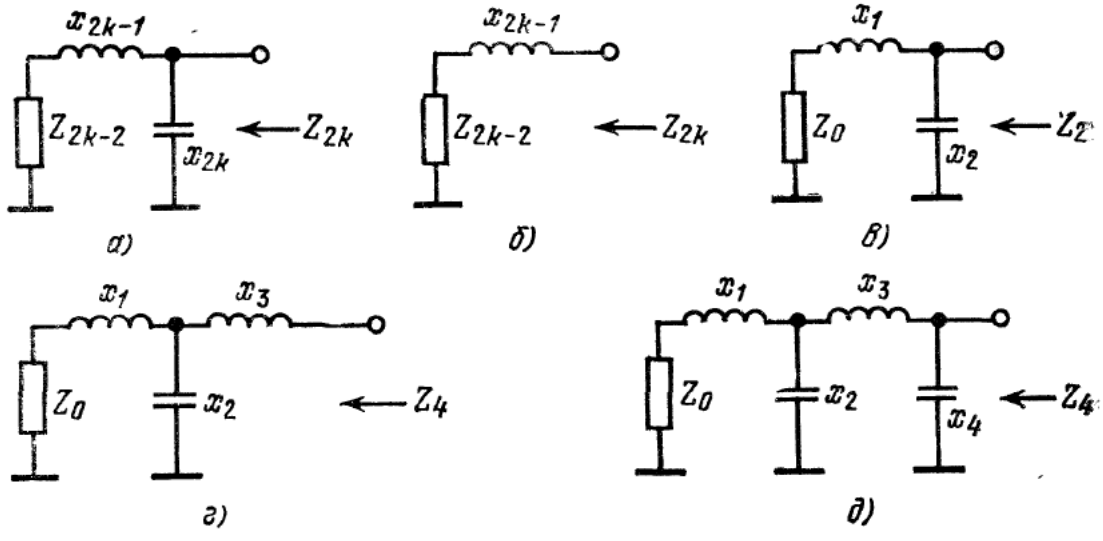



Рис. 2.15

гое — выражением для короткозамкнутой ($Z_{n+k}=j\rho_{n+k}\operatorname{tg}\theta_{n+k}$) или разомкнутой ($Z_{n+k}=-j\rho_{n+k}\operatorname{ctg}\theta_{n+k}$) линии передачи. Из этих соотношений аналогичным образом можно рассчитать коэффициенты $a_k$, $b_k$, $c_k$, $d_k$ (табл. 2.1).

Заметим, что на стыке отрезков линий появляется ступенчатая неоднородность, учесть которую можно с помощью эквивалентной емкости.

Лестничная цепь с элементами сосредоточенного типа приведена на рис. 2.13,*б*. Общее число элементов цепи равно $n$. Элементы с четным индексом $2k$ (где $k$ — целое число, $1\leqslant k\leqslant n/2$) являются емкостями, с нечетным $(2k-1)$ — индуктивностями. Для этой цепи справедливы выражения (2.95)—(2.101). Необходимо только в соответствии с принятыми обозначениями индекс $k$ заменить на $2k$. Выделим $(2k-1)$-й и $2k$-й элементы цепи, заменив предшествующие их элементы сопротивлением $Z_{2k-2}=R_{2k-2}+jX_{2k-2}$. Входное сопротивление полученной таким образом схемы (рис. 2.15,*а*) равно

$$Z_{2k}=\frac{(R_{2k-2}+jX_{2k-2}+jx_{2k-1})\,(-jx_{2k})}{R_{2k-2}+jX_{2k-2}+jx_{2k-1}-jx_{2k}}. \qquad (2.103)$$

Из (2.95) и (2.103) можно найти коэффициенты $a_{2k}$; $b_{2k}$; $c_{2k}$; $d_{2k}$ (табл. 2.2). Значения этих коэффициентов при отсутствии в $k$-м узле элемента $x_{2k}$ (т. е. емкость $C_{2k}=0$) (рис. 2.15,*б*) и для двух-, трех- и четырехэлементной цепи (рис. 2.15,*в*, *г*, *д*) приведены в табл. 2.2. Все сопротивления элементов цепи нормированы относительно сопротивления $R_i$ и верхней частоты $\omega_1$ в заданном диапазоне. Нормированная частота $\Omega=\omega/\omega_1$. Полученные рекуррентные формулы позволяют рассчитать лестничные цепи двух типов (рис. 2.13).

**Согласующие устройства с перестраиваемыми параметрами.** Часто сопротивление двухполюсника (например, проводимость диода) или входное сопротивление четырехполюсника (например, транзистора) можно определить только экспериментально. Полное сопротивление прибора следует обычно измерять при известных мощности сигнала и режиме работы, например при оптимальном согласовании прибора с источником возбуждения. Общая структурная схема

Таблица 2.2

| Цепь | $a_{2k}$ | $b_{2k}$ | $c_{2k}$ | $d_{2k}$ |
|---|---|---|---|---|
| Рис. 2.15,*а* | $x_{2k}(X_{2k-2}+x_{2k-1})$ | $-R_{2k-2}x_{2k}$ | $R_{2k-2}$ | $X_{2k-2}+x_{2k-1}-x_{2k}$ |
| Рис. 2.15,*б* | $X_{2k-2}+x_{2k-1}$ | $-R_{2k-2}$ | 0 | $-1$ |
| Рис. 2.15,*в* | $x_2(X_0+x_1)$ | $-R_0x_2$ | $R_0$ | $X_0+x_1-x_2$ |
| Рис. 2.15,*г* | $(X_0+x_1)(x_2-x_3)+x_2x_3$ | $R_0(x_3-x_2)$ | $R$ | $X_0+x_1-x_2$ |
| Рис. 2.15,*д* | $R_0x_4(x_3-x_2)$ | $x_4[(x_3-x_2)(X_0+x_1)-x_2x_3]$ | $(x_2-x_3+x_4)\times(X_0+x_1)+x_2(x_3-x_4)$ | $R_0(-x_2+x_3-x_4)$ |

Примечание. $x_{2k-1}=\omega L_{2k-1}\omega_1/R_i$; $x_{2k}=1/\omega C_{2k}\omega_1 R_i$.

устройства, с помощью которого можно выполнять подобные измерения, включает датчики падающей (ДПВ) и отраженной (ДОВ) волн, перестраиваемое согласующее устройство (СУ) и коаксиально-полосковый переход, к которому подключается измеряемый объект с СВЧ входом полоскового типа (рис. 2.16).

Согласующее устройство, называемое также СВЧ трансформатором, должно иметь две степени свободы, т. е. два перестраиваемых элемента. С их помощью удается добиться минимума отраженной волны в линии передачи, что регистрируется с помощью ДОВ и свидетельствует о согласовании измеряемого объекта с источником возбуждения. Отключив после этого измеряемый объект, определяют в точках его подключения входное сопротивление устройства $Z_{вх}$. В режиме согласования сопротивление измеряемого объекта $Z_н=\overset{*}{Z}_{вх}$ или коэффициент отражения $\Gamma_н=\overset{*}{\Gamma}_{вх}$. Возможны различные модификации перестраиваемого согласующего устройства, одна из них — с конденсатором переменной емкости, перемещаемым вдоль

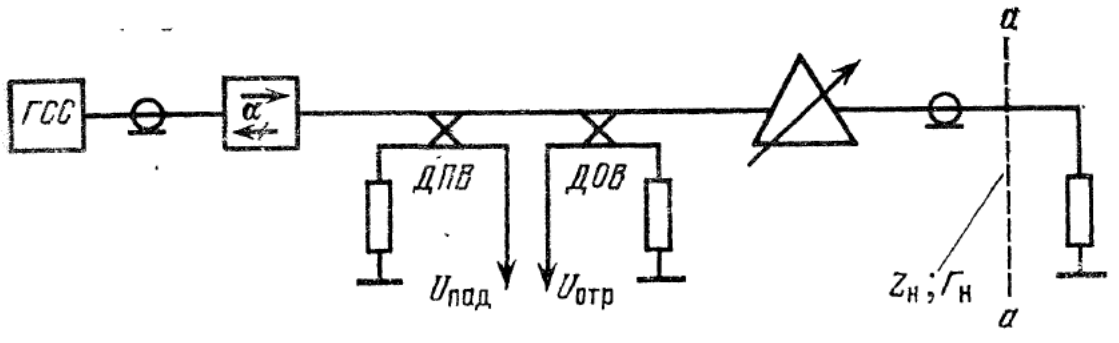



Рис. 2.16

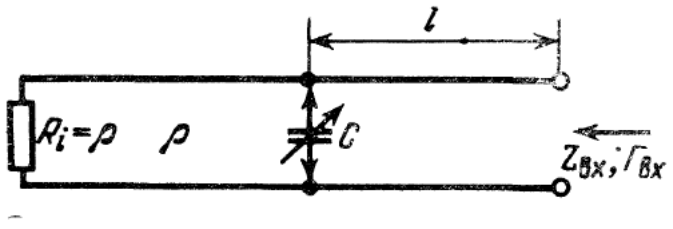



Рис. 2.17

коаксиальной линии, приведена на рис. 2.17. При таком согласующем устройстве входное сопротивление

$$Z_{вх} = \rho \frac{1+t^2}{1+(B+t)^2} + j\rho B \frac{Bt+t^2-1}{1+(B+t)^2}, \qquad (2.104)$$

где $B=\omega C\rho=0{,}314FC$ — обобщенный параметр; $t=\operatorname{tg}(0{,}02093K_{нд}Fl)$; $\rho=50$ Ом — волновое сопротивление линии; $F$ — частота в гигагерцах; $l$ — длина линии в миллиметрах (см. рис. 2.17); $C$ — емкость в пикофарадах; $K_{нд}$ — коэффициент, учитывающий изменение длины волны в линии за счет различных неоднородностей.

Подставив (2.104) в (2.10), найдем коэффициент отражения на входе линии

$$\Gamma_{вх} = \frac{B}{\sqrt{4+B^2}} e^{j\varphi_{вх}}, \qquad (2.105)$$

где

$$\varphi_{вх} = \varphi_{вх\,0} - (4\pi l K_{нд}/\lambda) = \operatorname{arctg}(2/B) - 0{,}04186K_{нд}Fl. \qquad (2.106)$$

Поскольку измерения проводятся в согласованном режиме работы, то $\Gamma_н=\overset{*}{\Gamma}_{вх}$ и $Z_н=\overset{*}{Z}_{вх}$. Учитывая (2.105) и (2.106), получаем

$$|\Gamma_н| = |\Gamma_{вх}| = B/\sqrt{4+B^2}, \qquad (2.107)$$

$$\varphi_н = -\varphi_{вх} = \varphi_{н\,0} + 0{,}04186K_{нд}Fl, \qquad (2.108)$$

$$\varphi_{н\,0} = -\varphi_{вх\,0} = \operatorname{arctg}(-2/B). \qquad (2.109)$$

Графики функций (2.107) и (2.109) приведены на рис. 2.18. С их помощью, измерив емкость $C$ и длину линии $l$, можно определить входное сопротивление измеряемого объекта.

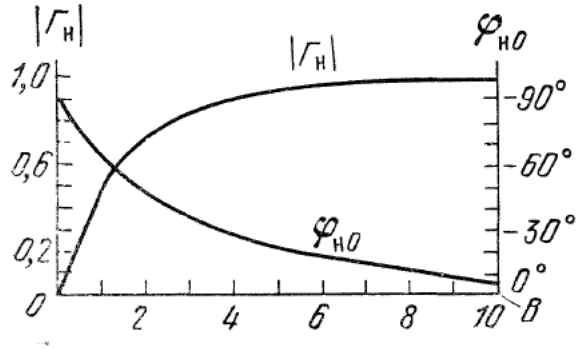



Рис. 2.18

ГЛАВА 3

# СВЧ УСТРОЙСТВА ПАССИВНОГО ТИПА

## 3.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКА

СВЧ устройства пассивного типа выполняют на основе отрезков фидерных линий. Они позволяют реализовать такие функции, как согласование различных комплексных сопротивлений, фильтрация побочных составляющих сигнала, разделение сложного сигнала по частотам, разветвление падающей или отраженной волны, деление и суммирование мощностей сигналов, дискретное изменение фазы сигнала, поглощение мощности сигнала, однонаправленное распространение волн. В соответствии с этими функциями электрические цепи подразделяются на согласующие устройства, фильтры, мультиплексеры, направленные ответвители, делители и сумматоры мощности сигналов, фазовращатели, аттенюаторы, ферритовые вентили и циркуляторы. Все перечисленные устройства, за исключением использующих ферриты при большом уровне мощности, относятся к числу линейных цепей.

Согласующие или трансформирующие устройства служат для согласования между собой полных входных и выходных сопротивлений различных каскадов и узлов. В усилителях и генераторах с их помощью осуществляется согласование входного и выходного сопротивлений полупроводникового прибора с источником сигнала и нагрузкой.

В некоторых типах СВЧ радиопередатчиков, например в космических системах радиосвязи многостационарного доступа (см. § 11.4), одновременно усиливаются несколько сигналов с различными частотами $f_1$, $f_2$, ... ..., $f_n$. Затем такой сложный сигнал, включающий $n$ несущих колебаний, следует разделить по разным каналам. В каждый канал необходимо направить сигнал только с одной частотой несущих колебаний: в первый — с частотой $f_1$, во второй — с $f_2$ и т. д. Такую функцию разделения сложного сигнала по частотам выполняет мультиплексер, представляющий собой сложный фильтр с одним входом и $n$ выходами [2.10]. Устройства, служащие для отбора части мощности падающей или отраженной волны, называются направленными ответвителями. Они относятся к классу восьмиполюсников. При

делении мощности поровну между основным и побочным каналами направленный ответвитель называют гибридным соединением. В случае постоянного фазового сдвига в обоих каналах при изменении частоты гибридное соединение называют мостовым.

Мощность полупроводниковых приборов сравнительно невысока (см. § 1.2) и во многих случаях на несколько порядков ниже требуемой выходной мощности радиопередатчика. В этом случае возникает задача суммирования мощностей нескольких сигналов с равными частотами, несущими одну и ту же информацию, но усиливаемых с помощью различных генераторов. Для этого в радиопередатчиках используют сумматоры мощностей сигналов, имеющие два и больше входов (по числу складываемых сигналов) и один общий выход. При изменении направления распространения энергии это устройство выполняет функцию делителя мощности сигнала.

В современных системах радиосвязи и радиолокации широко применяют ФАР, позволяющие производить электронное сканирование лучом антенны и осуществлять сложение мощностей большого числа однотипных источников сигнала (см. § 10.6). Для управления лучом антенны следует по определенному закону менять фазы сигналов, подводимых к различным излучателям. Данная функция управления фазой СВЧ сигнала осуществляется с помощью фазовращателей. Последние подразделяются на два основных типа: диодные и ферритовые.

Для устойчивой работы всех каскадов СВЧ радиопередатчика требуется обеспечить распространение энергии только в одном направлении. Эту функцию реализуют с помощью ферритовых однонаправленных устройств — вентилей и циркуляторов, пропускающих в одном направлении сигнал с малыми потерями, а в другом — с большими.

Аттенюаторы являются устройствами взаимного типа, одинаково поглощающими энергию при распространении волны как в прямом, так и в обратном направлениях. Они позволяют управлять мощностью сигнала, подводимого ко входу усилителя или иного каскада. Балластные нагрузки используются для поглощения мощности колебаний, отражаемых от антенно-фидерного тракта или других устройств.

Свойства пассивного СВЧ устройства, представляе-

мого в виде многополюсника, можно описать с помощью волновой матрицы рассеяния (см. § 2.1). $S$-параметры ее (2.23) в диапазоне частот по существу определяют все характеристики данного типа СВЧ устройства. К последним, в частности, относятся зависимость КСВ по каждому из входов (2.24) и затухание между двумя любыми входами устройства в диапазоне частот (2.25).

### 3.2. ГИБРИДНО-ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СВЧ УСТРОЙСТВА

Реализация преимуществ полупроводниковых приборов в СВЧ диапазоне во многом зависит от технологии изготовления всей совокупности элементов и устройств, с которыми эти приборы соединяются. Интегральная микроэлектроника позволяет наилучшим образом решить данную проблему. Интегральные схемы (ИС) СВЧ диапазона подразделяются на три основных типа: полупроводниковые, пленочные и гибридные. В полупроводниковой ИС активные и пассивные элементы формируются в объеме полупроводника или на его поверхности,

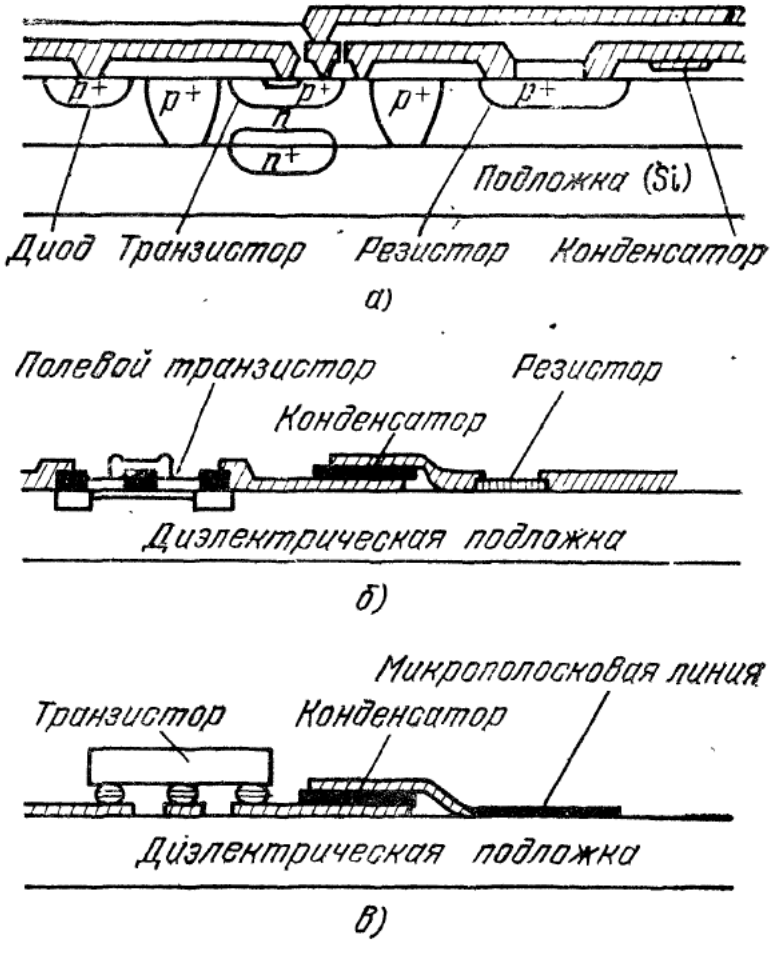



Рис. 3.1

межсоединения и контактные площадки выполняются с помощью тонких пленок. Основой такой ИС является полупроводниковая подложка (обычно кремний) с выращенным на ее поверхности тонким эпитаксиальным слоем (рис. 3.1,*а* [3.14]). Формирование элементов на полупроводниковой подложке осуществляется с помощью планарного диффузионного процесса.

В пленочной ИС активные и пассивные элементы и межсоединения выполняются в виде пленок из различных материалов, нанесенных в определенной последовательности на диэлектрическую подложку (рис. 3.1,*б*). Из активных элементов в пленочном исполнении изготавливаются, в частности, полевые транзисторы.

В гибридной ИС (рис. 3.1,*в*) только часть пассивных элементов и межсоединения выполняются в виде пленок, нанесенных на диэлектрическую подложку. Активные элементы выполнены отдельно (например, корпусные или бескорпусные транзисторы), они располагаются на диэлектрической подложке и соединяются с остальной частью схемы. Таким же способом к схеме можно подсоединять и некоторые пассивные элементы, например конденсаторы большой емкости.

Так как диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon_r \geqslant 10$, то все геометрические размеры СВЧ цепей распределенного типа уменьшаются в первом приближении в $\sqrt{\varepsilon_r}$ раз, что позволяет существенно уменьшить все устройство. В СВЧ радиопередатчиках применяют в основном гибридные ИС. Поэтому остановимся более подробно на устройстве ИС и технологии изготовления.

**Диэлектрическая подложка.** Она является конструктивной основой гибридной ИС, и ее свойства существенно влияют на характеристики нанесенной на нее СВЧ схемы. На подложке, играющей роль высокочастотного изолятора, располагается вся совокупность проводящих цепей и миниатюрных элементов. Подложку характеризуют следующие основные параметры:

— диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_r$. Для подложки мощных СВЧ устройств обычно $\varepsilon_r = 6 \ldots 12$;

— коэффициент теплопроводности $K_T$ [Вт/(см·°С)], связанный с тепловым сопротивлением $R_T \approx h/K^2_T b^2$, где $h$ — толщина подложки; $b$ — ширина и длина элементарной площадки;

— толщина подложки $h$. С ростом $h$ потери уменьшаются, но возрастает тепловое сопротивление $R_T$ и

ширина нанесенных на подложку полосковых линий. Поэтому значение $h$ выбирают на основании определенного компромисса между этими факторами, обычно в пределах от 0,25 до 1 мм;

— чистота обработки поверхности, влияющая на точность наносимых на подложку полосковых линий и потери из-за шероховатостей. Класс чистоты обработки поверхности должен быть не ниже (10 ... 11)-го при частоте сигнала до 1 ГГц и (12 ... 14)-го при большей частоте. Кроме того, подложка должна быть механически прочной, минимально пористой и допускать механическую обработку.

По совокупности перечисленных требований в качестве диэлектрической подложки можно использовать материалы, часть которых перечислена в табл. 3.1. Наи-

Таблица 3.1

| Материал | $\varepsilon_r$ | tg δ при $f$=10 ГГц | $K_T$, Вт/(см·°С) |
|---|---|---|---|
| Поликор, содержащий $Al_2O_3$: | | | |
| 99,5% | 9,6...10 | (1...2)·10⁻⁴ | 0,25...0,3 |
| 96% | 9 | 6·10⁻⁴ | 0,28 |
| Бериллиевая керамика | 6,4...6,6 | (1...3)·10⁻⁴ | 2,5 |
| Сапфир | 9,3...11,7 | 10⁻⁴ | 0,4 |
| Ситалл | 7,2...7,4 | 5·10⁻⁴ | 0,014 |

большее практическое применение получила керамика—поликор, перспективными являются подложки из сапфира.

**Проводящие цепи, выполняемые в виде пленок.** К их числу относятся микрополосковые линии и контактные площадки. Проводящие цепи должны обладать высокой электропроводностью, небольшим коэффициентом теплового расширения, хорошей адгезией, возможностью пайки или приваривания других проводников. В качестве материала проводящих цепей используются серебро, медь, алюминий и золото, отвечающие необходимым требованиям по напылению, травлению и четкости получения рисунка цепи. Толщина проводников должна быть не менее 3 ... 5 скин-слоев для обеспечения небольших потерь. У перечисленных материалов толщина скин-слоя

$$\delta_c\ [\text{мкм}] = (2 \ldots 2,6)]/\sqrt{f[\text{ГГц}/}.$$

Технологические методы нанесения пленок на диэлектрическую подложку подразделяются на два основных вида: толстопленочные и тонкопленочные. В гибридных ИС СВЧ применяют два метода. Тонкие и толстые пленки различаются не только своей толщиной, но и методом их нанесения на подложку. Толстые пленки получают путем прямого, непосредственного нанесения специальной пасты на подложку, например методом шелкографии [3.14]. Толщина толстой пленки после вжигания пасты обычно превышает несколько десятков микрон.

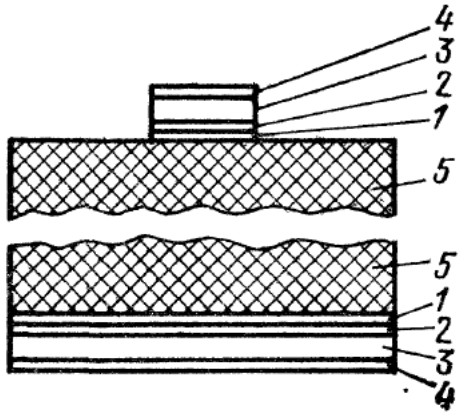


Рис. 3.2

Более сложными являются технологические методы нанесения тонких пленок, толщина которых обычно не превышает 5 мкм. К их числу относятся: химическое осаждение из газовой фазы, вакуумное испарение и катодное распыление. Для лучшей адгезии, т. е. механического сцепления проводящего слоя с диэлектрической подложкой, сначала наносят подслой материала с хорошими адгезионными свойствами, например нихром толщиной примерно 0,2 ... 0,3 мкм. На него напыляют тонкую пленку толщиной не более 5 мкм из проводящего материала с высокой электропроводностью, обычно медь. На металлическую пленку наносят требуемый рисунок с помощью методов фотолитографии, обеспечивающей высокую разрешающую способность линий. При недостаточной толщине напыленной пленки ее наращивают медью гальваническим методом до 3 ... 5 скин-слоев и предохраняют от разрушения, покрывая слоем в 1 ... ... 2 мкм золота или серебра. В окончательном виде проводящая цепь в разрезе принимает вид, показанный на рис. 3.2, где приняты следующие обозначения: *1* — нихром, *2* — напыленная медь, *3* — медь, полученная гальваническим способом, *4* — золото или серебро, *5* — диэлектрическая подложка.

Другие элементы электрических цепей схемы — конденсаторы и резисторы — или также изготавливают по тонкопленочной технологии (естественно, с применением иных материалов, чем проводящие цепи) или припаивают (приваривают) к проводящим линиям как самостоя-

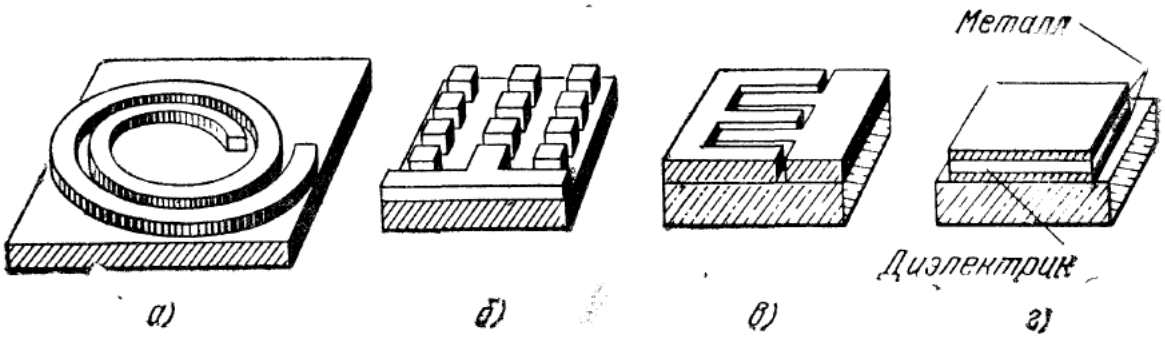



Рис. 3.3

тельные дискретные элементы. Так же присоединяют к схеме и активные элементы — полупроводниковые приборы [3.14, 3.15].

**Пленочные элементы сосредоточенного типа.** Пленочные пассивные элементы можно разбить на две основные группы: сосредоточенные и распределенные. Элементы первой группы (рис. 3.3) по своему виду напоминают обычные, объемные элементы сосредоточенного типа только плоской структуры и существенно меньших размеров. Например, катушка индуктивности выполняется в виде спиральной линии (рис. 3.3,*а*); конденсатор с дискретным изменением емкости — в виде определенного числа контактных площадок (рис. 3.3,*б*), конденсатор постоянной емкости — в виде гребенчатой структуры (рис. 3.3,*в*); конденсатор с большой емкостью — в виде МОМ-структуры (металл—окисел—металл) (рис. 3.3,*г*). С повышением частоты сигнала часть из этих элементов приближается к элементам распределенного типа.

### 3.3. МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ

К ним относятся несимметричная (рис. 3.4,*б*) и симметричная (рис. 3.4,*а*) полосковые линии и их модификации: высокодобротная трехслойная (рис. 3.4,*в*) и с подвешенной подложкой (рис. 3.4,*г*); щелевая линия (рис. 3.5,*а*) и копланарный волновод (рис. 3.5,*б*). На рис. 3.4 и 3.5 приняты следующие обозначения: *1* — центральный проводник, *2* — проводящая заземляемая поверхность; *3* — диэлектрическая подложка, *4* — дополнительная диэлектрическая подложка.

При большой диэлектрической проницаемости материала подложки ($\varepsilon_r \geqslant 8 \ldots 10$) полосковая линия называется микрополосковой. В симметричной полосковой линии распространяется Т-волна, в других видах — квази Т-волна. Полосковые линии можно применять до

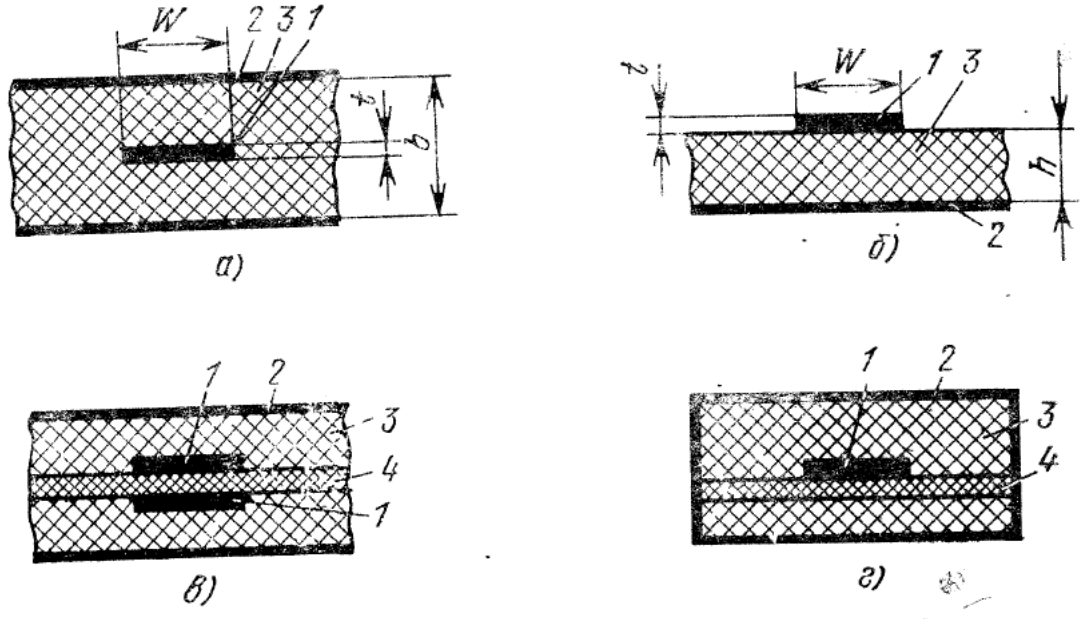



Рис. 3.4

частоты 20 ... 30 ГГц. В щелевой линии и копланарном волноводе тип колебаний отличен от Т-волны, в них существуют продольное и поперечное магнитные поля. Поэтому в сочетании с магнитными материалами их можно использовать в устройствах невзаимного типа.

Все типы линий характеризуются тремя основными параметрами: волновым сопротивлением $\rho$, эффективной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_{эф}$ и активными потерями на единицу длины $\alpha_{п}$. В мощных устройствах важен также четвертый параметр: допустимая проходящая мощность волны, распространяющейся вдоль линии.

Эффективная диэлектрическая проницаемость определяется отношением

$$\varepsilon_{эф}=(\lambda/\lambda_{д})^2, \qquad (3.1)$$

где $\lambda$ — длина волны в свободном пространстве; $\lambda_{д}$ — длина волны в линии. В симметричной полосковой линии с полным заполнением всего пространства диэлектриком с проницаемостью $\varepsilon_r$ (рис. 3.4,*а*) $\varepsilon_{эф}=\varepsilon_r$; в других линиях $\varepsilon_{эф}<\varepsilon_r$, поскольку силовые линии электрического




Рис. 3.5

поля проходят не только в диэлектрике, но и вне его. Для щелевой линии и копланарного волновода $\varepsilon_{эф} \approx \approx 0{,}5(1+\varepsilon_r)$.

Волновое сопротивление фидерных линий $\rho$ зависит от толщины и диэлектрической проницаемости подложки, геометрических размеров линий и частоты сигнала. Влияние частоты на величину $\rho$ обусловлено дисперсионностью фидерных линий — зависимостью относительной фазовой скорости распространения волны в линии от длины волны. В полосковых линиях при $\varepsilon_r \leqslant 10$ эта зависимость практически ощущается только при $f \geqslant \geqslant 10$ ГГц [3.19]. Поэтому при $f < 10$ ГГц можно считать волновое сопротивление полосковых линий независимым от $f$. В щелевых линиях дисперсионность носит значительно более резкий характер, чем в полосковых. Поэтому здесь зависимость $\rho$ от частоты следует учитывать при $f > 1$ ГГц [3.12].

Затухание сигнала в линии складывается из трех компонентов: потерь в диэлектрике ($\alpha_д$) и проводящем слое ($\alpha_с$), а также потерь на излучение ($\alpha_и$). Согласно [3.3]

$$\alpha_д \left[\frac{дБ}{см}\right] = \frac{27{,}3\sqrt{\varepsilon_r}\,\mathrm{tg}\,\delta}{\lambda\ [см]}, \qquad (3.2)$$

где $\mathrm{tg}\,\delta$ — тангенс диэлектрических потерь материала. При толщине проводящего слоя из меди $t > 3\delta_с$, где $\delta_с$ — толщина скин-слоя,

$$\alpha_с \left[\frac{дБ}{см}\right] = \frac{0{,}008\sqrt{f\ [ГГц]}}{(W/h)\ h\ [мм]} \qquad (3.3)$$

(см. рис. 3.4,*б*).

Например, в соответствии с (3.2) и (3.3) при $f=10$ ГГц, $W/h=1$, $h=0{,}5$ мм; $\varepsilon_r=10$ и $\mathrm{tg}\,\delta=10^{-4}$ получим $\alpha_д = =0{,}003$ дБ/см, $\alpha_с=0{,}05$ дБ/см.

Полученные результаты хорошо согласуются с расчетом потерь, приводимым в [3.7, 3.12, 3.13]. Как правило, потери в проводящем слое существенно превалируют над потерями в диэлектрике.

Максимально допустимая проходящая мощность волны определяется условиями электрического и теплового пробоя в полосковой линии. Электрический пробой имеет место при превышении напряженности поля в линии некоторого критического значения, при котором проис-

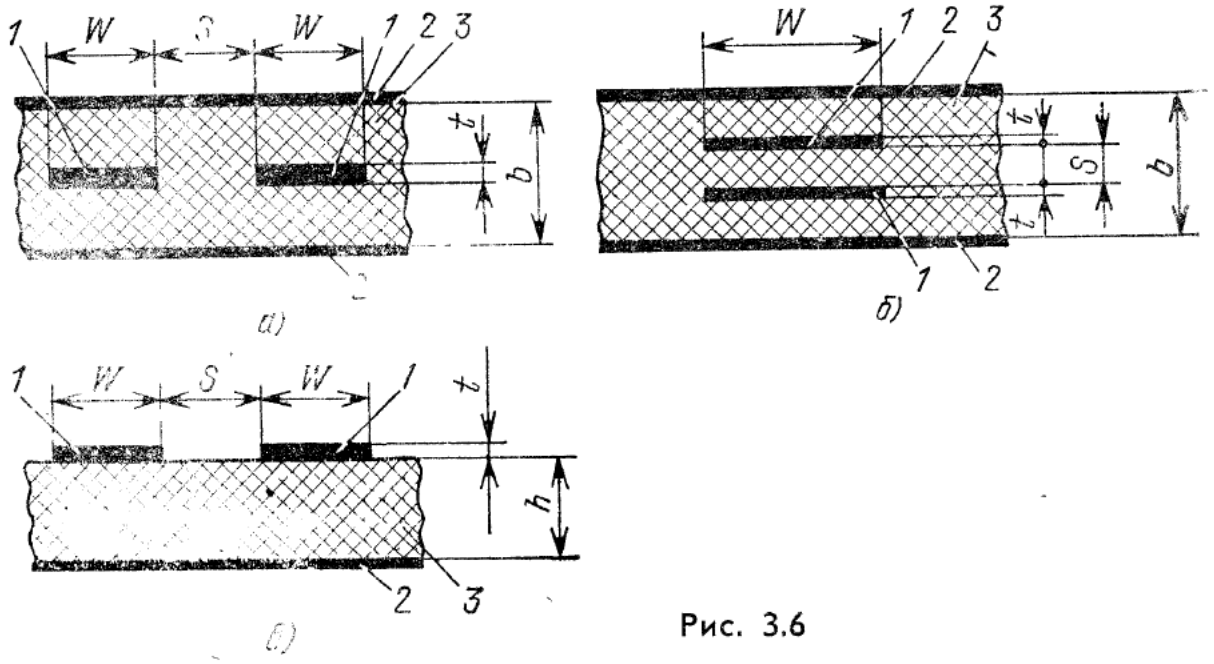



Рис. 3.6

ходит коронный разряд. Обычно электрический пробой быстрее наступает не в самой линии, а в местах ее сочленения с элементами других устройств. Основной мерой борьбы с ним является увеличение толщины подложки.

Тепловой пробой связан с нарушением равновесия между мощностью, выделяемой в полосковой линии и диэлектрике, и отводимой от них мощностью тепла. В результате непрерывно повышается температура полосковой линии и диэлектрика, что в конечном итоге приводит к разрушению их структуры. Во избежание теплового пробоя увеличивают геометрические размеры полосковых линий, применяют подложку с большим коэффициентом теплопроводности (см. табл. 3.1), используют специальные теплоотводящие радиаторы.

Значение предельной мощности волны, проходящей по полосковой линии, зависит от многих факторов.

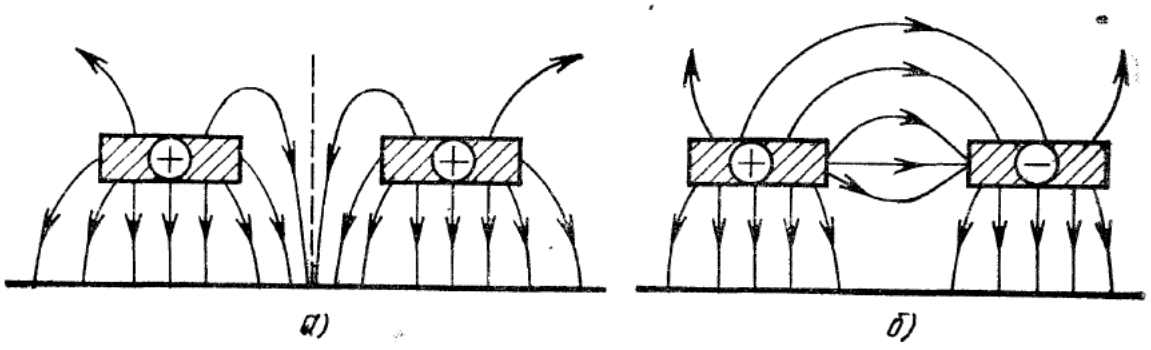



Рис. 3.7

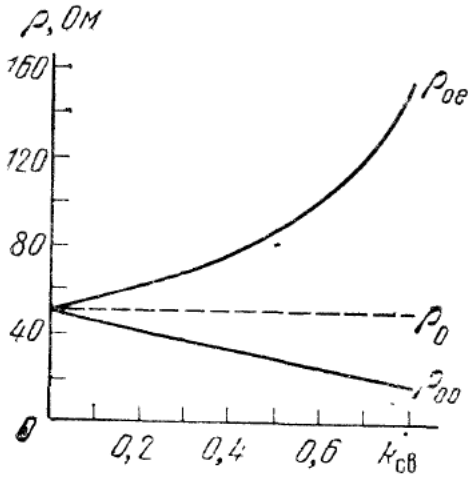



Рис. 3.8

Согласно различным экспериментальным исследованиям в непрерывном режиме работы ее значение достигает нескольких десятков и даже ста ватт, в импульсном — до нескольких киловатт при толщине подложки и ширине линий 1 мм.

**Связанные полосковые линии.** Основой многих СВЧ устройств, например фильтров и направленных ответвителей, являются связанные полосковые и микрополосковые линии: симметричные с боковой (рис. 3.6,*а*) и фронтальной (рис. 3.6,*б*) связью и несимметричные (рис. 3.6,*в*). Связанные линии относятся к классу восьмиполюсников. При их расчете методом зеркальных отображений [2.3] восьмиполюсник разбивают на два четырехполюсника, возбуждаемых синфазными (четный вид возбуждения, рис. 3.7,*а*) и противофазными (нечетный вид возбуждения, рис. 3.7,*б*) сигналами равной амплитуды. Суммарный эффект определяется суперпозицией результатов при обоих видах возбуждения.

Как видно из рис. 3.7, более сильная связь между линиями имеет место при нечетном виде возбуждения. Каждому виду возбуждения соответствует свое волновое сопротивление: $\rho_{o\,e}$ — для четного, $\rho_{o\,o}$ — для нечетного, причем $\rho_{o\,e} > \rho_0 > \rho_{o\,o}$, где $\rho_0$ — волновое сопротивление линии вне области связи.

При $\rho_0 = \sqrt{\rho_{oe}\rho_{oo}}$ и длине параллельно расположенных линий $l = \lambda_д/4$ связь между ними характеризуется коэффициентом (рис. 3.8)

$$k_{св} = (\rho_{o\,e} - \rho_{o\,o}) / (\rho_{o\,e} + \rho_{o\,o}). \qquad (3.4)$$

При заданных значениях $k_{св}$ и $\rho_0$ из (3.4)

$$\rho_{oe} = \rho_0 \sqrt{(1 + k_{св})/(1 - k_{св})}, \qquad (3.5)$$

$$\rho_{oo} = \rho_0 \sqrt{(1 - k_{св})/(1 + k_{св})}. \qquad (3.6)$$

В свою очередь, величины $\rho_{o\,e}$ и $\rho_{o\,o}$ зависят от диэлектрической проницаемости подложки $\varepsilon_r$, геометрических размеров линий и расстояния между ними и заземленной пластиной [3.1].

Основным методом проектирования интегральных СВЧ устройств является их расчет с помощью ЭВМ. В программу анализа или синтеза таких устройств вводят подпрограммы или подпрограммы-функции расчета фидерных линий в микрополосковом исполнении. Поэтому приведем формулы для эффективной диэлектрической проницаемости и волнового сопротивления полосковых линий.

Для симметричной полосковой линии (рис. 3.4,*а*) [3.1]

$$\rho_0 = \frac{94{,}172}{\sqrt{\varepsilon_r}\,[x\,(W/b) + (1/\pi)\ln\psi(x)]}, \qquad (3.7)$$

где $\psi(x) = (x+1)^{x+1}/(x-1)^{x-1}$; $x = (1 - t/b)^{-1}$. При $t/b \ll 1$ или $x \approx 1$ $\psi(x) = 4$.

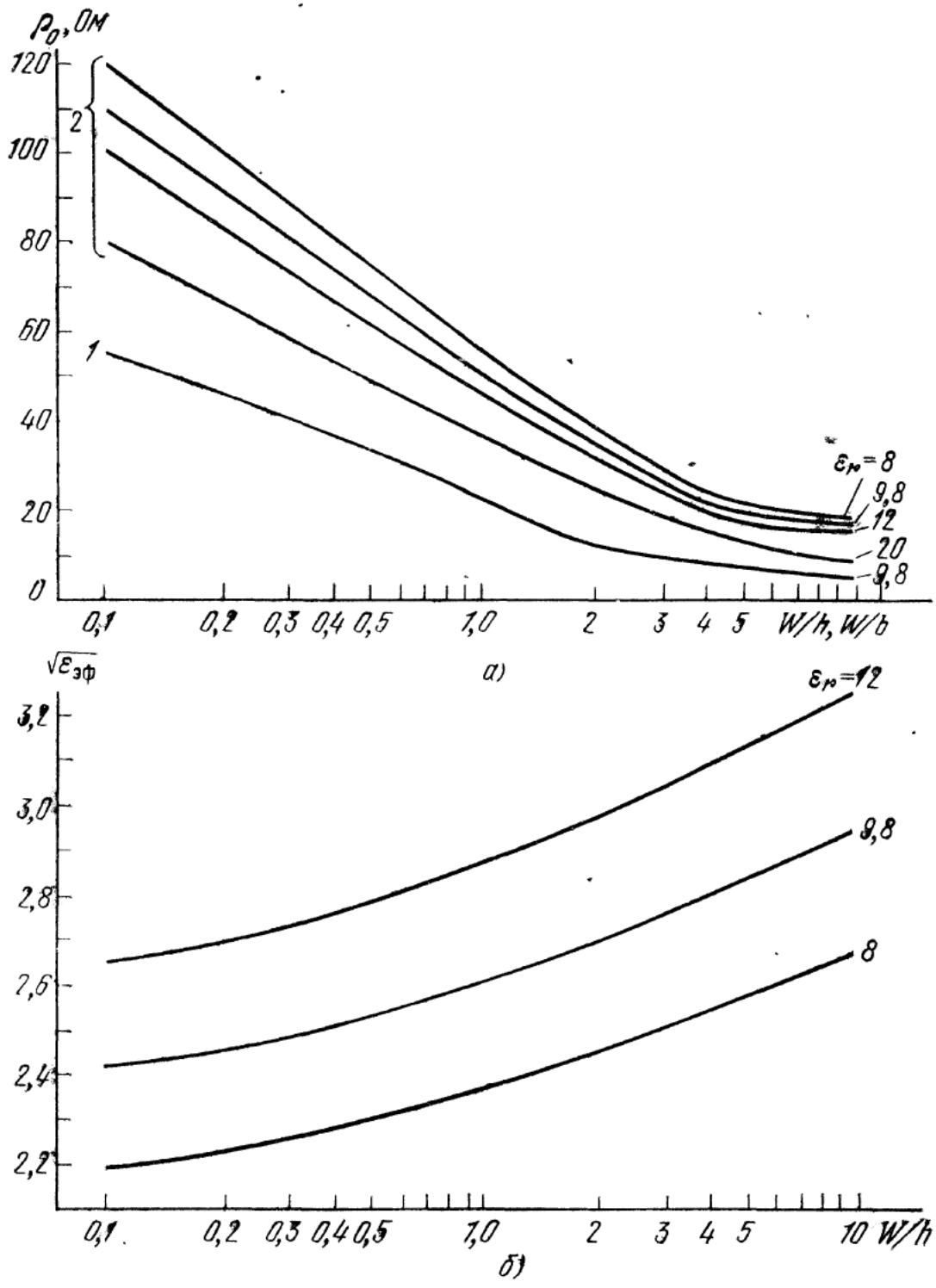



Рис. 3.9

Точность формулы (3.7) не ниже 1% при $(W/b) \geqslant 0{,}35(1-t/b)$ и $(t/b) \leqslant 0{,}25$. График функции (3.7) при $\varepsilon_r = 9{,}8$ (наиболее типичное значение диэлектрической проницаемости) и $(t/b) \ll 1$ построен на рис. 3.9,*а* (кривая *1*), причем $\varepsilon_{эф} = \varepsilon_r$.

Для несимметричной полосковой линии (рис. 3.4,*б*) [3.1, 3.7] при $(t/h) < 0{,}01$

$$\rho_0 = \frac{377}{\sqrt{\varepsilon_r}\,(W/h)\,[1 + 1{,}735\varepsilon_r^{-0{,}0724}\,(W/h)^{-0{,}836}]}. \qquad (3.8)$$

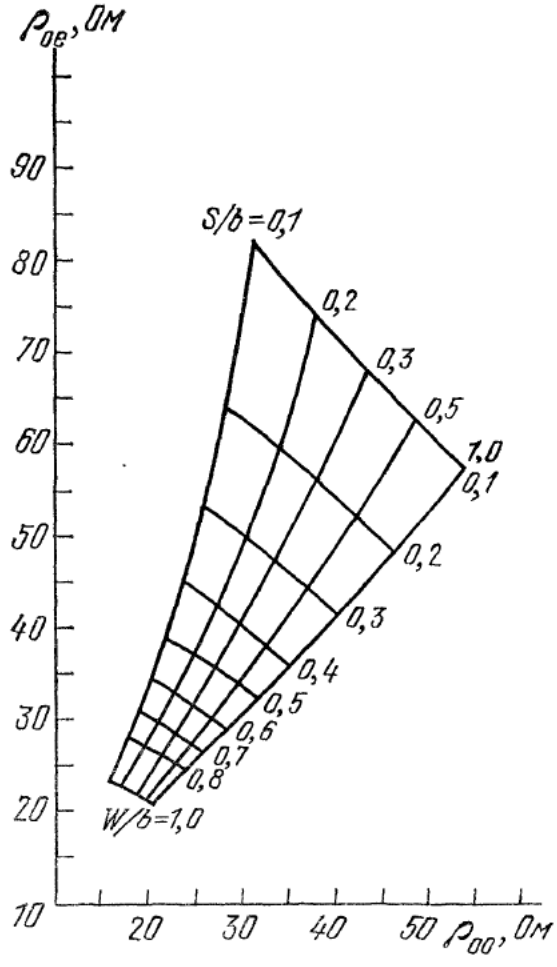



Рис. 3.10

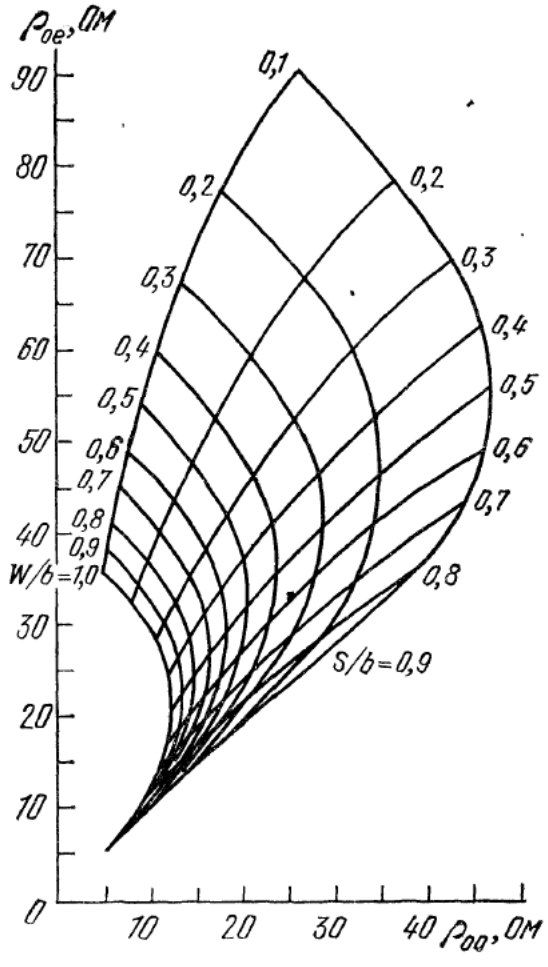



Рис. 3.11

Точность формулы (3.8) не ниже 1% при $(W/h)>0{,}4$ и $\varepsilon_r>1$ и 3% при $(W/h)<0{,}4$ и $\varepsilon_r>1$, причем

$$\varepsilon_{эф}=\frac{\varepsilon_r+1}{2}+\frac{\varepsilon_r-1}{2}\left(1+\frac{10}{W/h}\right)^{-\frac{1}{2}}. \qquad (3.9)$$

Величина $\sqrt{\varepsilon_{эф}}=\lambda/\lambda_д$ показывает, как укорачивается волна в линии с диэлектриком ($\lambda_д$) по сравнению с длиной волны в свободном пространстве ($\lambda$). Графики функций $\rho_0$ и $\sqrt{\varepsilon_{эф}}$ построены соответственно на рис. 3.9,*а* (кривые *2*) и *б*.

Для связанных симметричных линий с боковой связью при $t=0$ (рис. 3.6,*а*) [3.16]

$$\rho_{0e}=\frac{94{,}15}{\sqrt{\varepsilon_r}\,[0{,}221+(W/b)+(1/\pi)\ln(1+\operatorname{th}(\pi S/2b))]}, \qquad (3.10)$$

$$\rho_{00}=\frac{94{,}15}{\sqrt{\varepsilon_r}\,[0{,}221+(W/b)+(1/\pi)\ln(1+\operatorname{cth}(\pi S/2b))]}. \qquad (3.11)$$

Графики функций (3.10) и (3.11) при $\varepsilon_r=9{,}8$ построены на рис. 3.10.

Для связанных симметричных линий с фронтальной связью при $t \to 0$, $W/S \geqslant 0{,}35$ и $(W/b)/(1-S/b) \geqslant 0{,}35$ (рис. 3.6,*б*) [3.1, 3.18]

$$\rho_{oe} = \frac{188{,}3}{\sqrt{\varepsilon_r}\left(0{,}441 + \frac{W/b}{1-S/b} + A\right)}, \qquad (3.12)$$

где

$$A = \frac{1}{\pi}\left[\frac{S/b}{1-S/b}\ln\left(\frac{1}{S/b}\right) - \ln\left(1-\frac{S}{b}\right)\right],$$

$$\rho_{oo} = \frac{188{,}3\,(S/b)}{\sqrt{\varepsilon_r}\left(\frac{W/b}{1-S/b} + A\right)}. \qquad (3.13)$$

Графики функций (3.12) и (3.13) при $\varepsilon_r = 9{,}8$ построены на рис. 3.11.

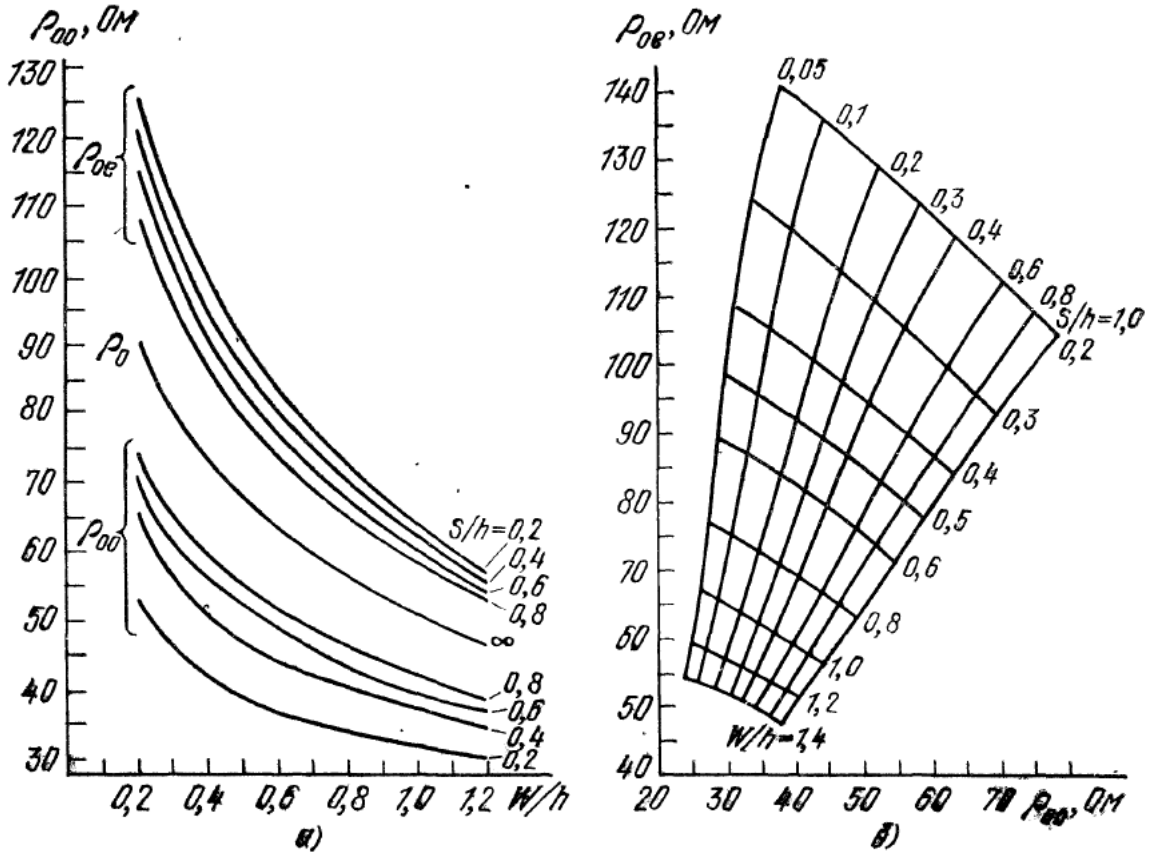
Для связанных несимметричных полосковых линий (рис. 3.6,*в*) [3.2, 3.4, 3.9, 3.10, 3.17, 3.20] зависимость $\rho_{oe}$ и $\rho_{oo}$ от геометрических размеров линий и подложки находят численно, решая определенную систему уравнений. Результаты такого решения при $\varepsilon_r = 9{,}6$ и $t/h < 0{,}01$ в графическом виде приведены на рис. 3.12,*а, б* [3.1]. Аппроксимируя эти графики при $0{,}2 \leqslant W/h \leqslant 1{,}2$ и $0{,}2 \leqslant S/h \leqslant 1$, получаем

$$\rho_{oe} = \exp[(4{,}565 - 0{,}278(S/h)) + (-0{,}384 + 0{,}125(S/h))(W/h) - 0{,}251\ln(W/h)], \qquad (3.14)$$

$$\rho_{oo} = \exp[3{,}31 + 0{,}72(S/h) + (0{,}1 - 0{,}35(S/h))(W/h) + (-0{,}38 + 0{,}125(S/h))\ln(W/h)]. \qquad (3.15)$$

Точность формулы (3.14) не ниже 3%, (3.15) не ниже 5%.

Сочленение между собой отдельных отрезков микрополосковых линий, их изгибы и разомкнутые концы приводят к появлению различных неоднородностей, изменяющих распределение поля вдоль линии. С повышением частоты сигнала влияние неоднородностей на характеристики устройства могут быть весьма существенны. Наиболее просто учесть неоднородности можно, представив их в виде реактивных элементов сосредоточенного типа [3.50], например, разомкнутый конец линии и ступенчатое изменение ширины линии в виде эквивалентных емкостей (рис. 3.13,*а б*). Зависимость емкости разомкнутого конца линии от отношения $W/h$ при $\varepsilon_r = 9{,}6$ приведена на рис. 3.13,*в* [3.50]. Действие концевой емкости можно скомпенсировать, уменьшив длину



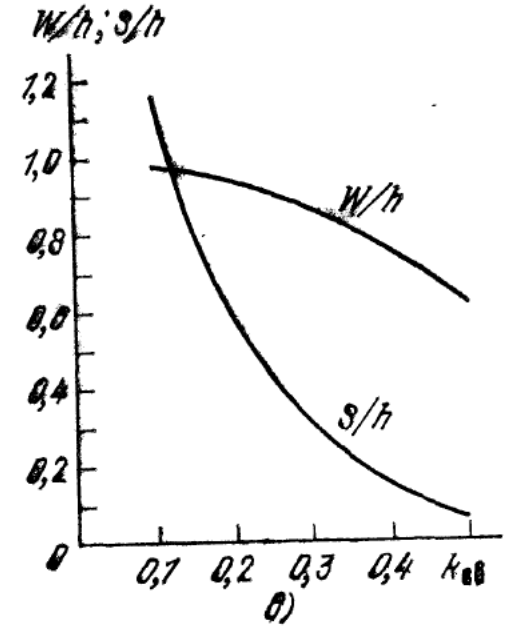




Рис. 3.12

линии на $\Delta l$ (рис. 3.13,*а*). Нетрудно показать, что при $\Delta l/\lambda_д \ll 0{,}25$

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{3\cdot 10^{-4}\rho\ [\text{Ом}]}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}}\ \frac{C_{ок}}{W}\left[\frac{\text{пФ}}{\text{м}}\right]\frac{W}{h}.$$

Учитывая зависимость $C_{ок}/W = \psi(W/h)$ (рис. 3.13,*в*), при $\varepsilon_r = 9{,}6$ и $0{,}1 \leqslant (W/h) \leqslant 5$ получаем соотношение, по-

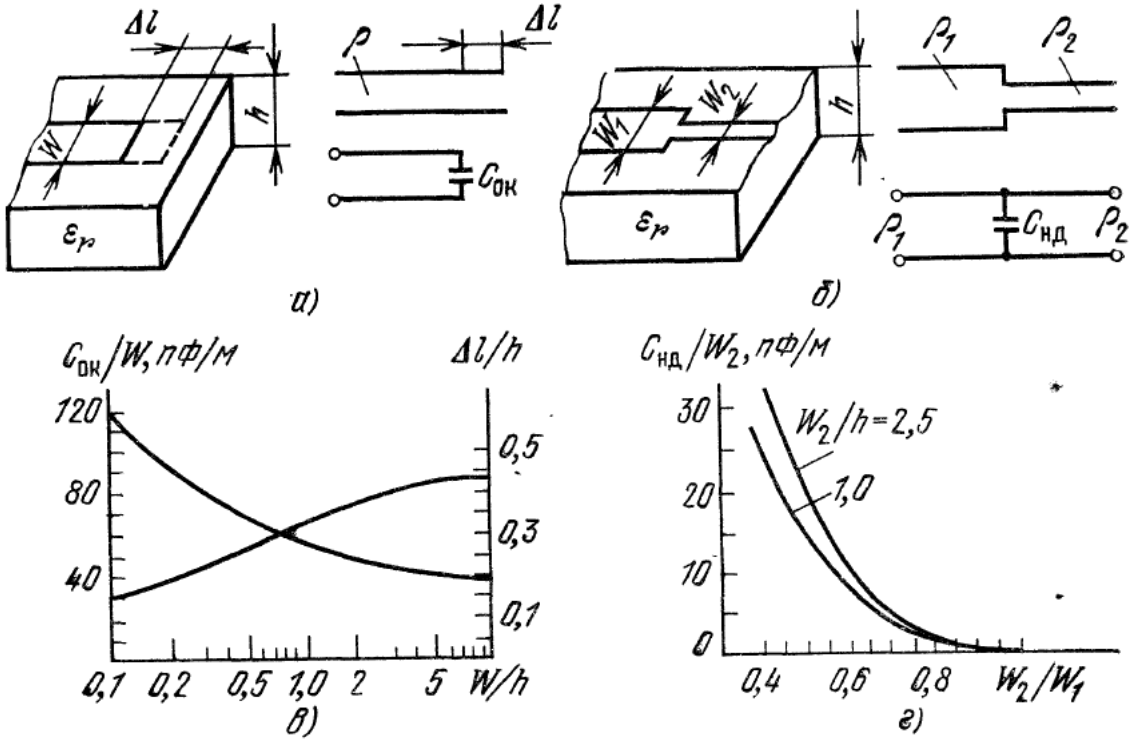



Рис. 3.13

зволяющее приближенно вычислить уменьшение длины разомкнутой линии в различных СВЧ устройствах:

$$\frac{\Delta l}{h} = 0{,}43\,(1 - 0{,}64e^{-0{,}92\,(W/h)}). \qquad (3.16)$$

Зависимость нормированной эквивалентной емкости ступенчатой неоднородности (рис. 3.13,*б*) от отношения $(W_2/W_1) \leqslant 1$ при $\varepsilon_r = 9{,}6$ приведена на рис. 3.13,*г* [3.51]. Приближенно емкость ступенчатой неоднородности при $\varepsilon_r = 9{,}6$ можно вычислить по эмпирической формуле

$$C_{нд}\ [пФ] \approx 0{,}04\,[e^{-4{,}62\,(W_2/W_1)} - 0{,}01]\,\frac{W_1}{\sqrt{h}},$$

где $W_1$, $W_2$, $h$ измерены в миллиметрах.

### 3.4. НАПРАВЛЕННЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ И МОСТОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Направленными ответвителями называются симметричные восьмиполюсники, служащие для направленного ответвления энергии. Каждый из четырех входов направленного ответвителя связан с двумя другими и развязан с третьим (рис. 3.14). Если сигнал подведен к одному из входов, восьмиполюсник является делителем мощности (рис. 3.14,*а*). Если одновременно возбуждены два входа, то восьмиполюсник осуществляет сум-

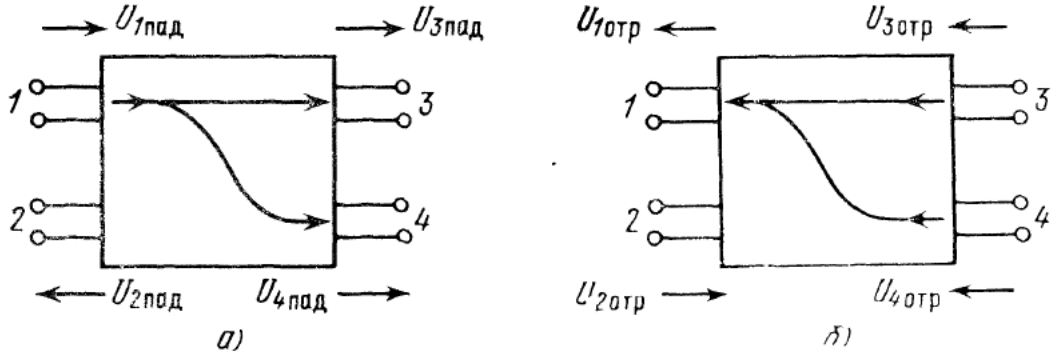



Рис. 3.14

мирование мощностей сигналов (рис. 3.14,*б*). При делении мощности поровну между выходными каналами, т. е. при уменьшении на 3 дБ мощности сигнала в каналах *3* и *4* по отношению к мощности во входном канале *1* (рис. 3.14,*а*), направленный ответвитель называется гибридным соединением. Гибридное соединение с постоянным сдвигом фаз выходных сигналов в определенной полосе частот называется мостовым устройством. Его можно использовать и в качестве сумматора мощностей сигналов равной частоты и амплитуды. Свойства направленного ответвителя как разновидности многополюсника можно описать согласно (2.23) с помощью матрицы рассеяния

$$[S]=\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}.$$

В идеальном направленном ответвителе $S_{11}=0$; $S_{22}=0$; $S_{33}=0$; $S_{44}=0$. При полной развязке двух пар входов $S_{12}=0$; $S_{21}=0$; $S_{34}=0$; $S_{43}=0$. Кроме того, вследствие принципа взаимности (см. § 2.1) $S_{13}=S_{31}$; $S_{23}=S_{32}$; $S_{14}=S_{41}$; $S_{24}=S_{42}$. С учетом данных значений матрица принимает вид

$$[S]=\begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \qquad (3.17)$$

*S*-параметры позволяют определить рабочие характеристики направленного ответвителя. Затухание или

ослабление сигнала в каналах *3* и *4* по отношению к сигналу в каналах *1* и *2* (рис. 3.14)

$$b_{13}=10\lg\frac{P_1}{P_3}=20\lg\frac{1}{|S_{13}|};\quad b_{14}=10\lg\frac{P_1}{P_4}=20\lg\frac{1}{|S_{14}|};$$

$$b_{23}=10\lg\frac{P_2}{P_3}=20\lg\frac{1}{|S_{23}|};\quad b_{24}=10\lg\frac{P_2}{P_4}=20\lg\frac{1}{|S_{24}|}.$$

Развязка между входами *1—2* и *3—4* соответственно (рис. 3.13)

$$b_{12}=10\lg\frac{P_1}{P_2}=20\lg\frac{1}{|S_{12}|};\quad b_{34}=10\lg\frac{P_3}{P_4}=20\lg\frac{1}{|S_{34}|}.$$

КСВ входов $K_{\text{ст }Uk}=\dfrac{1+|S_{kk}|}{1-|S_{kk}|}$, где $k=1, \ldots, 4$.

В идеальном мостовом устройстве, помимо приведенных соотношений, справедливыми являются также равенства $S_{13}=S_{31}=S_{24}=S_{42}=\gamma$ и $S_{14}=S_{41}=S_{23}=S_{32}=\delta$. При их выполнении матрица (3.17) примет вид

$$[S]=\begin{vmatrix} 0 & 0 & \gamma & \delta \\ 0 & 0 & \delta & \gamma \\ \gamma & \delta & 0 & 0 \\ \delta & \gamma & 0 & 0 \end{vmatrix}. \qquad (3.18)$$

Таким образом, согласно (3.18) работа идеального мостового устройства описывается с помощью функций $\gamma$ и $\delta$. Направленные ответвители подразделяются по принципу устройства и по значению фазового сдвига $\varphi$ между сигналами в выходных каналах (*3* и *4* на рис. 3.14,*а*). По второму признаку различают синфазные

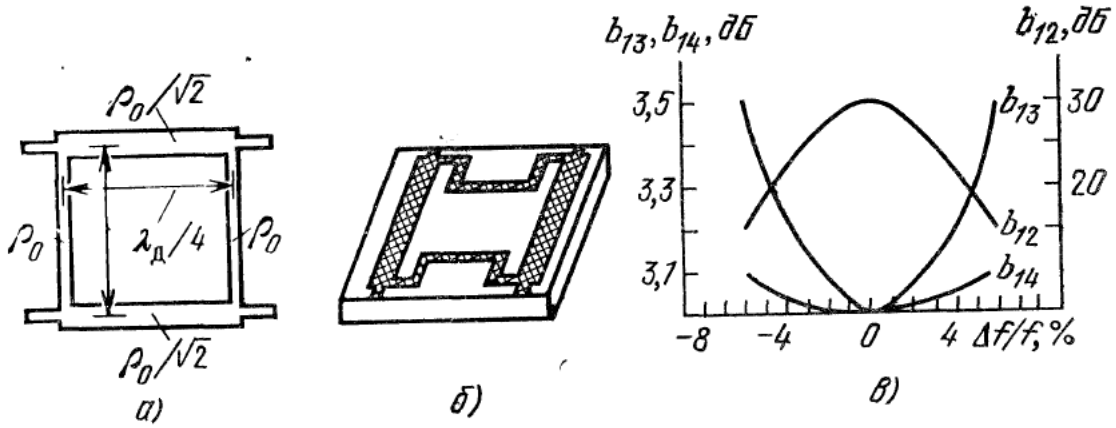
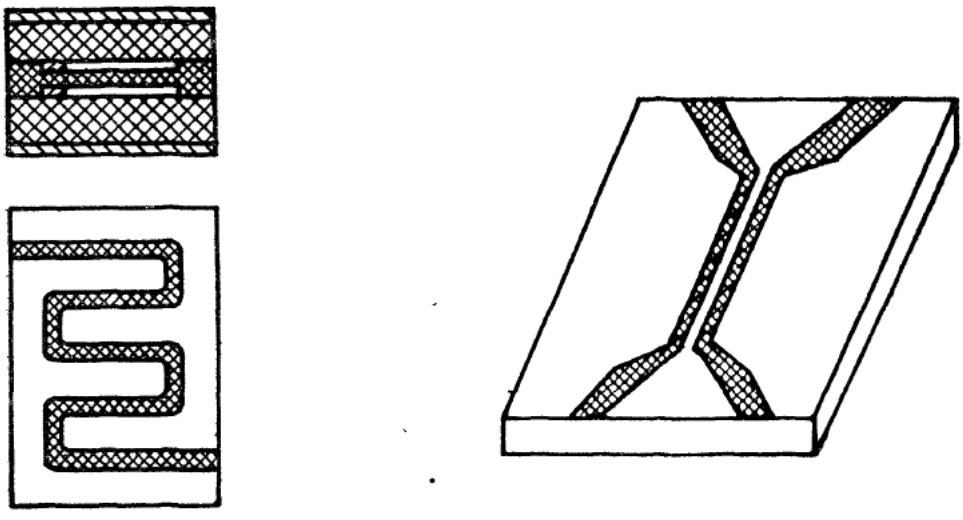



Рис. 3.15



*а)* *б)*

Рис. 3.16

($\varphi=0$), квадратурные ($\varphi=90°$) и противофазные ($\varphi=180°$) направленные ответвители. Чаще всего применяют направленные ответвители квадратурного типа: двухшлейфный и с электромагнитной связью, т. е. на связанных линиях. Устройство первого на несимметричных полосковых линиях показано на рис. 3.15,*а*, *б*. На центральной частоте при рабочем затухании в 3 дБ

$\gamma = -j/\sqrt{2}$ и $\delta = -1/\sqrt{2}$ (см. (3.18)).

Зависимость $S$-параметров устройства от частоты весьма сложна [3.11]. Поэтому здесь предпочитают пользоваться рабочими характеристиками, полученными экспериментально (рис. 3.15,*в*).

Устройство направленного ответвителя с электромагнитной связью основано на связанных симметричных (рис. 3.16,*а*) или несимметричных (рис. 3.16,*б*) полосковых линиях (см. § 3.3). $S$-параметры идеально выполненного ответвителя такого типа при $\rho_0=\sqrt{\rho_{oe}\rho_{oo}}$ определяются функциями [3.11]

$$\gamma = \frac{j k_{св} \sin\theta}{\sqrt{1-k^2_{св}}\cos\theta + j\sin\theta}, \qquad (3.19)$$

$$\delta = \frac{\sqrt{1-k^2_{св}}}{\sqrt{1-k^2_{св}}\cos\theta + j\sin\theta}, \qquad (3.20)$$

где $k_{св}$ — коэффициент связи между линиями (3.4); $\theta=2\pi l/\lambda_д$ — фазовый угол; $l$ — протяженность области связи линий; $\lambda_д$ — длина волны в линии (см. § 3.3).

В 3-дБ направленном ответвителе $k_{св}=1/\sqrt{2}$ и поэтому

$$\gamma=\frac{j\sin\theta}{\cos\theta+j\sqrt{2}\sin\theta}, \qquad (3.21)$$

$$\delta=\frac{1}{\cos\theta+j\sqrt{2}\sin\theta}. \qquad (3.22)$$

На центральной частоте при $\theta=\pi/2$ согласно (3.19) и (3.20) $\gamma=k_{св}$ и $\delta=-j\sqrt{1-k^2_{св}}$. При этом переходное ослабление

$$b_{13}=20\lg(1/k_{св}) \quad \text{и} \quad b_{14}=20\lg(1/\sqrt{1-k^2_{св}}).$$

Расчет направленного ответвителя с электромагнитной связью проводят в следующем порядке. Исходя из значения переходного ослабления определяют коэффициент связи $k_{св}$ и согласно (3.5) и (3.6) соответствующие ему волновые сопротивления при четном и нечетном видах возбуждения. Затем в зависимости от выбранного вида связанных полосковых линий (рис. 3.6) по формулам или графикам находят геометрические размеры линий и расстояние между ними (рис. 3.10—3.12). Для упрощения расчетов можно с учетом (3.4) построить графики, непосредственно связывающие коэффициент связи $k_{св}$ и геометрические размеры линий (рис. 3.12,*в*), где $\varepsilon_r=9{,}6$ и $\rho_0=50$ Ом. Эти графики для связанных несимметричных линий при $0{,}1\leqslant k_{св}\leqslant 0{,}45$ можно с точностью до 3 ... 5% аппроксимировать с помощью функций

$$S/h=2{,}241e^{-6{,}76k_{св}}, \quad W/h=-2{,}222k^2_{св}+0{,}378k_{св}+0{,}954.$$

Наиболее удобным в технологическом отношении является ответвитель на связанных несимметричных полосковых линиях (рис. 3.16,*б*). Однако при сильной связи ($k_{св}\geqslant 0{,}5$) следует иметь очень малое расстояние $S$ между линиями (при $\varepsilon_r=10$ меньше 100 мкм), что практически выполнить весьма трудно. Поэтому предложено несколько модификаций основной конструкции (рис. 3.16,*б*), позволяющих получить большое значение $k_{св}$ (вплоть до 0,707) при увеличенном расстоянии между линиями. К их числу относится встречно-штыревая конструкция 3 дБ ответвителя (мост Ланге), состоящая из нескольких отрезков полосковых линий, соединенных короткими проводниками (рис. 3.17) [3.33, 3.39]. Мо-

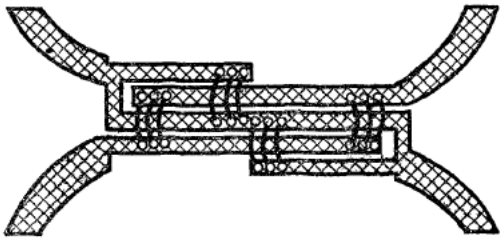


Рис. 3.17

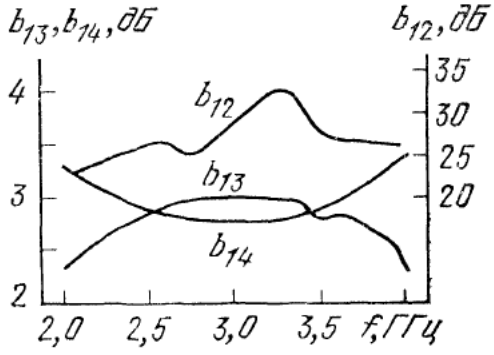



Рис. 3.18

стовое устройство на связанных линиях имеет существенно большую полосу пропускания, чем устройство двухшлейфного типа. Подтверждением тому служат экспериментально полученные характеристики мостового устройства типа рис. 3.17, приведенные на рис. 3.18 [3.33]. (Для сравнения следует обратиться к графикам на рис. 3.15.)

### 3.5. ДИОДНЫЕ ФАЗОВРАЩАТЕЛИ

Фазовращатели в СВЧ радиопередатчиках используются для фазовой модуляции, коррекции фазы сигнала в устройствах суммирования мощностей генераторов, управления фазой сигналов при применении ФАР.

Фазовращатели классифицируют по трем основным признакам: по типу используемых элементов, характеру и способу изменения фазы сигнала. В соответствии с этим различают фазовращатели диодные и ферритовые, непрерывного и дискретного действия, отражательного и проходного типа. Работа фазовращателя непрерывного действия характеризуется зависимостью фазы сигнала от управляющего напряжения и пределами ее изменения; работа фазовращателя дискретного действия — количеством двоичных разрядов $m$ и шагом фазового сдвига, причем количество фиксированных значений фазы $n=2^m$. Кроме того, для обоих типов фазовращателей общими являются следующие параметры: центральная частота и полоса пропускания, активные потери, максимальные значения средней и импульсной мощности СВЧ сигнала, КСВ входа и выхода, точность установки фазы, ее изменение в рабочем диапазоне частот и стабильность под действием различных факторов, быстродействие, т. е. время перехода от одного значения

фазы к другому, мощность, потребляемая устройством управления.

Принцип действия ферритового фазовращателя основан на изменении магнитной проницаемости феррита под действием внешнего магнитного поля, что приводит к управлению фазой проходящего СВЧ сигнала. В диодных фазовращателях непрерывного действия фазой сигнала управляют, изменяя постоянное напряжение, прикладываемое к варикапу. В диодных фазовращателях дискретного действия управление фазой сигнала происходит в результате переключения отрезков фидерной линии или реактивных элементов, причем в качестве переключателей используют $p—i—n$-диоды.

Достоинством ферритовых фазовращателей [3.29, 3.30] является возможность управления фазой при повышенной мощности СВЧ сигнала и меньшее значение активных потерь по сравнению с диодным фазовращателем при частоте выше 2 ... 3 ГГц. Достоинство диодных фазовращателей состоит в повышенном быстродействии (меньше 1 мкс), небольших массе и габаритных размерах, а также в возможности реализации их по гибридно-интегральной технологии. Мощность СВЧ сигнала в диодных фазовращателях может достигать 50 кВт в импульсе и 500 Вт в непрерывном режиме [3.24]. Поскольку эти значения вполне соответствуют мощности СВЧ полупроводниковых передатчиков, то в них преимущественно используются диодные фазовращатели [3.21—3.28].

**Фазовращатели дискретного действия.** Как уже указывалось, эти фазовращатели подразделяются на отражательные и проходные. Первые работают по принципу изменения фазы отраженного сигнала при коммутации длины фидерной линии, обычно микрополосковой. Для разделения падающей и отраженной волн в них используют циркулятор (рис. 3.19,*а*), гибридный ответвитель шлейфного типа (рис. 3.19,*б*) или на связанных линиях (рис. 3.19,*в*). При идеальных ключах для всех трех схем изменение фазы сигнала составляет $\Delta\varphi=4\pi l/\lambda_д$. Достоинством фазовращателей отражательного типа является малое значение КСВ в рабочей полосе частот. Очевидно, что фазовращатель на связанных линиях обладает большей полосой, чем фазовращатель шлейфного типа.

Рассмотрим более подробно диодный фазовращатель с гибридным соединением (рис. 3.19,*б*, *в*). Используя

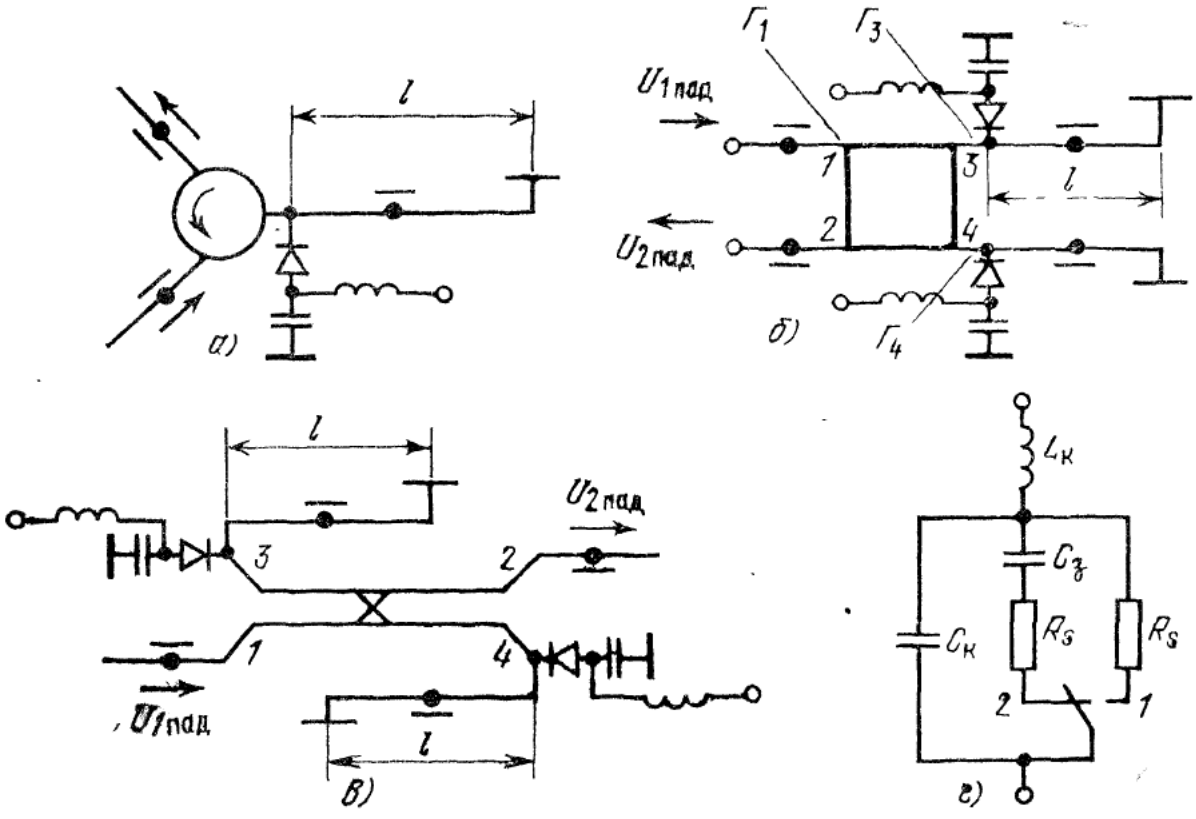



Рис. 3.19

матрицу (3.18) и принятые согласно рис. 3.14 и 3.19,*б*, *в* направления падающих и отраженных волн, составим систему уравнений

$$\begin{aligned}
&U_{1отр}=\gamma U_{3отр}+\delta U_{4отр}, \quad Г_1=U_{1отр}/U_{1пад},\\
&U_{2пад}=\delta U_{3отр}+\gamma U_{4отр}, \quad Г_2=U_{2отр}/U_{2пад},\\
&U_{3пад}=\gamma U_{1пад}+\delta U_{2отр}, \quad Г_3=U_{3отр}/U_{3пад},\\
&U_{4пад}=\delta U_{1пад}+\gamma U_{2отр}, \quad Г_4=U_{4отр}/U_{4пад}.
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Приняв коэффициент отражения нагрузки, подключаемой к выходу фазовращателя, $Г_2=0$ и решив систему уравнений (3.23) относительно коэффициентов отражения на входе фазовращателя и передачи падающих волн напряжения, получим

$$Г_1=U_{1отр}/U_{1пад}=\gamma^2 Г_3+\delta^2 Г_4, \tag{3.24}$$

$$K_{пад}=U_{2пад}/U_{1пад}=\delta\gamma(Г_3+Г_4). \tag{3.25}$$

Зная коэффициенты отражения $Г_3$ и $Г_4$ при обоих положениях ключа, можно согласно (3.24) и (3.25) найти две основные характеристики фазовращателя — КСВ по входу и изменение фазы сигнала. Например, для мо-

стового устройства на связанных линиях с учетом (3.21) и (3.22) при $\Gamma_3=\Gamma_4$ имеем

$$|\Gamma_1|=\frac{2\cos^2\theta}{2-\cos^2\theta}|\Gamma_3| \quad \text{и} \quad K_{\text{пад}}=\frac{j\,2\Gamma_3\sin\theta}{(\cos\theta+j\sqrt{2}\sin\theta)^2}.$$

На центральной частоте при $\theta=\pi/2$ $\Gamma_1=0$ и $K_{\text{пад}}=$ $=e^{-j\,90^\circ}\Gamma_3$.

Коэффициенты отражения $\Gamma_3$ и $\Gamma_4$ согласно рис. 3.19,*б*, *в* зависят от параметров линий, подключенных к полюсам *3* и *4*, и *p—i—n*-диода, эквивалентная схема которого показана на рис. 3.19,*г*. При замкнутом (положение *1*) и разомкнутом (положение *2*) ключе

$$\Gamma_{\text{зк}}=\frac{-1+\Gamma_{\text{л}}+\Gamma_{\text{Дк}}+3\Gamma_{\text{л}}\Gamma_{\text{Дк}}}{3+\Gamma_{\text{л}}+\Gamma_{\text{Дк}}-\Gamma_{\text{л}}\Gamma_{\text{Дк}}}=|\Gamma_{\text{зк}}|\,e^{j\varphi_{\text{зк}}},$$

$$\Gamma_{\text{зх}}=\frac{-1+\Gamma_{\text{л}}+\Gamma_{\text{Дх}}+3\Gamma_{\text{л}}\Gamma_{\text{Дх}}}{3+\Gamma_{\text{л}}+\Gamma_{\text{Дх}}-\Gamma_{\text{л}}\Gamma_{\text{Дх}}}=|\Gamma_{\text{зх}}|\,e^{j\varphi_{\text{зх}}},$$

где

$$\Gamma_{\text{л}}=[j\rho_{\text{л}}\operatorname{tg}(2\pi l/\lambda_{\text{д}})-\rho_0]/[j\rho_{\text{л}}\operatorname{tg}(2\pi l/\lambda_{\text{д}})+\rho_0]$$

— коэффициент отражения короткозамкнутой линии длиной $l$ в точке подключения к ней диода; $\rho_0=50$ Ом — стандартное значение волнового сопротивления; $\rho_{\text{л}}$ — волновое сопротивление линии; $\Gamma_{\text{Дк}}$ и $\Gamma_{\text{Дх}}$ — коэффициенты отражения замкнутого и разомкнутого ключей.

Изменяя длину $l$ и волновое сопротивление $\rho_{\text{л}}$ короткозамкнутой линии, можно добиться требуемой разности фаз $\Delta\varphi=\varphi_{\text{зк}}-\varphi_{\text{зх}}$ при минимальной разности ($|\Gamma_{\text{зк}}|-|\Gamma_{\text{зх}}|$), определяющей паразитную амплитудную модуляцию сигнала. Эту задачу легко решить с помощью ЭВМ.

Для получения требуемого дискретного набора значений фаз сигналов фазовращатели включают последовательно (рис. 3.20,*а*, цепи питания не показаны) [3.24]. Первый фазовращатель поворачивает фазу на 22,5°, второй — на 45°, третий — на 90°. Возможные комбинации переключения диодов позволяют установить восемь значений фаз сигнала с шагом 22,5°С. Подобные дискретные фазовращатели, выполненные по гибридно-интегральной технологии, применяют в ФАР (см. § 10.6). Основной характеристикой их является зависимость фазы сигнала от частоты в рабочем диапазоне (рис. 3.20,*б*).

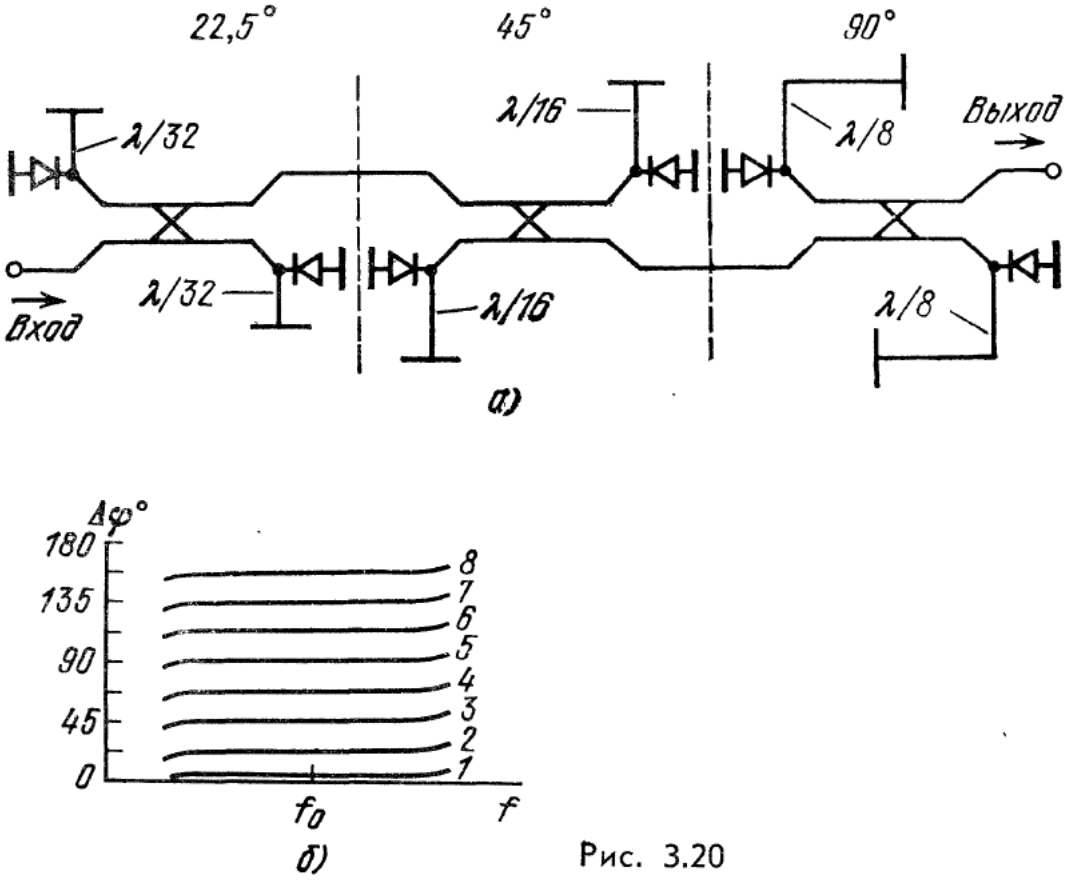



Рис. 3.20

Две схемы фазовращателей проходного типа приведены на рис. 3.21. В первой (рис. 3.21,*а*) для поворота фазы проходящего сигнала к линии подключают разного типа реактивности. Согласно [3.24] в таком устройстве при $l=0{,}25\lambda_д$

$$\Delta\varphi\approx\rho_0(B_1+B_2), \qquad (3.26)$$

где $\rho_0$ — волновое сопротивление линии; $B_1$, $B_2$ — проводимости емкости и индуктивности соответственно.

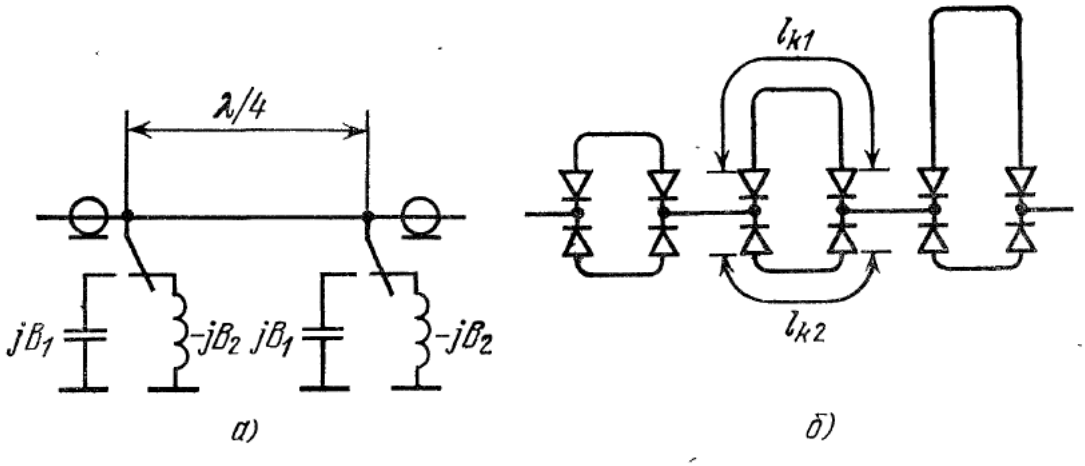



Рис. 3.21

Коммутируемые с помощью $p—i—n$-диодов реактивные элементы включают на расстоянии $l=\lambda/4$, тем самым компенсируя отраженные от реактивностей сигналы и снижая КСВ со стороны входа устройства. Поскольку с повышением фазового сдвига $\Delta\varphi$ значение КСВ в фазовращателе увеличивается, то обычно устанавливается $\Delta\varphi\leqslant 45°$. В качестве фазовращателей можно использовать также фильтры верхних и нижних частот с коммутируемыми реактивными элементами.

Другой фазовращатель проходного типа, называемый также устройством с коммутируемыми линиями, показан на рис. 3.21,*б* [3.26, 3.28]. Поворот фазы в одной секции его составляет $\Delta\varphi_k=2\pi\Delta l_k/\lambda$, где $\Delta l_k=l_{k1}—l_{k2}$. Подобные фазовращатели просты в устройстве. Однако верхняя частота их использования ограничена, поскольку емкость коммутируемого элемента (см. рис. 3.19,*г*) приводит к резонансным явлениям, что вносит большую ошибку в значение фазы и приводит к дополнительным потерям.

Большое влияние на характеристики всех фазовращателей оказывают коммутирующий элемент — $p—i—n$-диод и схема его управления [3.21—3.28].

В качестве примера приведем параметры трехразрядного диодного фазовращателя отражательного типа (рис. 3.20) [3.24]: центральная частота 3 ГГц, полоса пропускания 15%, потери 0,8 дБ; ошибка установки фазы 7°, КСВ не более 1,3; средняя мощность 60 Вт, пиковая мощность 2 кВт при $\tau_и\leqslant 2$ мкс, количество диодов 6, напряжение обратного смещения 200 В, ток диода при положительном смещении 100 мА.

**Фазовращатели непрерывного типа.** Эти устройства используются в основном при фазовой модуляции СВЧ сигнала или в системах автоматического регулирования (см. § 11.3). Они так же, как фазовращатели дискретного типа, подразделяются на отражательные и проходные и идентичны с ними по своему устройству (рис. 3.22). При изменении обратного напряжения $U_у$, прикладываемого к управляющему устройству — варикапу, его емкость изменяется по закону

$$C(U_у)=\frac{C_н}{(1+U_у/\varphi_0)^\gamma}, \qquad (3.27)$$

где $C_н$ — начальная емкость перехода при $U_у=0$; $\varphi_0$ — контактная разность потенциалов ($\varphi_0=0{,}4\ldots 0{,}6$ В для

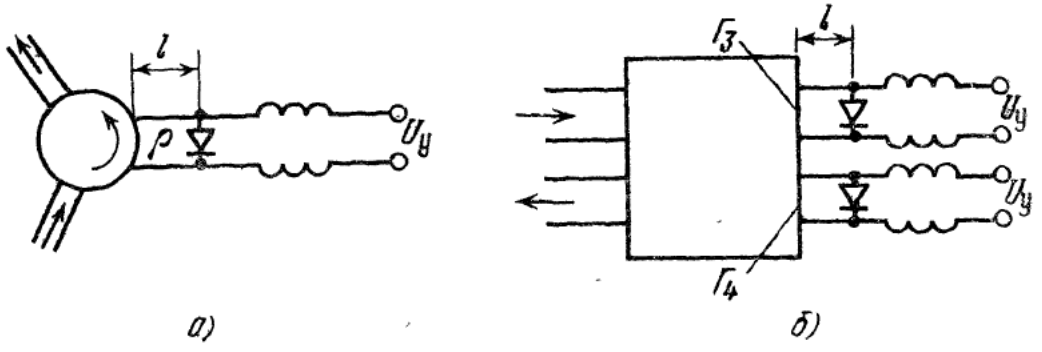



Рис. 3.22

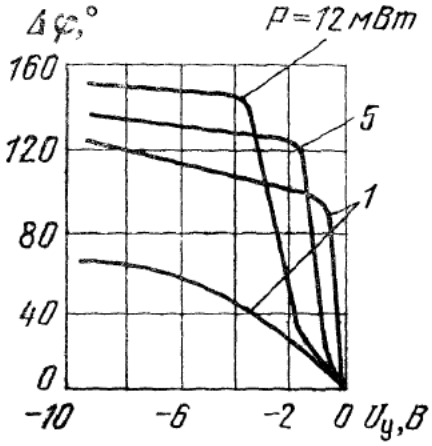



Рис. 3.23

кремниевых диодов); $\gamma$ — коэффициент, зависящий от распределения примесей в $p-n$-переходе, обычно $\gamma=0{,}5$.

Изменение емкости $C$ приводит к изменению коэффициента отражения, а следовательно, согласно (3.25) к управлению фазой сигнала. Для идеализированной модели варикапа, пренебрегая активными потерями в нем и индуктивностью его выводов, найдем для фазы коэффициента отражения

$$\varphi_1 = \left[\operatorname{arctg} \frac{2\rho\omega C\,(U_у)}{\rho^2\omega^2\,[C\,(U_у)]^2 - 1}\right] - \frac{4\pi l}{\lambda_д}, \qquad (3.28)$$

где $l$ — длина линии (см. рис. 3.22), $\rho$ — ее волновое сопротивление.

Подставив (3.28) в (3.27), можно найти закон изменения фазы сигнала $\Delta\varphi$ под действием управляющего напряжения $U_у$. Работа фазовращателя непрерывного типа описывается двумя экспериментальными характеристиками $\Delta\varphi(U_у)$ (рис. 3.23) [3.31] и $\Delta\varphi(f)$.

## 3.6. БАЛЛАСТНЫЕ НАГРУЗКИ

Балластные нагрузки, служащие для поглощения мощности сигнала, применяются в различных СВЧ устройствах, например в направленных ответвителях (см. § 3.4) и ферритовых циркуляторах (см. § 3.7). Нагрузка при полосковых линиях передачи представляет собой или объемный поглотитель, располагаемый между централь-

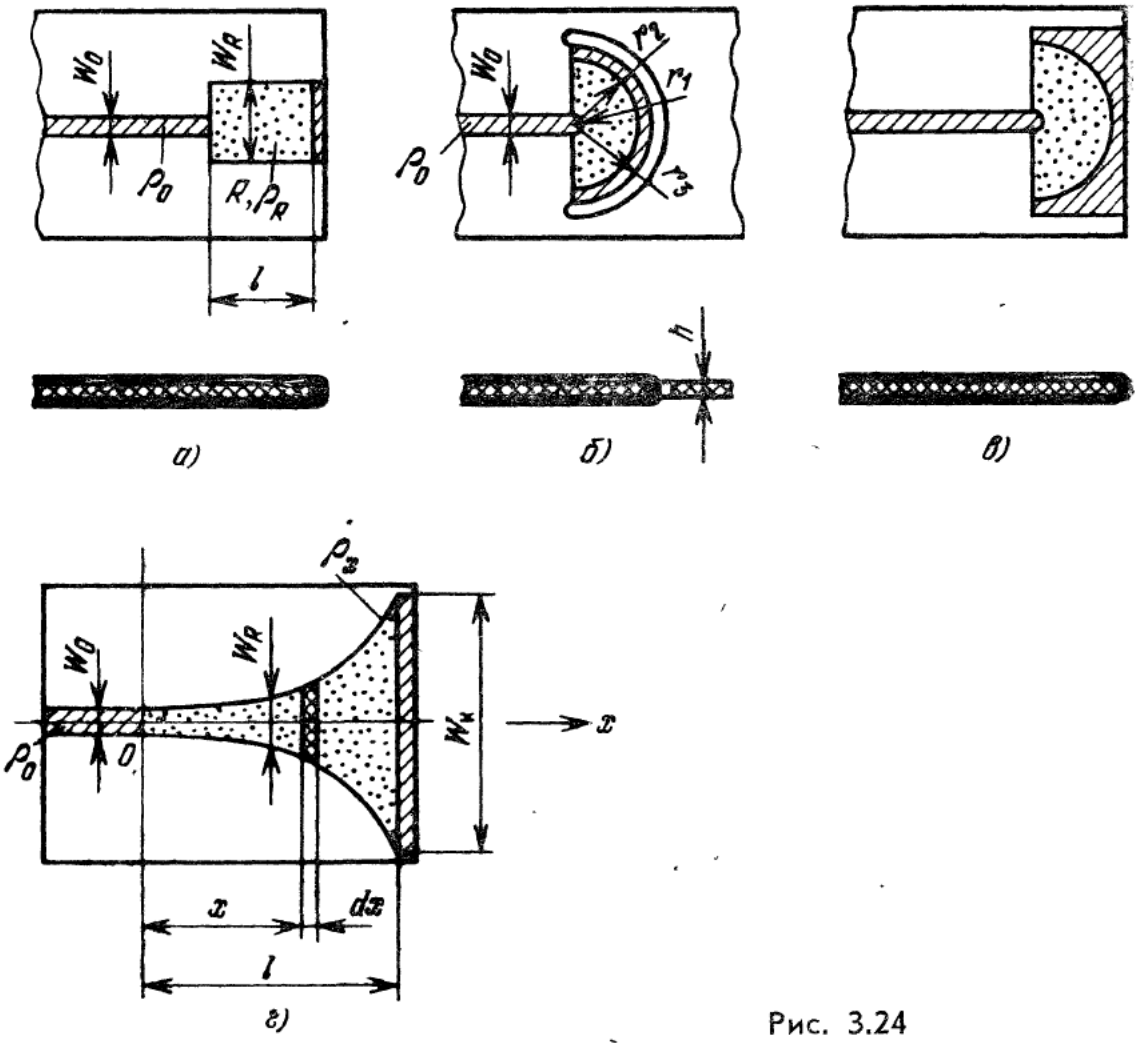



Рис. 3.24

ным проводником линии и заземляемой поверхностью, или резистор, включаемый в разрыв центрального проводника. В микрополосковых линиях передачи в основном используют второй тип нагрузки — резистор в виде пленки определенной формы и размеров, нанесенной на диэлектрическую подложку (из бериллиевой керамики или поликора, обладающих наибольшей теплопроводностью, см. табл. 3.1) (рис. 3.24). С одной стороны пленка соединяется с центральным проводником, с другой заземляется. Две основные характеристики определяют свойства балластной нагрузки — КСВ и максимальная мощность рассеивания $P_{\text{рас}}$, зависящие от частоты сигнала.

**Нагрузка прямоугольной формы** (рис. 3.24,*а*). Длина $l$ резистивного слоя нагрузки выбирается согласно [3.41]. При $l<\lambda/6$ ширина $W_R$ обусловлена волновым сопротивлением $\rho_R=0{,}447R_0$, где $R_0$ — сопротивление резистора постоянному току. Для расширения полосы пропускания принимают $R_0=\rho_0$, где $\rho_0$ — волновое сопротивление подводящей линии. При стандартном значении $\rho_0=50$ Ом $\rho_R=22{,}36$ Ом. Ширину $W_R$ находим из графиков на рис. 3.9,*а*.

Исходными параметрами являются сопротивление $\rho_R$, толщина $W_R$ и диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_r$ подложки. Пренебрегая поверхностным эффектом, можно найти

$$R_0=\sigma l/tW_R=R_s l/W_R, \qquad (3.29)$$

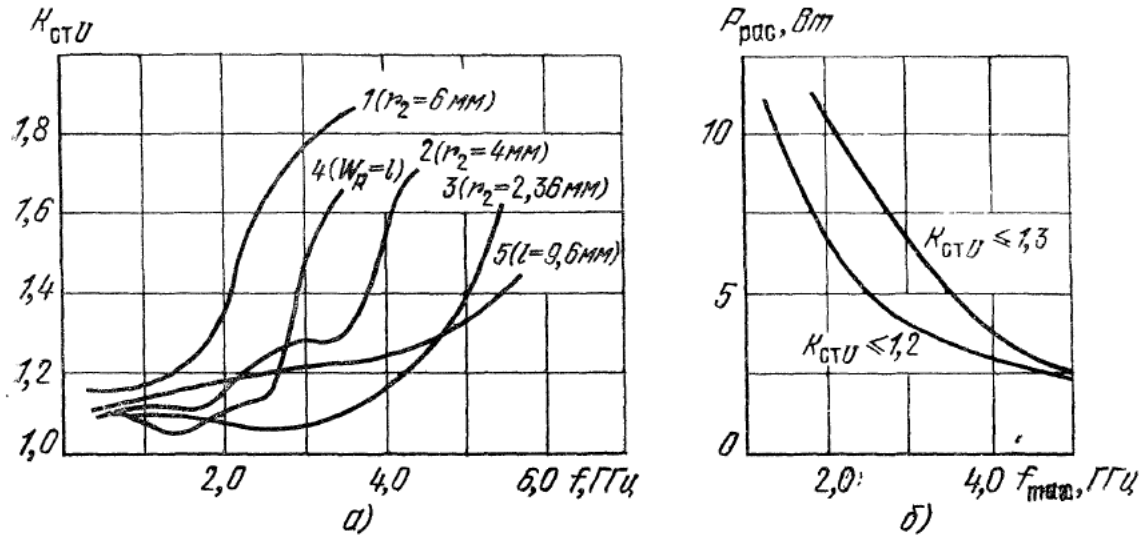



Рис. 3.25

где $\sigma$ — удельное сопротивление резистивной пленки; $l$, $t$, $W_R$ — ее длина, толщина и ширина; $R_s=\sigma/t$ — поверхностное сопротивление.

При $l=nW_R$, где $n$ — целое число, согласно (3.29) $R_0=R_s n$. Большая поверхность резистивного слоя и малая толщина подложки позволяют рассеивать большую мощность микрополосковой нагрузке. В качестве примера на рис. 3.25,*а* (график *4*) показана зависимость КСВ прямоугольной нагрузки от частоты при подложке из поликора толщиной 1 мм, $\rho_0=R_0=50$ Ом и $W_R=l$.

**Нагрузка в форме полукруга** (рис. 3.24,*б*, *в*) [3. 43]. Заземление резистивного слоя (радиус $r_2$) в нагрузке осуществляется или через паз, располагаемый за полукольцевым проводником (радиус $r_3$, рис. 3.24,*б*), или через проводник прямоугольной формы, располагаемый за резистором (рис. 3.24,*в*). Сопротивление резистивного слоя

$$R_0=(1/\pi)R_s \ln(r_2/r_1). \qquad (3.30)$$

Зависимость КСВ нагрузки от частоты при поликоровой подложке толщиной 0,5 мм, $\rho_0=50$ Ом и различных значениях радиуса $r_2$ показана на рис. 3.25,*а* (графики *1*, *2*, *3*). Увеличение $r_2$ приводит к повышению КСВ, но зато позволяет рассеивать большую мощность $P_{рас}$ благодаря увеличению площади резистивного слоя. Следовательно, с ростом $P_{рас}$ верхняя частота $f_{max}$ нагрузки снижается (рис. 3.25,*б*). Нагрузка типа изображенной на рис. 3.24,*в* при естественном охлаждении позволяет рассеивать мощность до 8 ... 10 Вт при $r_2=6$ мм и до 2 ... 3 Вт при $r_2=2{,}4$ мм.

**Нагрузка с плавным изменением волнового сопротивления резистивного слоя** (рис. 3.24,*г*). Условие согласования нагрузки с подводящей линией, записанное относительно волнового сопротивления резистивного слоя, имеет вид [3.41]

$$\rho(x)=\rho_0-R(x), \qquad (3.31)$$

где $R(x)=R_S\int_0^x \frac{1}{W_R(x)}dx$ — сопротивление постоянному току участка резистивного слоя от 0 до $x$. Учитывая $\rho(x)=100\pi/\sqrt{\varepsilon_r}(1+W_R(x)/h)$ [3.13], из (3.31) получаем

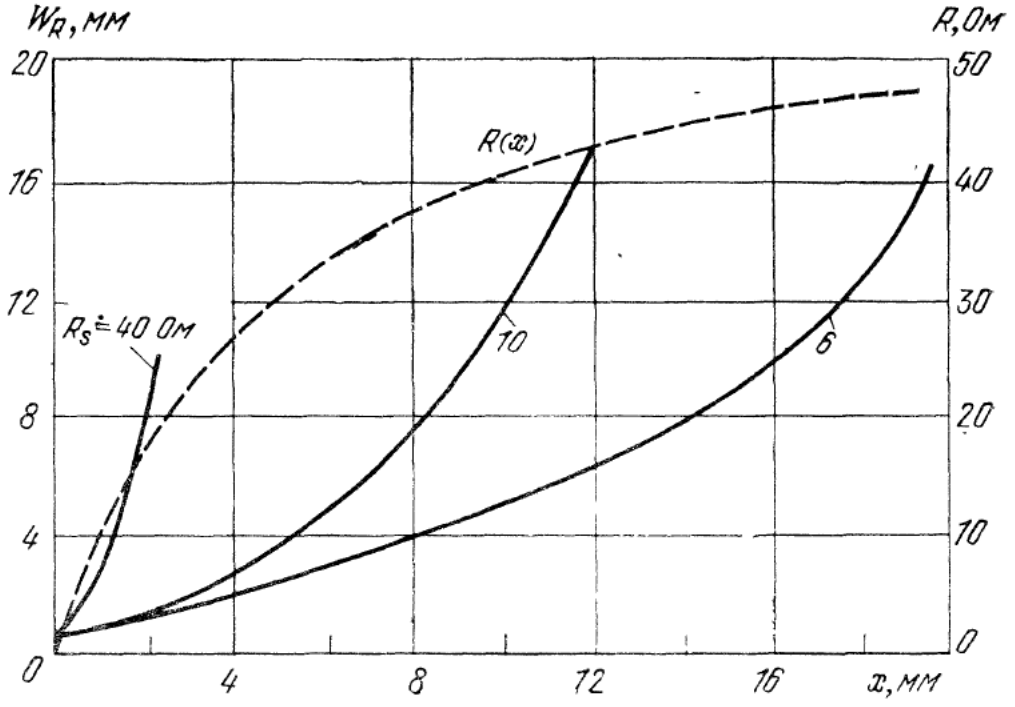
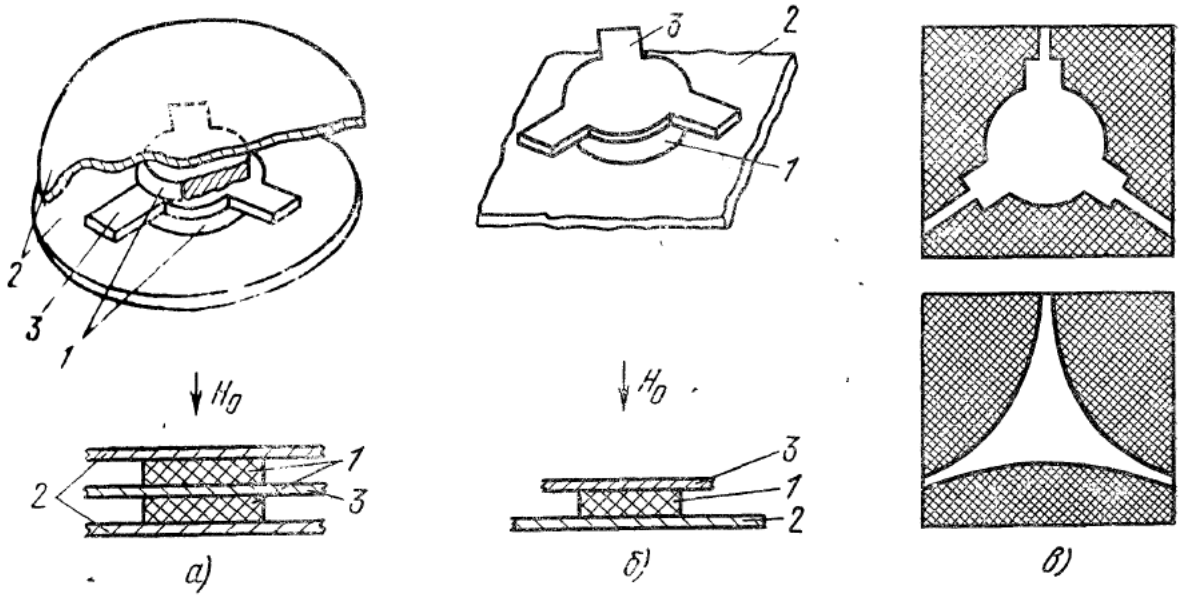



Рис. 3.26



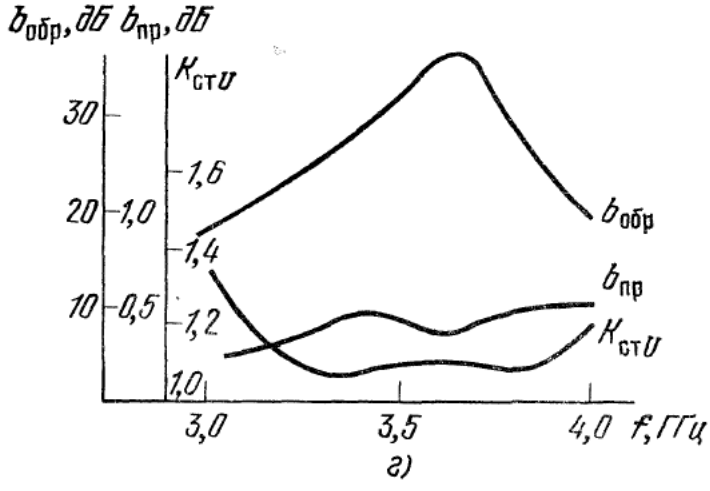




Рис. 3.27

$$\frac{1+(1+W_R/h)\ln(1+W_R/h)}{4(1+W_R/h)/h^2}-\frac{1+(1+W_0/h)\ln(1+W_0/h)}{4(1+W_0/h)/h^2}=$$

$$=\frac{R_s h\sqrt{\varepsilon_r}\,x}{400\pi}. \qquad (3.32)$$

Графическое решение уравнения (3.32) относительно $W_R(x)$ при $h=0{,}5$ мм; $\varepsilon_r=9{,}8$ (поликор), $\rho_0=50$ Ом и трех значениях $R_s$ показано на рис. 3.26. Там же представлена зависимость $R(x)$. На рис. 3.25,*а* (график *5*) построена зависимость КСВ нагрузки от частоты при $l=9{,}6$ мм, $\rho_0=50$ Ом и $R_s=6$ Ом. Мощность рассеивания нагрузки составляет 7 ... 8 Вт.

### 3.7. ФЕРРИТОВЫЕ ВЕНТИЛИ И ЦИРКУЛЯТОРЫ

Вентили и циркуляторы относятся к СВЧ устройствам невзаимного типа, по-разному пропускающим сигнал в прямом и обратном направлении. Невзаимность их свойств обусловлена явлениями в фидерных линиях, содержащих подмагниченный феррит [3.42]. В радиопередатчиках вентили и циркуляторы используются для развязки между собой различных СВЧ каскадов и выходного каскада с антенно-фидерным трактом, с их помощью обеспечивается устойчивая работа тракта усиления СВЧ сигнала практически при любых значениях КСВ со стороны входа и выхода соединяемых каскадов. Вентиль и циркулятор характеризуют в основном три зависимости от частоты: прямые потери $b_{\text{пр}}$, развязка или обратные потери $b_{\text{обр}}$ и КСВ по каждому из входов.

Среди циркуляторов наиболее распространенным является трехплечный или *Y*-типа, в котором три линии соединяются под углом 120° с ферритовым элементом в центре. Подмагничивающее поле, определяющее направление циркуляции, перпендикулярно направлению распространения СВЧ волны. Устройство *Y*-циркулятора с дисковым ферритовым элементом и симметричной полосковой линией показано на рис. 3.27,*а*; с несимметричной линией — на рис. 3.27,*б*, где *1* — феррит, *2* — заземляемые пластины, *3* — центральный полосок. В широкополосных циркуляторах в каждую линию включается согласующий СВЧ трансформатор ступенчатого или плавного типа [3.45].

Циркуляторы в микрополосковом исполнении, используемые в СВЧ интегральных схемах, подразделяются по конструктивно-технологическим признакам на три типа:

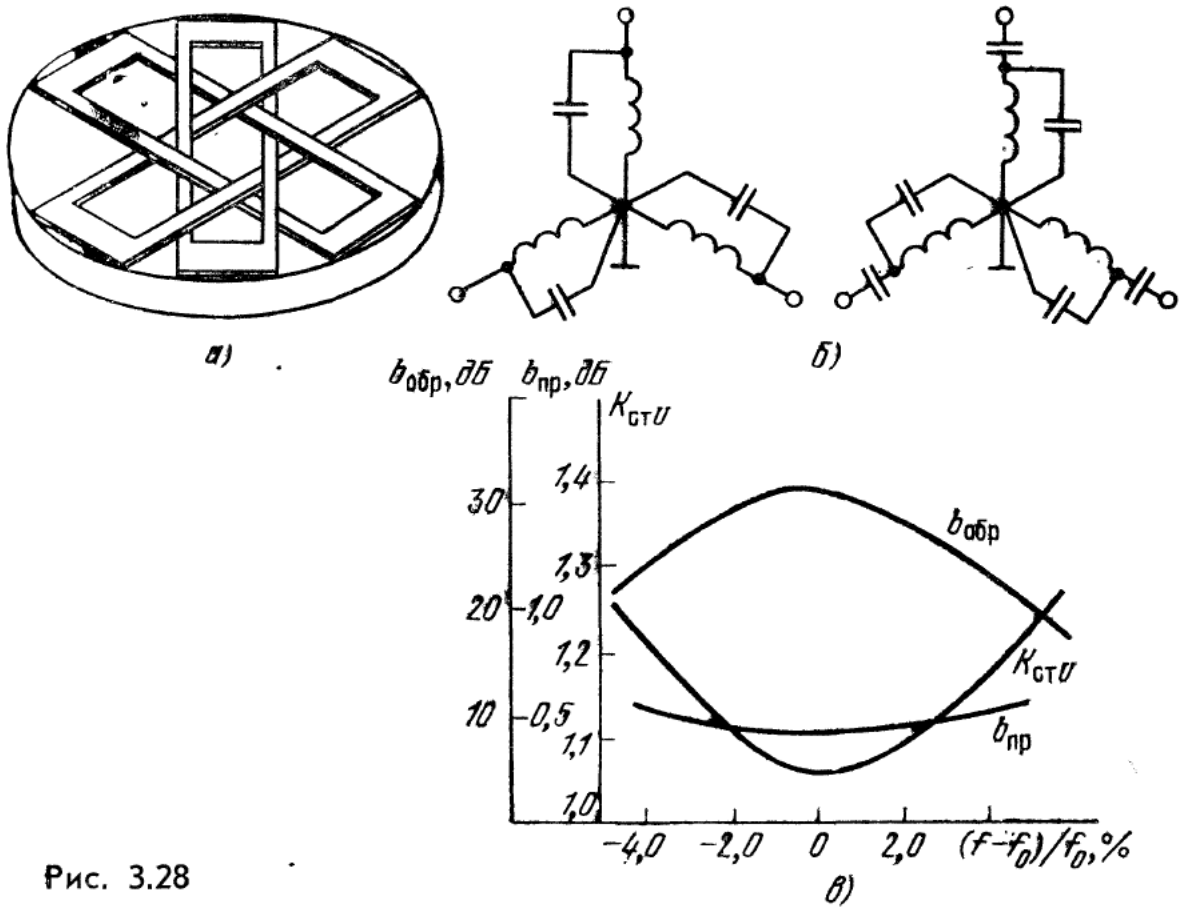



Рис. 3.28

с феррит-диэлектрической подложкой, с ферритовой подложкой и гибридный [3.48]. В первом случае ферритовый элемент, например, в форме диска закрепляется в отверстии диэлектрической подложки. Во втором случае имеется только ферритовая подложка, на которую напыляются микрополосковые линии (рис. 3.27,*в*). При этом удается получить такие параметры циркулятора в полосе частот от 3 до 4 ГГц: $b_{пр} \leqslant 0{,}5$ дБ; $b_{обр} \geqslant 20$ дБ, КСВ$\leqslant 1{,}2$ (рис. 3.27,*г*).

В рассмотренных циркуляторах диаметр ферритового диска ориентировочно равен половине длины волны с учетом ее укорочения. Для уменьшения размеров циркулятора в дециметровом и метровом диапазоне используют замедляющие структуры и схемы с реактивными элементами сосредоточенного типа [3.46, 3.47]. В *Y*-циркуляторе на сосредоточенных элементах полосковая система может выполняться в виде трех переплетенных между собой индуктивных рамок (рис. 3.28,*а*), расположенных между двумя ферритовыми дисками в случае симметричных линий или на одном диске при несимметричных линиях передачи. К индуктивным рамкам присоединяются конденсаторы. Поэтому в целом эквива-

лентные схемы замедляющей структуры циркулятора принимают вид, показанный на рис. 3.28,*б*. Типовой пример характеристики циркулятора на сосредоточенных элементах приведен на рис. 3.28,*в*. Нижняя частота таких циркуляторов достигает 30 ... 50 МГц.

Ферритовые вентили в интегральных схемах обычно реализуют на основе *Y*-циркулятора, включая в одно плечо согласованную балластную нагрузку различного типа. Иногда в основе работы вентиля используется эффект смещения поля или невзаимного поглощения энергии при ферромагнитном резонансе для волн с круговой поляризацией. Разновидностью вентиля резонансного типа является устройство, в котором перпендикулярно полосковой линии включаются шлейфы определенной длины, создающие область поля с круговой поляризацией.

В циркуляторе мощность отраженного сигнала рассеивается в основном в подключенной к нему балластной нагрузке, в вентиле — в феррите. Поэтому при повышенной мощности сигнала, как правило, используют циркуляторы. Их применяют также в диодных усилителях отражательного типа (§ 6.4), в диодных фазовращателях (§ 3.5), в аттенюаторах, СВЧ переключателях и пр.

## 3.8. ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР

Одна из наиболее широко распространенных разновидностей полосового фильтра [2.9, 2.10, 3.32] представляет собой каскадное включение направленных ответвителей на связанных линиях (рис. 3.29,*а*). Поэтому снова обратимся к рассмотрению их характеристик (см. § 3.4). При матрице (3.18) работа ответвителя — восьмиполюсника — описывается системой уравнений (3.23). Решив ее относительно коэффициента отражения по входу $\Gamma_1=U_{1\text{отр}}/U_{1\text{пад}}$ (см. рис. 3.14,*а*, 3.16) получим

$$\Gamma_1=\frac{\gamma^2\Gamma_3+\delta^2\Gamma_4-(\gamma^2-\delta^2)^2\Gamma_2\Gamma_3\Gamma_4}{1-(\delta^2\Gamma_3+\gamma^2\Gamma_4)\Gamma_2}. \qquad (3.33)$$

При разомкнутых полюсах *3* и *4* $\Gamma_3=1$, $\Gamma_4=1$ и выражение (3.33) принимает вид

$$\Gamma_1=\frac{\gamma^2+\delta^2-(\gamma^2-\delta^2)^2\Gamma_2}{1-(\delta^2+\gamma^2)\Gamma_2}. \qquad (3.34)$$

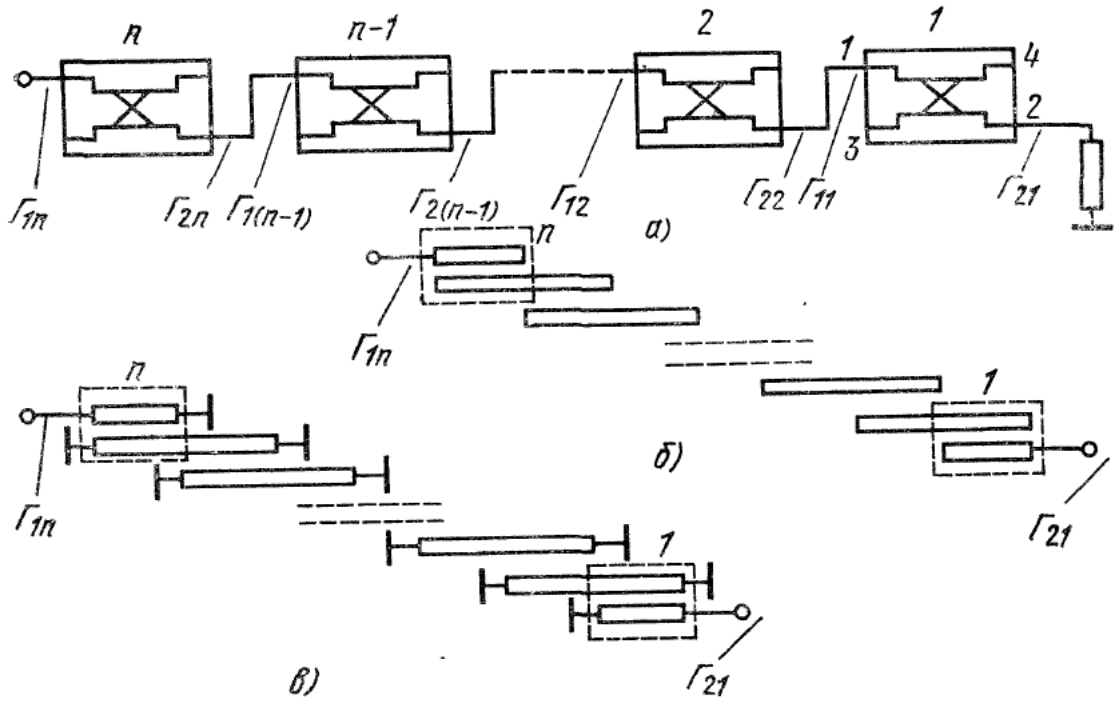



Рис. 3.29

При короткозамкнутых полюсах *3* и *4* $\Gamma_3 = -1$, $\Gamma_4 = -1$ и

$$\Gamma_1 = -\frac{\gamma^2 + \delta^2 + (\gamma^2 - \delta^2)^2 \Gamma_2}{1 + (\delta^2 + \gamma^2)\Gamma_2} \qquad (3.35)$$

Предположим, что коэффициент отражения нагрузки, подключенной к полюсу *2* (рис. 3.14,*а*), $\Gamma_2 = 0$. Тогда в обоих случаях — при разомкнутых и короткозамкнутых полюсах *3* и *4* — согласно (3.34) и (3.35) с учетом (3.19) и (3.20) модуль коэффициента отражения по входу ответвителя

$$|\Gamma_1| = |\gamma^2 + \delta^2| = \frac{1 - k^2_{св}(1 + \sin^2\theta)}{1 - k^2_{св}\cos^2\theta}. \qquad (3.36)$$

Рабочее затухание рассматриваемого восьмиполюсника

$$b = 10\lg B = 10\lg[1/(1 - |\Gamma_1|^2)]$$

или с учетом (3.36)

$$b = 20\lg\frac{1 - k^2_{св}\cos^2\theta}{2k_{св}\sqrt{1 - k^2_{св}}\sin\theta}. \qquad (3.37)$$

На центральной частоте $f_0$ при $\theta = \pi/2$ согласно (3.36) и (3.37)

$$|\Gamma_1| = 1 - 2k^2_{св} \text{ и } b = 20\lg(1/2k_{св}\sqrt{1 - k^2_{св}}).$$

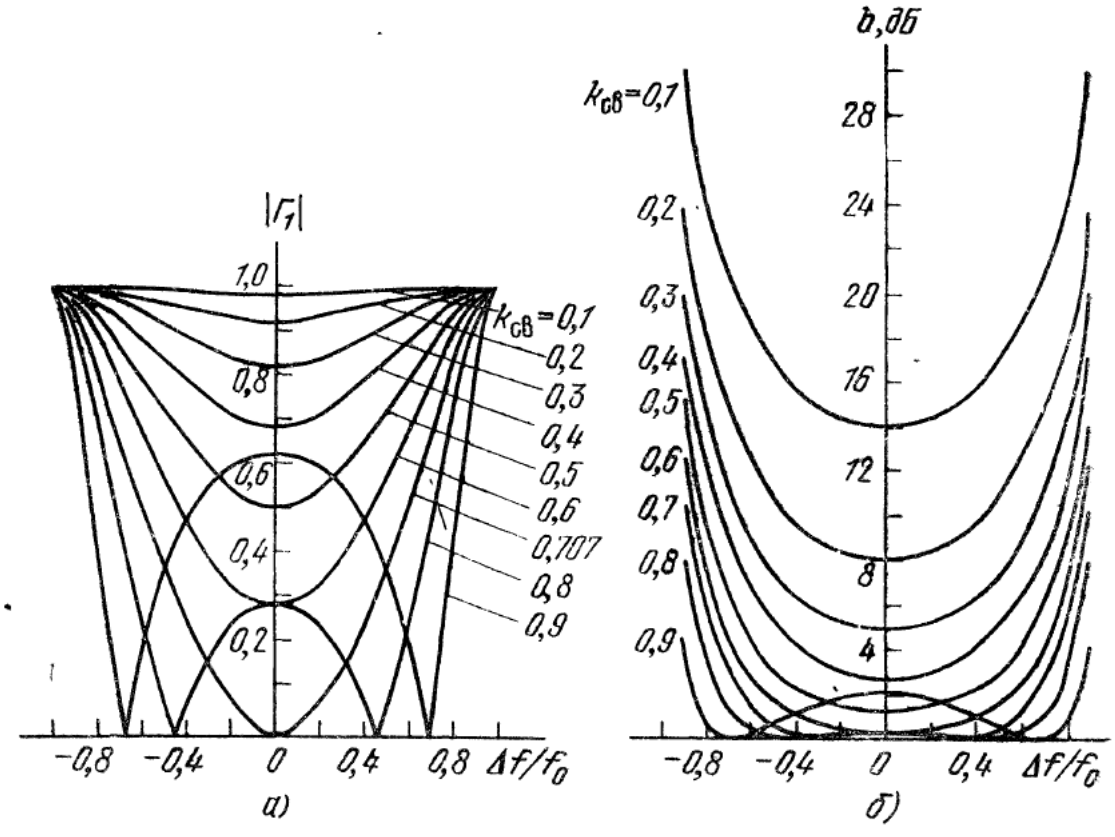



Рис. 3.30

Фаза $\theta=2\pi l/\lambda_д=(\pi/2)[1+(\Delta f/f_0)]$, где $\Delta f=f-f_0$ — отклонение частоты относительно $f_0$.

Графики функций $\Gamma_1(\Delta f/f_0)$ (рис. 3.30,*а*) и $b(\Delta f/f_0)$ (рис. 3.30,*б*), определяемые согласно (3.36) и (3.37), соответствуют характеристикам полосового фильтра, что и обусловливает применение в качестве последнего направленного ответвителя на связанных линиях. Каскадно включая несколько направленных ответвителей (обычно не более 8 ... 10), можно получить требуемую характеристику полосового фильтра: с малым затуханием в полосе пропускания и большим — вне ее. При этом возможны два основных варианта СВЧ полосового фильтра: при разомкнутых полюсах *3* и *4* (рис. 3.29,*б*) и их коротком замыкании (рис. 3.29,*в*). Фильтр, состоящий из $n$ восьмиполюсников, называют $(n-1)$-звенным по числу полуволновых линий. Характеристику затухания фильтра $b=\psi(f)$ можно рассчитать, последовательно переходя от одного восьмиполюсника к другому и используя в качестве рекуррентной формулы выражение (3.34) или (3.35), где под $\Gamma_1$ следует понимать коэффициент отражения по входу *1* $k$-го восьмиполюсника, под $\Gamma_2$ — коэффициент отражения нагрузки, подключенной ко входу *2*. При этом $\Gamma_{2k}=\Gamma_{1(k-1)}\exp(-j2\theta)$, где $\theta=$

$=2\pi l/\lambda_д$ — фазовый угол; $l$ — длина линии с волновым сопротивлением $\rho_0$, связывающая два соседних восьмиполюсника.

Рассчитав коэффициент $\Gamma_{1n}$ на входе $n$-го восьмиполюсника, согласно (3.37) можно определить характеристику затухания всего фильтра. Результаты такого расчета на ЭВМ для структуры рис. 3.29,*б* при $n=8$, $k_{св1}=k_{св8}=0{,}41$; $k_{св2}=k_{св7}=0{,}16$; $k_{св3}=k_{св6}=0{,}12$; $k_{св3}=k_{св5}=0{,}12$ приведены на рис. 3.31. Согласно (3.34) и (3.35) с помощью ЭВМ можно произвести не только анализ, но и параметрический синтез полосового фильтра, основанный на переборе большого числа вариантов и выборе согласно принятому критерию лучшего из них (гл. 9). Определив оптимальные значения коэффициентов связи во всех восьмиполюсниках, можно затем найти геометрические размеры связанных линий (см. § 3.3).

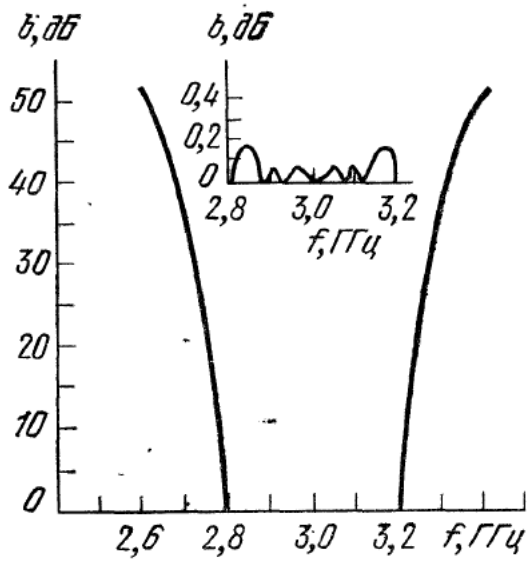


Рис. 3.31

При расчете длины полуволновых линий следует учитывать влияние концевых емкостей и связанное с этим укорочение линий согласно формуле (3.16).

ГЛАВА 4

# СВЧ ГЕНЕРАТОРЫ С ДИОДОМ ГАННА

## 4.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ ДИОДА ГАННА

Основное назначение диодов Ганна — приборов с междолинным переносом электронов — состоит в генерации и усилении СВЧ колебаний [4.1—4.5]. В основе физических процессов этих диодов лежат явления, протекающие в объеме некоторых однородных полупроводниковых структур при весьма высоких напряженностях электрического поля. Изменения, происходящие в полупроводнике при превышении напряженностью поля $E$ некоторого порогового значения $E_{пор}$, прослеживаются, в первую очередь, с помощью зависимости дрейфовой

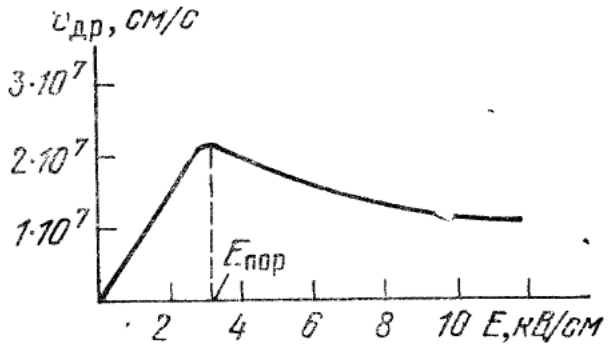



Рис. 4.1

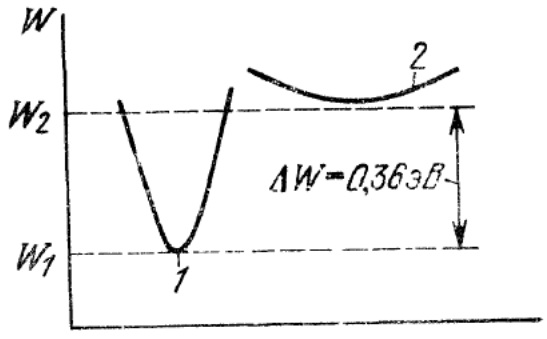



Рис. 4.2

скорости $v_{др}$ носителей заряда от величины $E$ (рис. 4.1). Из экспериментально полученного графика для образца из арсенида галлия $n$-типа (рис. 4.1) [4.2] видно, что до значения $E_{пор}$=3,2 кВ/см наблюдается линейная зависимость дрейфовой скорости электронов $v_{др}$ от напряженности поля $E$ и поэтому образец подчиняется закону Ома, согласно которому плотность тока $j \equiv U/l$, где $U$ — напряжение, приложенное к образцу; $l$ — его длина. При дальнейшем увеличении напряженности поля ($E > E_{пор}$) скорость $v_{др}$ резко падает и закон Ома не выполняется.

Физический механизм данного явления состоит в следующем [4.1]. В полупроводнике возможно существование нескольких зон проводимости, каждой из которых соответствует определенная энергия электрона. В простейшей модели полупроводниковой структуры из арсенида галлия $n$-типа предполагается существование двух таких зон или долин: нижней (*1*) и верхней (*2*) (рис. 4.2). При невысокой температуре и слабом электрическом поле ($E < E_{пор}$) подавляющее большинство электронов находится в нижней долине. При этом средняя дрейфовая скорость электронов $v_{др} = \mu_1 E$, где $\mu_1$ — подвижность электронов в нижней долине. В сильном электрическом поле ($E > E_{пор}$) кинетическая энергия электронов значительно возрастает, увеличиваясь более чем на $\Delta W$=0,36 эВ, вследствие чего начинается процесс интенсивного заселения верхней долины. Такие электроны, энергия которых значительно превосходит их равновесную тепловую энергию, получили название «горячих» [4.1].

В верхней долине электроны приобретают большую эффективную массу и поэтому их подвижность падает. Средняя дрейфовая скорость «горячих» электронов $v_{др} = \mu_2 E$, где $\mu_2$ — подвижность электронов в верхней долине ($\mu_2 \ll \mu_1$). При дальнейшем увеличении напря-

женности ($E>E_{нас}$) практически все электроны становятся «горячими», перейдя из нижней долины в верхнюю. Таким образом, можно считать, что при $0<E<E_{пор}$ $v_{др}=\mu_1 E$, при $E>E_{нас}$ $v_{др}=\mu_2 E$.

В промежуточной области значений напряженности поля при $E_{пор}<E<E_{нас}$ одна часть электронов заселяет нижнюю долину, другая — верхнюю. При этом средняя подвижность электронов $\mu_{ср}$ падает от $\mu_1$ до $\mu_2$ и поэтому $\frac{d\mu_{ср}}{dE}<0$. Соответственно и зависимость средней дрейфовой скорости электронов от напряженности поля $v_{др}=\mu_{ср}E$ имеет падающий участок, поэтому в области $E_{пор}<E<E_{нас}$ производная $\frac{dv_{др}}{dE}<0$. Скорость «горячих» электронов стремится к постоянному значению, поскольку при $E>E_{нас}$ начинают сказываться потери энергии, обусловленные столкновением частиц [4.1]. Поэтому при $E>E_{нас}$ будем считать дрейфовую скорость носителей заряда равной скорости при насыщении ($v_{др}=v_{нас}$).

Сказанное иллюстрируется графиками на рис. 4.3,*а*, которые аппроксимируются с помощью отрезков прямых линий (рис. 4.3,*б*). Поскольку плотность электрического тока, протекающего через образец, $j\equiv v_{др}$, то при отрицательной производной $\frac{dv_{др}}{dE}$ с увеличением напряженности ток уменьшается. Поэтому падающему участку характеристики $v_{др}(E)$ соответствует отрицательная дифференциальная удельная проводимость твердого тела. Следует заметить, что существование отрицательной

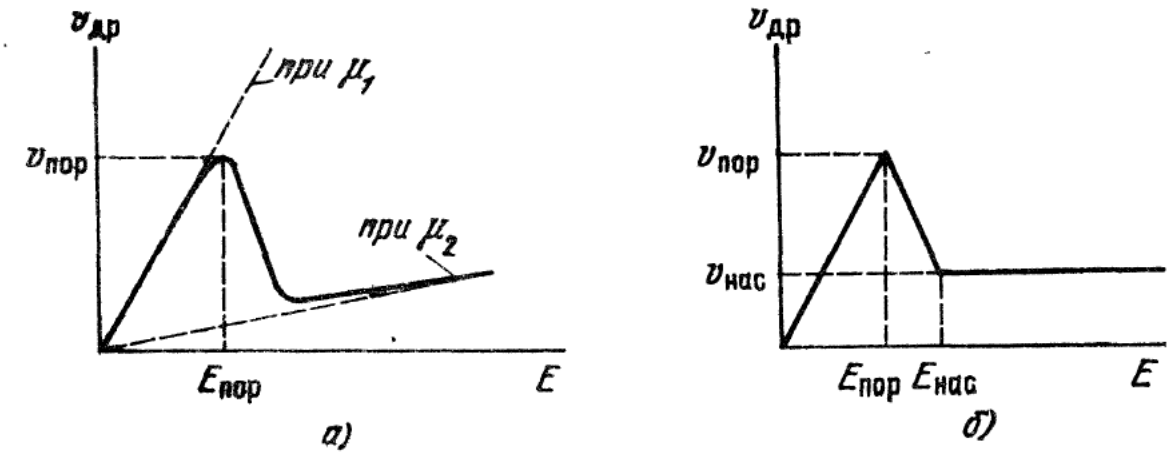



Рис. 4.3

проводимости в объеме образца не означает еще получение отрицательного значения сопротивления постоянному току, измеренного относительно внешних контактов.

Рассмотрим, какие процессы имеют место в объеме полупроводника $n$-типа при высоком значении напряженности поля $E > E_{пор}$. Пусть к образцу длиной $l$ приложено электрическое поле напряженностью $E_{пор}$. При наличии в образце локальной неоднородности (существование последней вблизи контактов вызвано, в частности, причинами технологического свойства) напряженность около нее может превысить пороговое значение $E_{пор}$. В результате в соответствии с зависимостью $v_{др}(E)$ (рис. 4.3) скорость электронов на данном участке начнет падать, что приведет к накоплению вблизи неоднородности области объемного заряда, поскольку «быстрые» электроны начнут догонять «медленные». Рост первоначально образовавшегося объемного заряда в узкой зоне образца приведет к еще большему повышению напряженности, что вызовет дальнейшее увеличение заряда и т. д.

В конечном итоге этот процесс накопления заряда и увеличения напряженности поля в узкой зоне образца приведет к образованию домена — неустойчивой локальной области электрического поля с высокой напряженностью. Поскольку большая часть приложенного к образцу напряжения падает на домене, то напряженность поля вне домена становится ниже пороговой. Рост напряженности поля домена прекратится тогда, когда скорость его распространения ($v_д$) станет равной дрейфовой скорости движения электронов ($v_{др}$). При этом $v_д = v_{др} < v_{пор}$ — максимальной скорости, соответствующей напряженности $E_{пор}$ (рис. 4.3). Домен распространяется в направлении от катода к аноду, достигнув которого он исчезает, и поэтому напряженность поля во всем образце снова становится равной пороговому значению. В результате возникнут условия для зарождения нового домена вблизи катода и весь цикл повторится.

Описанный нестационарный процесс доменной неустойчивости отражен на рис. 4.4,*а*, *б* в виде диаграммы распределения напряженности поля вдоль образца в различные моменты времени. Ток во внешней цепи диода повторяет изменение дрейфовой скорости электронов $v_{др}$, поскольку его плотность $j \equiv v_{др}$. Поэтому образование

домена, сопровождающееся в соответствии с рис. 4.3 уменьшением дрейфовой скорости относительно $v_{пор}$, приводит к уменьшению тока, исчезновение домена — к его возрастанию. Из-за периодического характера процесса зарождения и исчезновения доменов во внешней цепи образца также появляется периодическая последовательность импульсов тока с частотой $f_{пр} = v_{пр}/l$ [4.4].

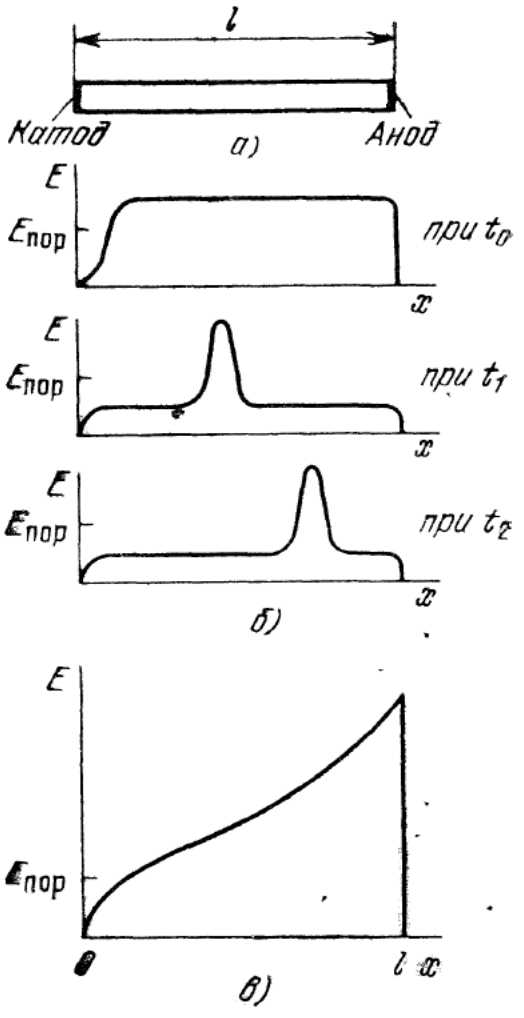


Рис. 4.4

Для существования доменного режима работы диода Ганна необходимо выполнить два условия. Во-первых, зависимость $v_{др}(E)$ должна иметь падающий участок (рис. 4.3), что обусловливает накопление первоначально образовавшегося заряда во времени и в пространстве. Во-вторых, время распространения домена $t_д$ должно превышать время его формирования $\tau_д$, т. е. следует выполнить условие $t_д \geqslant \tau_д$, причем

$$t_д = l/v_{др}, \qquad (4.1)$$

где $v_{др}$ — дрейфовая скорость движения заряда; $l$ — длина образца;

$$\tau_д = k_д [\text{с/см}^3]/n_0 [\text{см}^{-3}], \qquad (4.2)$$

где $n_0$ — концентрация носителей в 1 см$^3$; $k_д$ — постоянный коэффициент, зависящий от материала образца, его однородности и чистоты от примесей.

С учетом (4.1) и (4.2) неравенство $t_д > \tau_д$ преобразовывается к виду $ln_0 > k_д v_{др}$. Согласно [4.1] для арсенида галлия $n$-типа $k_д = 5 \cdot 10^4$ с/см$^3$ и $v_{др} = 10^7$ см/с. Поэтому при данном материале домен образуется при $ln_0 > 0{,}5 \cdot 10^{12}$ см$^{-2}$.

Помимо доменного режима работы диода Ганна, которому соответствует неустойчивое, нестационарное распределение электрического поля (рис. 4.4,*б*), возможен также другой режим, которому соответствует устойчивое стационарное распределение поля (рис. 4.4,*в*). Для реализации второго режима работы необходимо, чтобы

$$t_д < \tau_д \text{ или } ln_0 < k_д v_{др}.$$

Несмотря на то, что при этом условии домен в образце не успевает сформироваться, объемный заряд носителей по мере их движения от катода к аноду продолжает возрастать из-за уменьшения дрейфовой скорости при $E > E_{пор}$. Только этот процесс накопления заряда и увеличения напряженности поля по длине образца носит сравнительно умеренный характер. В результате устанавливается состояние динамического равновесия, связанное с устойчивым распределением электрического поля вдоль образца, с его плавным возрастанием от катода к аноду (рис. 4.4,*в*). В области анода ($x > l$) напряженность очень быстро спадает до нуля. Таким образом, если напряженность поля вдоль образца длиной $l$ нарастает сравнительно медленно, то поле, хотя и является неоднородным, устойчиво и не зависит от времени (рис. 4.4,*в*). Если напряженность поля превышает некоторую критическую величину, то волна преобразуется в домен и поле становится неустойчивым, нестационарным (рис. 4.4,*б*). Границе, разделяющей два названных режима работы (рис. 4.4,*б*, *в*), соответствует равенство времени движения и формирования домена $t_д = \tau^д$ или $ln_0 = k_д v_{др}$.

Несмотря на различный характер распределения поля при обоих режимах работы (доменном и устойчивом), объемный заряд носителей возрастает в процессе их переноса от катода к аноду, т. е. возможны усиление и генерация сигнала. Первый соответствует режиму большого сигнала, и его изучение возможно только в рамках нелинейной теории. Во втором амплитуда сигнала значительно меньше, поэтому приближенный анализ режима можно проводить в пределах линейной теории. Ввиду большой амплитуды сигнала в доменном режиме можно ожидать большей мощности и КПД генератора с диодом Ганна, чем при устойчивом распределении поля. Следует заметить, что только при соблюдении определенной совокупности условий можно получить падающий учас-

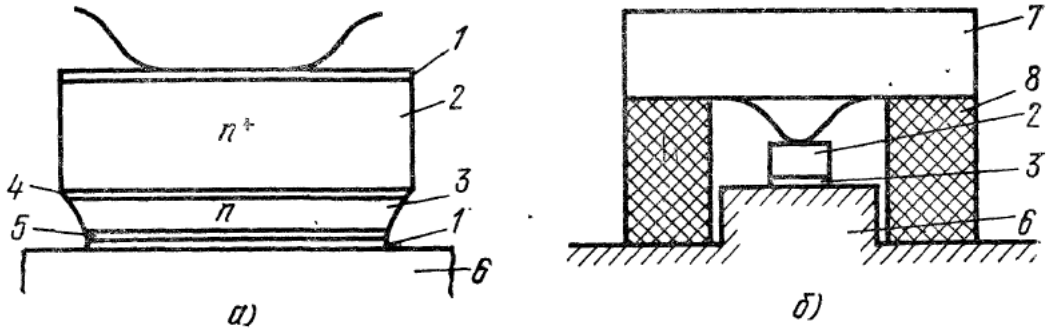



Рис. 4.5

ток в зависимости дрейфовой скорости носителей заряда от напряженности поля в полупроводниковом материале, а следовательно, и наблюдать эффект Ганна.

Кроме арсенида галлия $n$-типа ганновские осцилляции возникают также в структурах из фосфида индия и некоторых других [4.1]. Типичный пример структуры диода Ганна из арсенида галлия $n$-типа приведен на рис. 4.5,*а*, а конструкция самого диода — на рис. 4.5,*б* [4.6]. Активная часть прибора включает однородную полупроводниковую структуру $n$-типа и два контакта — катодный и анодный. Другие части прибора обозначены на рис. 4.5 так: *1*—контактный слой, *2*—подложка ($n^+$), *3* — активный слой — полупроводник ($n$), *4* — анод, *5* — катод, *6* — теплоотвод, *7* — колпачок, *8* — керамический изолятор.

## 4.2. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРОВ С ДИОДОМ ГАННА

В генераторах с диодом Ганна возможно существование разнообразных режимов генерации и усиления СВЧ колебаний. На их формирование решающее влияние оказывают три временных параметра: $\tau_д$ — время образования домена в диоде, $t_д$ — время переноса домена в образце длиной $l$ от катода до анода (см. рис. 4.4), $T_0$ — период усиливаемых или генерируемых колебаний. Параметры $\tau_д$ и $t_д$, рассчитываемые по (4.1) и (4.2), зависят только от свойств самого диода Ганна. Период генерируемых колебаний $T_0=1/f$ обусловлен главным образом резонансной частотой внешней электрической цепи, подключенной к диоду. Выбор режима работы ге-

нератора определяется отношениями этих временных параметров:

$$\frac{t_д}{\tau_д}=\frac{ln}{k_д v_{др}};\quad \frac{T_0}{\tau_д}=\frac{n_0}{fk_д};\quad \frac{t_д}{T_0}=\frac{f}{f_{пр}}=\frac{fl}{v_{др}},$$

где $f=1/T_0$; $f_{пр}=1/t_д=v_{др}/l$ — собственная пролетная частота диода.

Значения $k_д$ и $v_{др}$ обусловлены материалом диода и типом его проводимости (§ 4.1). Параметр $n_0$ (концентрация носителей) устанавливается в процессе изготовления диода в зависимости от требуемого режима работы. Влияние отношения $t_д/\tau_д$ на режим работы диода Ганна подробно проанализировано в § 4.1.

Рассмотрим второе отношение $(T_0/\tau_д)$, влияние которого также сводится к возможности формулирования домена в образце. Пусть необходимое условие реализации этого процесса $t_д \geqslant \tau_д$ выполнено. Однако при значительной амплитуде сигнала высокой частоты, приложенного к диоду, это условие оказывается недостаточным, так как домен должен успеть сформироваться не только за время его движения $t_д$, но и за период $T_0$ высокой частоты. Таким образом, в зависимости от отношения $T_0/\tau_д$ также возможны две ситуации: при $(T_0/T_д)>1$ домен успевает сформироваться; при $(T_д/\tau_д)<1$ домен не возникает. Соотношение $T_0/\tau_д$ имеет смысл рассматривать только при выполнении неравенства $(t_д/\tau_д)>1$ — первого необходимого условия формирования домена.

Третье отношение $t_д/T_0=f/f_{пр}$ показывает отличие частоты генерируемых колебаний $f$ от собственной пролетной частоты диода Ганна $f_{пр}=v_{др}/l$. Здесь возможны три основных случая: $f\approx nf_{пр}$, где $n=1, 2, 3$; $f<f_{пр}$; $f>f_{пр}$.

В зависимости от значений отношений $t_д/\tau_д$, $T_0/\tau_д$ и $t_д/T_0=f/f_{пр}$ в СВЧ генераторах с диодом Ганна возможны следующие основные режимы работы:

— устойчивого отрицательного сопротивления при $(t_д/\tau_д)<1$ и $(f/f_{пр})\approx n$, где $n=1, 2, 3$;

— бегущей волны при $(t_д/\tau_д)<1$ и $(f/f_{пр})\approx 1$;

— доменный при $(t_д/\tau_д)>1$ и $(T_0/\tau_д)>1$,

подразделяемый на пролетный при $(f/f_{пр})\approx 1$; с запаздыванием домена при $(f/f_{пр})<1$; с подавлением (или гашением) домена при $f/f_{пр}=1\pm(\Delta f/f_{пр})$, где $\Delta f$ — некоторая расстройка по частоте относительно $f_{пр}$;

— ограниченного накопления объемного заряда ОНОЗ при $(t_д/\tau_д)>1$, $(T_0/\tau_д)<1$ и $(f/f_{пр})>1$;

— гибридный при $(t_д/\tau_д)>1$, $(T_0/\tau_д)\approx 1$ и $(f/f_{пр})>1$.

Эти режимы работы диода Ганна можно в сконцентрированном виде отобразить с помощью диаграммы, расположенной на плоскости с координатами $t_д/\tau_д$ и $f/f_{пр}$ (рис. 4.6), где *1* — режим отрицательного сопротивления, *2* — режим бегущей волны, *3а* — пролетный доменный режим, *3б* — режим с запаздыванием домена, *3в* — режим с подавлением домена, *4* — режим ОНОЗ, *5* — режим гибридный. Границы областей, обозначенные на диаграмме, носят ориентировочный характер.

В основе действия перечисленных режимов работы лежат различные физические принципы взаимодействия диода Ганна с внешней электрической цепью, приводящие к генерации или усилению СВЧ колебаний. В соответствии с этим видоизменяются и модели диода Ганна. В одном случае она представляет собой нелинейный двухполюсник с отрицательной активной проводимостью, в другом — генератор тока с падающим участком вольт-амперной характеристики, в третьем — обязательно учитывает объемный заряд домена. На режим работы генератора существенно влияет электрическая цепь, подключаемая к диоду Ганна. Во-первых, собственная резонансная частота этой цепи определяет в основном частоту установившихся колебаний в генераторе. Во-вторых, электрическая цепь обусловливает форму сигнала, подводимого к диоду. Здесь различают два основных случая. В первом электрическая цепь представляется в виде параллельного колебательного контура, что позволяет считать форму высокочастотного напряжения, прикладываемого к

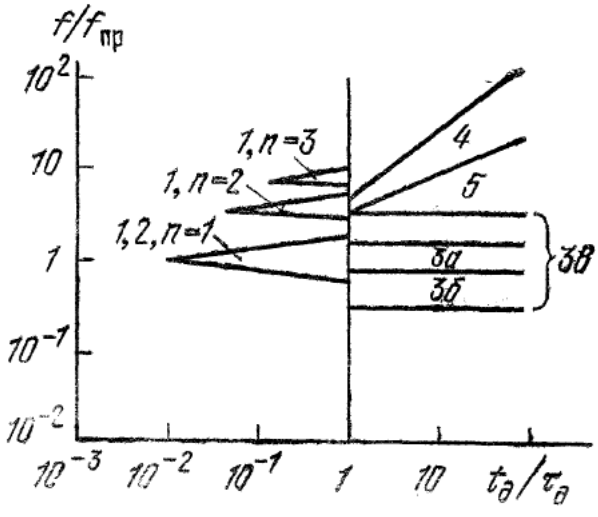


Рис. 4.6

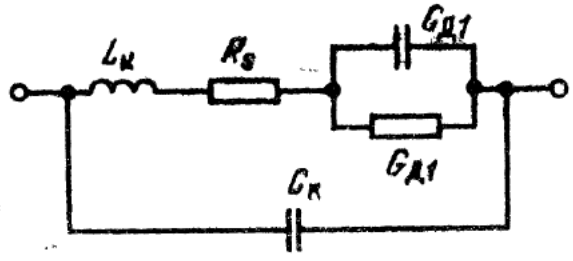



Рис. 4.7

диоду, близкой к синусоидальной. Во втором используется последовательный колебательный контур, что позволяет принять форму тока, протекающего во внешней цепи диода, близкой к синусоидальной.

**Режим устойчивого отрицательного сопротивления** (область *I* на рис. 4.6). Режиму соответствует устойчивое, стационарное распределение электрического поля вдоль образца прибора (рис. 4.4,*в*). При этом из-за отрицательной дифференциальной дрейфовой скорости электронов (или соответственно отрицательной дифференциальной объемной проводимости, см. § 4.1) любое малое возмущение объемного заряда нарастает в образце со временем и в пространстве. В первом приближении исследование этого режима проводится в рамках линейной теории [4.8]. При анализе предполагается, что напряженность электрического поля бегущей волны содержит постоянную составляющую и первую гармонику сигнала, амплитуда которого возрастает по экспоненциальному закону

$$E = E_0 + E_1 = E_0 + E_{1\text{нач}} \exp\left[j(\omega t - \beta_0 x) + \alpha_0 x\right], \qquad (4.3)$$

где $E_{1\text{нач}}$ — начальное значение напряженности поля при $x=0$; $\alpha_0$ и $\beta_0$ — амплитудная и фазовая постоянные. Установив связь между амплитудой первой гармоники напряженности поля и плотностью тока через образец [4.8], найдем эквивалентную проводимость активной части диода в режиме малого сигнала

$$Y_{д1}(j\omega) = G_{д1}(\omega) + jB_{д1}(\omega) = \frac{I_{m1}(j\omega)}{U_{m1}(j\omega)} = \frac{j_{m1}(j\omega)\,S}{\int\limits_0^l E_{m1}(j\omega,\ x)\,dx}. \qquad (4.4)$$

где $G_{д1}(\omega)$ и $B_{д1}(\omega)$ — активная и реактивная составляющие эквивалентной проводимости диода; $U_{m1}(j\omega)$; $I_{m1}(j\omega)$; $j_{m1}(j\omega)$; $E_{m1}(j\omega)$ — амплитуды первой гармоники напряжения, тока, плотности тока и напряженности поля; $S$ — площадь сечения образца.

Эквивалентная схема диода Ганна (рис. 4.7) в режиме малого сигнала помимо активной части, моделируемой с помощью отрицательной проводимости $G_{д1}(\omega)$ и емкости $C_{д1} = B_{д1}(\omega)/\omega$, включает также сопротивление активных потерь в контактах и корпусе прибора $R_s$, индуктивность корпуса прибора $L_к$ и емкость корпуса $C_к$. При этом полное эквивалентное сопротивление диода без учета емкости $C_к$, которую можно отнести к согласующей цепи, равно

$$Z_д = R_д + jX_д = R_s + \frac{G_{д1}}{G^2_{д1} + B^2_{д1}} + j\left(\omega L_к - \frac{B_{д1}}{G^2_{д1} + B^2_{д1}}\right). \qquad (4.5)$$

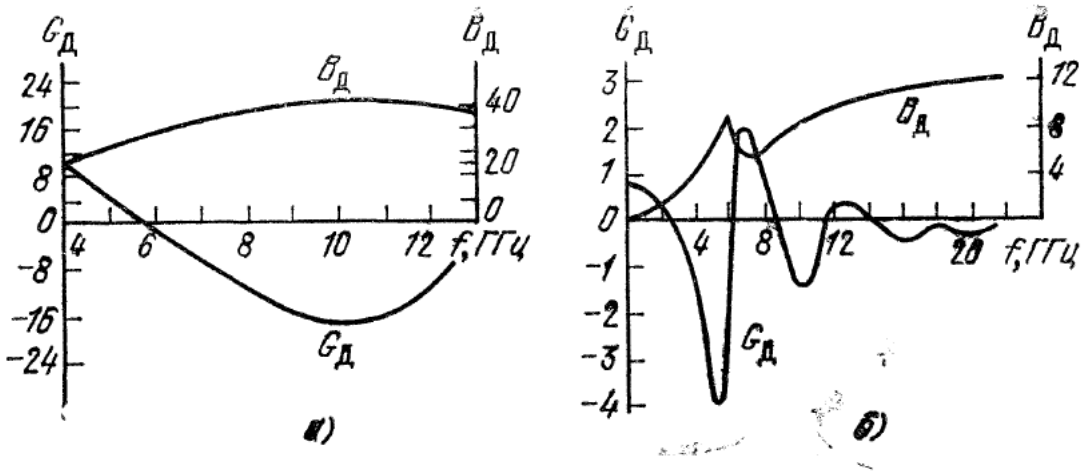



Рис. 4.8

Из рис. 4.8,*а* [4.2] следует, что активная проводимость диода в определенной области частот имеет отрицательное значение, причем максимуму $|G_Д|$ обычно соответствует условие $f \approx f_{пр}$. Максимумы меньшей величины возможны также при $f \approx 2f_{пр}$ и $f \approx 3f_{пр}$, что следует из теоретически рассчитанной зависимости $G_{Д1}(\omega)$ [4.8] для одного из типов диода Ганна длиной $l = 40$ мкм (рис. 4.8,*б*). При отрицательной активной проводимости $G_{Д1}$ с помощью диода Ганна в генераторе отражательного типа можно получить режим устойчивого усиления. Однако КПД таких усилителей невелик и не превышает обычно 4 ... 6% [4.1].

**Режим бегущей волны** (область *2* на рис. 4.6). Этот случай, как и предыдущий, соответствует устойчивому, стационарному распределению электрического поля вдоль образца прибора. В основе его действия лежит свойство диода Ганна усиливать любое малое возмущение объемного заряда, нарастающего в образце от катода к аноду по экспоненциальному закону (см. (4.3)). Поэтому, возбудив образец протяженностью в несколько длин волн с одной стороны вблизи катода, можно снять сигнал большей мощности с противоположного конца вблизи анода (рис. 4.9). В основу модели диода Ганна в рассматриваемом режиме можно положить длинную линию с распределенной отрицательной активной проводимостью (§ 6.5). Следует, однако, заметить, что подобные устройства, называемые усилителями бегущей волны, находятся пока еще на начальной стадии развития в связи с трудностями технологического свойства.

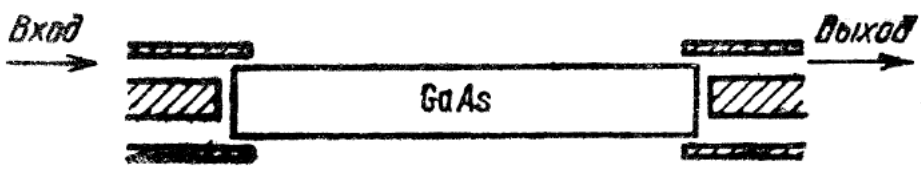



Рис. 4.9

### 4.3. ДОМЕННЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ДИОДА ГАННА

Возможны три доменных режима: пролетный, с запаздыванием и подавлением домена (области *3* на рис. 4.6). Пролетный режим, обнаруженный Ганном [4.4], определяется свойствами самого диода. Внешняя электрическая цепь может быть при этом низкодобротной. Периодически зарождающиеся и исчезающие домены вызывают импульсы тока во внешней цепи диода (§ 4.2). Из-за низкого КПД пролетный режим используется в основном только для исследовательских целей.

Характерной особенностью двух других доменных режимов — с подавлением (или гашением) и запаздыванием домена — является работа диода в сильном высокочастотном электрическом поле. При этом электрическая цепь, формирующая высокочастотное поле, существенно влияет как на частоту генерируемых колебаний, так и на энергетические параметры устройства. Эти режимы являются существенно нелинейными, и здесь во внимание следует принимать полный размах вольт-амперной характеристики диода. Последняя по своей форме повторяет зависимость дрейфовой скорости электронов ($v_{др}$) от напряженности поля $E$ (рис. 4.3), поскольку ток $i \equiv v_{др}$, а напряжение, приложенное к образцу, $U = lE$. Для упрощения анализа падающий участок характеристики $v_{др}(E)$ заменяется перпендикуляром и в целом вольт-амперная характеристика диода Ганна в доменном режиме принимает вид, представленный на рис. 4.10. В области $0 < U < U_{пор}$ диод, являясь активным сопротивлением, подчиняется закону Ома. При $U = U_{пор}$ в диоде зарождается домен и поэтому при $U_{пор} < U < U_{гр}$ вольт-амперная характеристика имеет сначала падающий участок, а затем участок насыщения. Из-за явления гистерезисного характера домен исчезает не при $U_{пор}$, а при меньшем значении, равном $U_р$. Следует заметить, что поскольку существование доменного режима в диоде Ганна ограничено условиями $(t_д/\tau_д) > 1$ и $(T_0/\tau_д) > 1$ (см. области *3* на рис. 4.6), то вольт-амперную характеристику с резко выраженным участком с отрицательной производной (рис. 4.10) можно получить только при соблюдении дан-

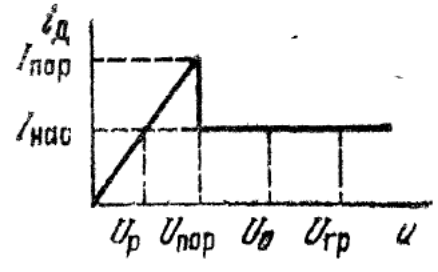



Рис. 4.10

ных соотношений. При доменном режиме работы диода Ганна в генераторе можно использовать колебательные системы с резонансом параллельного или последовательного типа.

**Анализ режимов с запаздыванием и подавлением домена при параллельном колебательном контуре.** Эквивалентная схема диода Ганна при доменном режиме работы (рис. 4.11,*а*) состоит из трех частей, относящихся соответственно к домену, внедоменной области диода и его корпусной части. Домен характеризуется отрицательным активным сопротивлением $-R_д$ и емкостью $C_д$, отражающей процесс накопления заряда в домене. Внедоменная область диода, т. е. область со слабым электрическим полем, представлена в виде параллельно соединенных сопротивления $R_0$ и емкости $C_0$. К корпусной части диода относятся индуктивность $L_к$, емкость $C_к$ и сопротивление активных потерь в контактах и корпусе прибора $R_s$.

Поскольку существование домена связано с генерацией высокочастотных колебаний, то эквивалентную схему на рис. 4.11,*а* можно заменить другой — с генератором тока (рис. 4.11,*б*), вольт-амперная характеристика которого представлена на рис. 4.10. Этот генератор в целом описывает свойства диода, включая его доменную и внедоменную области. Пересчитав параметры диода $L_к$ и $R_s$ из последовательной схемы в параллельную, получим

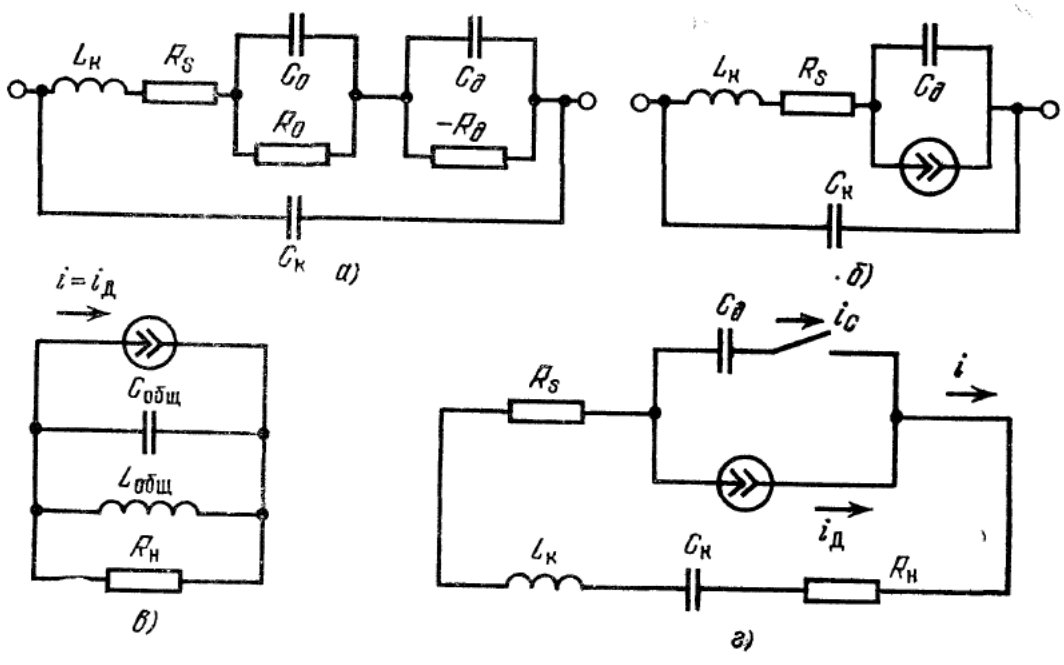



Рис. 4.11

эквивалентную схему генератора с диодом Ганна при параллельном колебательном контуре (рис. 4.11,*в*). На этой схеме элементы $C_{общ}$, $L_{общ}$ и $R_н$ отражают параметры внешней электрической цепи на резонансной частоте, нагрузки и корпусной части диода, причем ток во внешней цепи равен току диода.

При режиме запаздывания период колебаний $T_0$ должен быть больше времени движения домена $t_д$. Величину $\Delta t_{зд}=T_0-t_д$ назовем временем запаздывания домена, а фазу $2\theta_0=2\pi\Delta t_{зд}/T_0$ — углом запаздывания. Считая добротность контура достаточно высокой, примем напряжение, приложенное к диоду, равным $u=U_0-U_m\sin\omega t$, где $U_0$ — постоянное напряжение; $U_m$ — амплитуда СВЧ сигнала с частотой $\omega=2\pi/T_0$. Пусть домен исчезает в момент времени, когда $U=U_{пор}$ (рис. 4.12,*а*). Тогда при $U<U_{пор}$ диод представляет активное сопротивление $R_0$, при этом изменение тока пропорционально напряжению $U$. С помощью вольт-амперной характеристики (рис. 4.10) при известной форме напряжения $u$ нетрудно построить зависимость $i(\omega t)=i_д(\omega t)$ (рис. 4.12,*а*). (Нами рассмотрен случай с симметричным провалом в импульсе тока, соответствующий максимуму выходной мощности [4.1]. В более общем случае этот провал в импульсе может быть и несимметричным, что, однако, не меняет существа дела.)

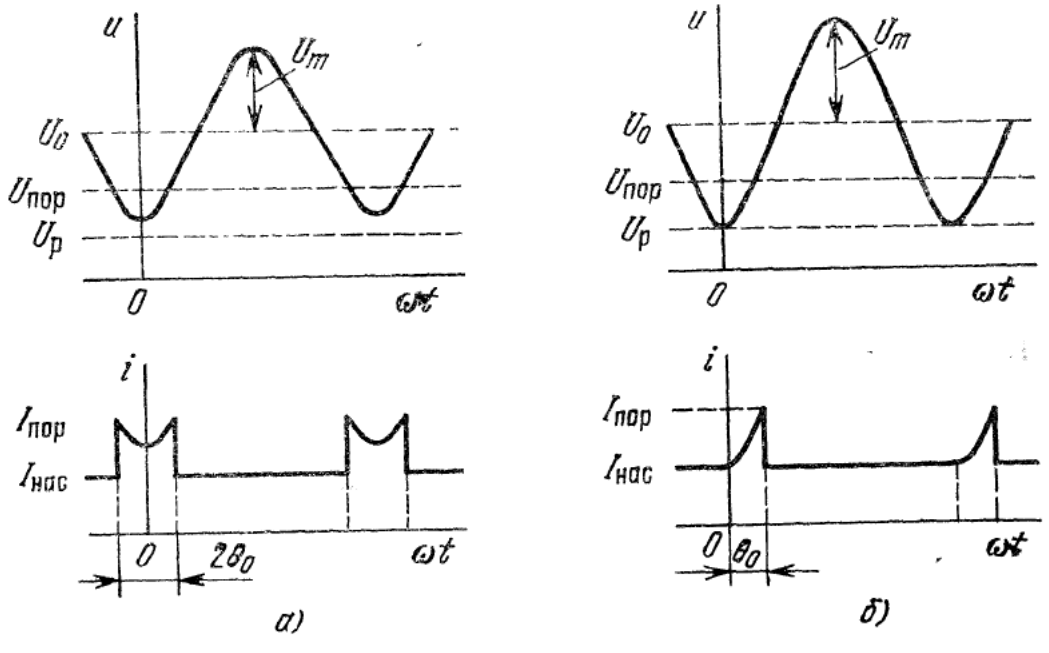



Рис. 4.12

В режиме подавления домен рассасывается, не дойдя до анода, так как амплитуда СВЧ напряжения $U_m$ столь велика, что в течение части периода колебаний выполняется условие $u(t) \leqslant U_{\text{р}}$ (рис. 4.10). Вновь домен может возникнуть только при $u(t) > U_{\text{пор}}$. Между этими моментами времени из-за отсутствия домена диод представляет активное сопротивление $R_0$ и ток пропорционален приложенному напряжению. Сказанное поясняется с помощью диаграмм напряжения и тока, представленных на рис. 4.12,*б* для случая $u_{\min}(t) = U_{\text{р}}$. При этом частота колебаний может быть как больше, так и меньше пролетной частоты.

Проведем количественный анализ двух рассмотренных доменных режимов работы согласно методике, изложенной в § 1.3. Для этого необходимо разложить в ряд Фурье функцию тока $i(\omega t)$, что позволит определить колебательную мощность и КПД.

Для режима запаздывания согласно рис. 4.12,*а* функция напряжения

$$u(\omega t) = U_0 - U_m \cos \omega t. \tag{4.6}$$

Необходимо, чтобы $(U_0 - U_{\text{пор}}) < U_m < (U_0 - U_{\text{р}})$.

Функция тока

$$i(\omega t) = \begin{cases} I_{\text{пор}} - S_{\text{д}} U_m (\cos \omega t - \cos \theta_0) & \text{при } 0 \leqslant \omega t \leqslant \theta_0, \\ I_{\text{нас}} & \text{при } \theta_0 \leqslant \omega t \leqslant \pi, \end{cases} \tag{4.7}$$

где $S_{\text{д}} = 1/R_0 = I_{\text{пор}}/U_{\text{пор}}$ — крутизна линейного участка ВАХ (рис. 4.10).

Постоянная составляющая тока согласно (1.29)

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i(\omega t)\, d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_0} i(\omega t)\, d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\theta_0}^{\pi} i(\omega t)\, d\omega t. \tag{4.8}$$

Амплитуда первой гармоники тока согласно (1.31)

$$I_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(\omega t) \cos \omega t\, d\omega t =$$

$$= \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta_0} i(\omega t) \cos \omega t\, d\omega t + \frac{2}{\pi} \int_{\theta_0}^{\pi} i(\omega t) \cos \omega t\, d\omega t. \tag{4.9}$$

Подставив (4.7) в (4.8) и (4.9), после соответствующих вычислений получим

$$I_0 = U_m S_Д \beta_0(\theta_0), \tag{4.10}$$

$$I_1 = U_m S_Д \beta_1(\theta_0), \tag{4.11}$$

где

$$\beta_0(\theta_0) = (\theta_0/\pi)\, p(1-k) + pk - \gamma_0(\theta_0); \tag{4.12}$$

$$\beta_1(\theta_0) = (2/\pi)\, p(1-k)\sin\theta_0 - \gamma_1(\theta_0); \tag{4.13}$$

$$p = \frac{U_{пор}}{U_m} = \cos\theta_0 \Big/ \left(\frac{U_0}{U_{пор}} - 1\right); \tag{4.14}$$

$$k = I_{нас}/I_{пор} = U_р/U_{пор};$$

$$\cos\theta_0 = \frac{U_0 - U_{пор}}{U_m} = \frac{U_0}{U_m}\left(1 - \frac{U_{пор}}{U_0}\right); \tag{4.15}$$

$\gamma_0(\theta_0) = (\sin\theta_0 - \theta_0\cos\theta_0)/\pi$, $\gamma_1(\theta_0) = (2\theta_0 - \sin 2\theta_0)/2\pi$ (см. приложение 2).

Колебательная мощность, отдаваемая генератором в нагрузку (см. (1.19)),

$$P_1 = 0{,}5 I_1 U_m = 0{,}5 U^2_m S_Д \beta_1(\theta_0). \tag{4.16}$$

Мощность, потребляемая от источника постоянного тока,

$$P_0 = I_0 U_0 = U_m U_0 S_Д \beta_0(\theta_0). \tag{4.17}$$

Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2}\,\frac{I_1}{I_0}\,\frac{U_m}{U_0} = \frac{1}{2}\,\frac{\beta_1(\theta_0)}{\beta_0(\theta_0)}\,\frac{U_m}{U_0}. \tag{4.18}$$

Требуемая активная нагрузка для реализации выбранного режима работы

$$R_{н1} = \frac{U_m}{I_1} = \frac{1}{S_Д \beta_1(\theta_0)} = \frac{R_0}{\beta_1(\theta_0)}. \tag{4.19}$$

Для режима подавления домена согласно рис. 4.12,*б* получим следующие соотношения. Функция напряжения определяется выражением (4.6). При этом $U_m = U_0 - U_р$. Функция тока

$$i_1(\omega t) = \begin{cases} I_{нас} + U_m S_Д (1 - \cos\omega t) & \text{при } 0 \leqslant \omega t \leqslant \theta_0, \\ I_{нас} & \text{при } \theta_0 \leqslant \omega t \leqslant 2\pi. \end{cases} \tag{4.20}$$

Постоянная составляющая тока

$$I_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i(\omega t)\,d\omega t = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\theta_0} i(\omega t)\,d\omega t + \frac{1}{2\pi}\int_{\theta_0}^{2\pi} i(\omega t)\,d\omega t. \quad (4.21)$$

Амплитуда косинусной составляющей первой гармоники тока, находящейся в противофазе с напряжением (см. (1.31)) и определяющей эквивалентный генератор тока:

$$I_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i(\omega t)\cos\omega t\,d\omega t =$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_0^{\theta_0} i(\omega t)\cos\omega t\,d\omega t + \frac{1}{\pi}\int_{\theta_0}^{2\pi} i(\omega t)\cos\omega t\,d\omega t. \quad (4.22)$$

Подставив (4.20) в (4.21) и (4.22) после соответствующих вычислений получим

$$I_0 = U_m S_Д \vartheta_0(\theta_0), \quad (4.23)$$

$$I_1 = U_m S_Д \vartheta_1(\theta_0), \quad (4.24)$$

где

$$\vartheta_0(\theta_0) = kp + (\theta_0 - \sin\theta_0)/2\pi, \quad (4.25)$$

$$\vartheta_1(\theta_0) = (-\theta_0 + 2\sin\theta_0 - 0{,}5\sin 2\theta_0)/2\pi, \quad (4.26)$$

$$\cos\theta_0 = \frac{U_0}{U_m}\left(1 - \frac{U_{пор}}{U_0}\right) = \frac{1 - (U_{пор}/U_0)}{1 - (U_р/U_0)}, \quad (4.27)$$

$$p = \frac{U_{пор}}{U_m} = \frac{1}{(U_0/U_{пор}) - (U_р/U_{пор})} = \frac{1}{(U_0/U_{пор}) - k}.$$

Колебательная мощность, отдаваемая генератором в нагрузку,

$$P_1 = 0{,}5 I_1 U_m = 0{,}5 U^2_m S_Д \vartheta_1(\theta_0). \quad (4.28)$$

Мощность, потребляемая от источника постоянного тока,

$$P_0 = I_0 U_0 = U_m U_0 S_Д \vartheta_0(\theta_0). \quad (4.29)$$

Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2}\,\frac{I_1}{I_0}\,\frac{U_m}{U_0} = \frac{1}{2}\,\frac{\vartheta_1(\theta_0)}{\vartheta_0(\theta_0)}\,\frac{U_m}{U_0}. \qquad (4.30)$$

Требуемая активная нагрузка, необходимая для реализации выбранного режима работы,

$$R_{н1} = U_m/I_1 = 1/S_Д\vartheta_1(\theta_0) = R_0/\vartheta_1(\theta_0). \qquad (4.31)$$

Амплитуда синусной составляющей тока первой гармоники (см. (1.30)), определяющей эквивалентную реактивную проводимость домена,

$$I_{1реакт} = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i(\omega t)\sin\omega t\, d\omega t =$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_0^{\theta_0} i(\omega t)\sin\omega t\, d\omega t + \frac{1}{\pi}\int_{\theta_0}^{2\pi} i(\omega t)\sin\omega t\, d\omega t. \qquad (4.32)$$

Подставив (4.10) в (4.32), после соответствующих вычислений получим

$$I_{1реакт} = U_m S_Д \psi_1(\theta_0), \qquad (4.33)$$

где $\psi_1(\theta_0) = (0{,}75 - \cos\theta_0 + 0{,}25\cos 2\theta_0)/\pi$. (4.34)

Эквивалентная реактивная проводимость домена по первой гармонике сигнала

$$b_{1реакт} = I_{1реакт}/U_m = S_Д\psi_1(\theta_0) = \omega C_{д1}, \qquad (4.35)$$

где $C_{д1}$ — эквивалентная емкость домена. Например, при $\theta_0 = 90°$ $b_{1реакт} = S_Д/2\pi$.

Из графиков, построенных на рис. 4.13, следует, что КПД генератора с диодом Ганна в режимах запаздывания и подавления домена невысок и колеблется от 5 до 20%; он повышается с уменьшением коэффициента $k = I_{нас}/I_{пор}$. В проведенном анализе не учитывается влияние активного сопротивления потерь диода $R_s$, снижающего КПД.

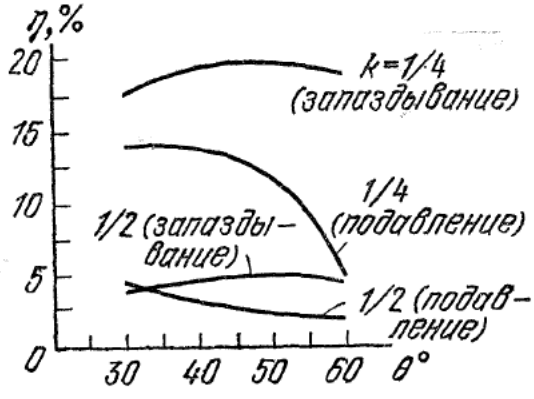



Рис. 4.13

**Анализ режима подавления домена при последовательном колебательном кон-**

туре. В этом случае эквивалентную схему генератора с диодом Ганна можно представить в виде, изображенном на рис. 4.11,*г*. В качестве исходной предпосылки анализа примем добротность последовательного контура $Q \gg 1$. Поэтому высшими гармониками тока во внешней цепи генератора можно пренебречь

$$i = I_0 + I_m \cos \omega t, \qquad (4.36)$$

где $I_0$ — постоянная составляющая тока; $I_m = I_{пор} - I_0$ — амплитуда первой гармоники тока.

Второй предпосылкой анализа является достаточно большая амплитуда тока $I_m$. В результате в течение части периода колебаний мгновенное значение тока $i(t) < I_{нас}$ (рис. 4.10), что приводит к подавлению домена. Примем, что при $0 \leqslant \leqslant \omega t \leqslant \omega t_1$ домен существует, при $\omega t_1 \leqslant \omega t \leqslant 2\pi$ подавляется. Учитывая сказанное, ток диода можно считать равным

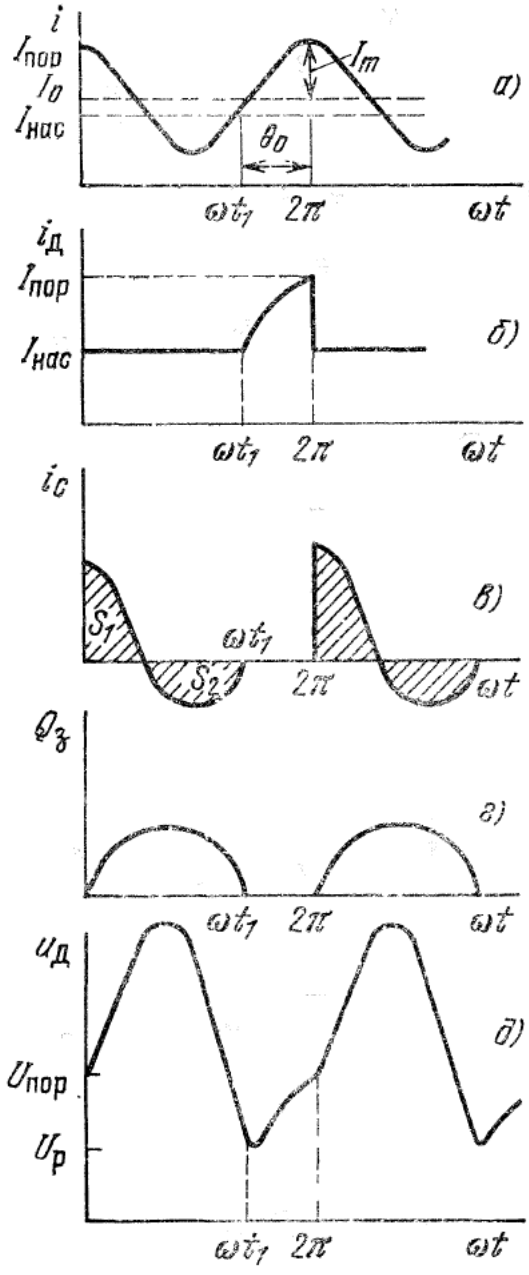



Рис. 4.14

$$i_д = \begin{cases} I_{нас} & \text{при } 0 \leqslant \omega t \leqslant \omega t_1, \\ I_0 + I_m \cos \omega t & \text{при } \omega t \leqslant \omega t_1 \leqslant 2\pi. \end{cases} \qquad (4.37)$$

Согласно (4.37) в течение одной части периода вследствие существования домена ток диода есть ток насыщения $I_{нас}$ (см. рис. 4.10); в течение второй части периода (при исчезновении домена) диод представляет активное сопротивление и его ток равен току, протекающему во внешней цепи. Согласно эквивалентной схеме на рис. 4.11,*г* ток, протекающий через эквивалентную емкость домена, $i_C = i - i_д$. Поэтому с учетом (4.36) и (4.37)

получим

$$i_C = \begin{cases} (I_0 - I_{\text{нас}}) + (I_{\text{пор}} - I_0)\cos\omega t & \text{при } 0 \leqslant \omega t \leqslant \omega t_1, \\ 0 & \text{при } \omega t_1 \leqslant \omega t \leqslant 2\pi. \end{cases} \quad (4.38)$$

Зависимости $i(\omega t)$, $i_{\text{Д}}(\omega t)$ и $i_C(\omega t)$ изображены на рис. 4.14, *а*, *б*, *в*. Для емкости диода примем $C_{\text{Д}} = C_{\partial}$ (емкость домена) при $0 \leqslant \omega t \leqslant \omega t_1$ и $C_{\text{Д}} = 0$ при $\omega t_1 \leqslant \omega t \leqslant 2\pi$, что отражено на схеме рис. 4.11, *г* с помощью ключа.

Большая часть приложенного к диоду напряжения $u_{\text{Д}}$ падает на домене, и поэтому можно считать $u_{\text{Д}} = u_C$, где $u_C$ — напряжение, определяемое зарядом емкости домена $C_{\partial}$. При подавлении домена напряжение на диоде определяется в соответствии с законом Ома: $u_{\text{Д}} = R_0 i$. С учетом сказанного и соотношений (4.38) и (4.36) имеем

$$u_{\text{Д}} = \begin{cases} U_{\text{пор}} + \dfrac{1}{\omega C_{\partial}} \int\limits_0^{\omega t} i_C(\omega t)\, d\omega t = U_{\text{пор}} + \\ + \dfrac{I_0 - I_{\text{н}}}{\omega C_{\partial}}\omega t + \dfrac{I_{\text{пор}} - I_0}{\omega C_{\partial}}\sin\omega t \quad \text{при } 0 \leqslant \omega t \leqslant \omega t_1 \\ iR_0 = \dfrac{I_0}{S_{\partial}} + \dfrac{I_{\text{пор}} - I_0}{S_{\text{Д}}}\cos\omega t \quad \text{при } \omega t_1 \leqslant \omega t \leqslant 2\pi, \end{cases} \quad (4.39)$$

где $S_{\text{Д}} = 1/R_0$ — крутизна начального участка ВАХ (рис. 4.10). График функции (4.39) представлен на рис. 4.14,*д*.

Введем следующие нормированные параметры:

$$S_{\text{Д}} = I_{\text{пор}}/U_{\text{пор}} = I_{\text{нас}}/U_{\text{р}};$$

$$i_0 = I_0/I_{\text{пор}}; \quad \alpha_{\partial} = \omega C_{\partial} R_0 = \omega C_{\partial}/S_{\text{Д}}.$$

С их учетом уравнения (4.36) — (4.39) примут вид

$$i/I_{\text{пор}} = i_0 + (1 - i_0)\cos\omega t, \quad (4.40)$$

$$i_{\text{Д}}/I_{\text{пор}} = \begin{cases} k & \text{при } 0 \leqslant \omega t \leqslant \omega t_1, \\ i_0 + 1\,(-i_0)\cos\omega t & \text{при } \omega t_1 \leqslant \omega t \leqslant 2\pi, \end{cases} \quad (4.41)$$

$$i_C/I_{\text{пор}} = \begin{cases} (i_0 - k) + (1 - i_0)\cos\omega t & \text{при } 0 \leqslant \omega t \leqslant \omega t_1, \\ 0 & \text{при } \omega t_1 \leqslant \omega t \leqslant 2\pi, \end{cases} \quad (4.42)$$

$$u_{\text{д}}/U_{\text{пор}}=\begin{cases}1+\dfrac{i_0-k}{\alpha_{\partial}}\omega t+\dfrac{1-i_0}{\alpha_{\partial}}\sin\omega t & \text{при } 0\leqslant\omega t\leqslant\omega t_1,\\ i_0+(1-i_0)\cos\omega t & \text{при } \omega t_1\leqslant\omega t\leqslant 2\pi.\end{cases}$$

(4.43)

Система уравнений (4.36)—(4.39) или соответственно (4.40)—(4.43) полностью описывает работу генератора с диодом Ганна в режиме подавления домена. Неизвестными в этих уравнениях являются фаза $\varphi_1=\omega t_1$, определяющая момент гашения домена, и постоянная составляющая тока $I_0$. Найдем $\varphi_1$ исходя из следующих условий. При $\varphi=\varphi_1$, во-первых, ток через емкость $i_C(\varphi_1)=0$, во-вторых, заряд емкости домена $Q_3=\int_0^{\varphi_1} i_C(\omega t)\,d\omega t=0$ (рис. 4.14,*г*), т. е. подавление домена происходит после разряда характеризующей его емкости или равенстве площадей $S_1=S_2$ на рис. 4.14,*в*. Второе условие согласно (4.39) трансформируется к виду $u_{\text{д}}(\varphi_1)=U_{\text{р}}$ (рис. 4.14,*г*). На основании сказанного при $\varphi=\varphi_1$ уравнения (4.38) и (4.39) примут вид

$$(I_0-I_{\text{нас}})+(I_{\text{пор}}-I_0)\cos\varphi_1=0, \tag{4.44}$$

$$\text{по}U_{\text{р}}+\frac{I_0-I_{\text{нас}}}{\omega C_{\partial}}\varphi_1+\frac{I_{\text{пор}}-I_0}{\omega C_{\partial}}\sin\varphi_1=U_{\text{р}}. \tag{4.45}$$

Положив $\varphi_1=1{,}5\pi+\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_1\leqslant 30°$, найдем в результате приближенного решения уравнений (4.44) и (4.45) постоянную составляющую тока и фазу гашения домена

$$\frac{I_0}{I_{\text{пор}}}\approx-\frac{p}{2}-\sqrt{\frac{p^2}{4}-q}, \tag{4.46}$$

$$\varphi_1\approx\frac{3}{2}\pi-\frac{I_0-I_{\text{нас}}}{I_{\text{пор}}-I_0}=\frac{3}{2}\pi-\frac{i_0-k}{1-i_0},$$

где

$$p=-0{,}15(6{,}7+6{,}7k+\alpha_{\partial}k-\alpha_{\partial});\quad q=0{,}15(1+$$

$$+4{,}7k+k^2+\alpha_{\partial}k-\alpha_{\partial}).$$

Рассмотрим пример. Примем $k = I_{нас}/I_{пор} = 0{,}5$; $\alpha_д = 1/2\pi$. В результате расчета с помощью формул (4.40)—(4.47) получим

$$I_0/I_{пор} = 0{,}577;\ \varphi_1 = 261°;\ i/I_{пор} = 0{,}577 + 0{,}423\cos\omega t;$$

$$i_д/I_{пор} + \begin{cases} 0{,}5 & \text{при } 0 \leqslant \varphi \leqslant \varphi_1, \\ 0{,}577 + 0{,}423\cos\omega t & \text{при } \varphi_1 \leqslant \varphi \leqslant 2\pi; \end{cases}$$

$$i_ɛ/I_{пор} = \begin{cases} 0{,}077 + 0{,}423\cos\omega t & \text{при } 0 \leqslant \varphi \leqslant \varphi_1, \\ 0 & \text{при } \varphi_1 \leqslant \varphi \leqslant 2\pi; \end{cases}$$

$$u_д/U_{пор} = \begin{cases} 1 + 0{,}483\omega t + 2{,}66\sin\omega t & \text{при } 0 \leqslant \varphi \leqslant \varphi_1, \\ 0{,}577 + 0{,}423\cos\omega t & \text{при } \varphi_1 \leqslant \varphi \leqslant 2\pi. \end{cases}$$

Графики рассчитанных функций $i(\omega t)$ и $u_д(\omega t)$ построены на рис 4.15.

Анализ результатов проведенного расчета показывает возможность существенного увеличения пикового значения напряжения по сравнению с пороговым, что является следствием рассмотренного механизма генерирования колебаний, основанного на резком изменении емкости диода — от емкости домена до нуля. Периодически повторяющийся процесс заряда и разряда емкости домена и обусловливает накопление высокочастотной энергии в контуре генератора. Практически реализовать режим довольно сложно и возможно только при определенном выборе напряжения питания. Повышая пиковое значение напряжения в генераторе с последовательным контуром, можно получить больший КПД, чем при параллельном колебательном контуре. Аналогично рассмотренному случаю можно также проанализировать работу генератора с диодом Ганна в режиме запаздывания домена при последовательном колебательном контуре.

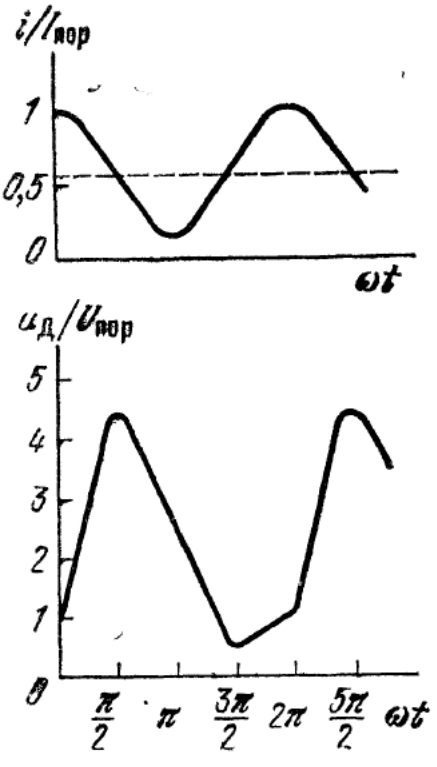



Рис. 4.15

## 4.4. РЕЖИМ ОНОЗ И МАКСИМАЛЬНАЯ МОЩНОСТЬ, ГЕНЕРИРУЕМАЯ ДИОДОМ ГАННА

Одно из отличий режима ОНОЗ от доменного состоит в возможности генерировать во много раз большую мощность СВЧ колебаний. Чтобы лучше понять это отличие, обратимся сначала к определению предельного значения мощности, развиваемой диодом Ганна в доменном режиме. При эквивалентной схеме параллельного типа (рис. 4.11,*в*)

$$P_1 = U^2_m/2R_{1э} = \left[\int_0^W E_m(x)\,dx\right]^2 \Big/ 2R_{1э}, \qquad (4.47)$$

где $U_m$—амплитуда напряжения, приложенного к диоду; $E_m(x)$ — зависимость амплитуды напряженности электрического поля от координаты $x$ (рис. 4.4); $R_{1э}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки, равное модулю эквивалентного активного отрицательного сопротивления диода до первой гармоники сигнала; $W$ — длина образца.

Поле в основном сосредоточено в домене (рис. 4.4,*б*) длиной $d<W$, поэтому

$$P_1 = E^2_m d^2/2R_{1э} = E^2_m k^2_1 W^2/2R_{1э}, \qquad (4.48)$$

где $k_1 = d/W$. Можно принять $k_1 = 0{,}25 \ldots 0{,}33$.

Для определения максимальной мощности колебаний полупроводникового диода из арсенида галлия можно использовать выражение (1.6). Необходимо только согласно (4.48) в эту формулу ввести дополнительный множитель $k_1$, учитывающий неравномерное распределение поля вдоль образца. В результате получим

$$(P_1 R_{1э}) f^2 = 10^5 k^2_1 \xi^2_{доп} k^2_{прб} \gamma^2 \theta^2_{пр}. \qquad (4.49)$$

В доменном режиме работы частота генерируемых колебаний должна быть близкой к пролетной частоте $f_{пр} = 1/\tau_{пр} = v_{др}/W$. При этом $\theta_{пр} = 2\pi f \tau_{пр} = 2\pi$.

При $k_1 = 1/3$; $\xi_{доп} = E_m/E_{доп0} = 0{,}5$; $k_{прб} = E_{доп0}/E_{прб} = 0{,}25$; $\gamma = 1$; $\theta_{пр} = 2\pi$ и доменном режиме работы диода Ганна

$$(P_1 R_{1э}) f^2 \ [\text{ГГц}^2] \approx 8000 \text{ Вт}\cdot\text{Ом}. \qquad (4.50)$$

При $R_{1э} = 10$ Ом

$$P_1 f^2 \ [\text{ГГц}^2] = 800 \text{ Вт}. \qquad (4.51)$$

Согласно (4.51), например, при $f = 10$ ГГц мощность $P_1 = 8$ Вт. Формула (4.51) справедлива до некоторой минимальной частоты $f_B$. При $f < f_B$ начинают сказываться ограничения теплового характера (см. § 1.3).

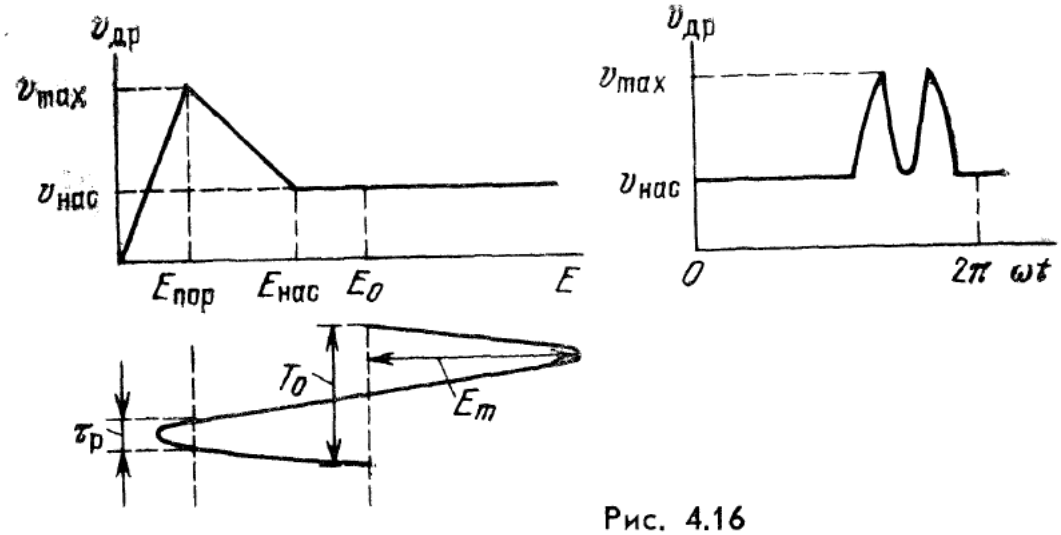



Рис. 4.16

Иные явления имеют место при существенном повышении частоты сигнала относительно пролетной ($f/f_{пр} > 1$) и выполнении соотношения $(T_0/\tau_д) < 1$ или $\omega\tau_д > 1$. Последнее неравенство означает, что при большой амплитуде колебаний и частичном превышении напряжения в течение каждого периода колебаний порогового значения (рис. 4.10) домен сформироваться не успевает. Поэтому накопленный объемный заряд относительно мал, распределение электрического поля вдоль прибора близко к однородному и зависимость тока от напряжения определяется зависимостью мгновенной дрейфовой скорости носителей заряда от напряженности электрического поля $v_{др}(E)$ (рис. 4.1). Сказанное поясняется с помощью рис. 4.16, на котором график $v_{др}(E)$ аппроксимируется тремя отрезками прямых линий. В течение одной части периода ($T_0$—$\tau_р$) объемный заряд накапливается в приборе, в течение другой части ($\tau_р$) рассасывается, причем эти процессы необходимо точно сбалансировать. В противном случае, т. е. при неполном рассасывании заряда, может произойти его накопление за несколько периодов колебаний. Это приведет к формированию домена и при достаточно длинном образце к превышению допустимой напряженности поля и электрическому пробою, т. е. разрушению материала. Иначе говоря, объемный заряд необходимо ограничивать, что является обязательным условием нормальной работы диода Ганна в режиме ОНОЗ (ограниченного накопления объемного заряда) [4.1—4.3].

В этом режиме частота колебаний определяется внешней электрической цепью и не зависит от времени

пролета электронов, что позволяет существенно увеличить длину образца $W$ и тем самым в соответствии с (4.48) значительно повысить колебательную мощность диода Ганна.

Примем $E_m/E_{\text{прб}}=\xi_{\text{доп}}k_{\text{прб}}=0{,}1$, $W=50v_{\text{др}}/f$ или $\theta_{\text{пр}}=2\pi fW/v_{\text{др}}=100\pi$, $k_1=1$, $\gamma=1$. Подставив эти значения в (4.49), получим

$$(P_1R_{1\text{э}})f^2\ [\text{ГГц}^2]=10^8\ \text{Вт}\cdot\text{Ом}. \tag{4.52}$$

Сопоставление (4.52) и (4.50) показывает, что в режиме ОНОЗ максимальная мощность диода Ганна может на несколько порядков превысить мощность прибора в доменном режиме [4.1]. В таком большом увеличении мощности СВЧ колебаний и состоит основное преимущество режима ОНОЗ, обусловленное значительно большей длиной образца (в 50 ... 100 раз) по сравнению с длиной при доменном режиме. Однако практическая реализация этого преимущества связана со значительными трудностями, в первую очередь отводом тепла от прибора. Наиболее высокий результат в этом режиме при импульсной работе составляет 6000 Вт при частоте 1,75 ГГц [4.14].

Перейдем к расчету КПД генератора в режиме ОНОЗ. Ток в однородном образце

$$i=en_0v_{\text{др}}(E)S, \tag{4.53}$$

где $e$ — заряд электрона; $n_0$ — концентрация носителей; $S$ — площадь сечения образца; $v_{\text{др}}(E)$ — зависимость, представленная на рис. 4.16.

Согласно (4.53) и принятым ранее условиям существования режима ОНОЗ ток через образец $i$ повторяет зависимость изменения мгновенной скорости $v_{\text{др}}(E)$. Поэтому аналогично рис. 4.16 построим зависимости тока и напряжения в режиме ОНОЗ при $U_0=U_{\text{нас}}$ и $U_m=U_{\text{нас}}-U_k$ (рис. 4.17). Разложив функцию $i(\omega t)$ в ряд Фурье, получим в соответствии с (1.29) и (1.31) для случая, представленного на рис. 4.17, следующие выражения для постоянной составляющей и первой гармоники тока:

$$I_0=\left[\frac{0{,}32-\alpha_0(\theta_1)}{\cos\theta_1}+\frac{k}{1-k}\right]I_m, \tag{4.54}$$

$$I_1=\left[\frac{0{,}5-\alpha_1(\theta_1)}{\cos\theta_1}\right]I_m, \tag{4.55}$$

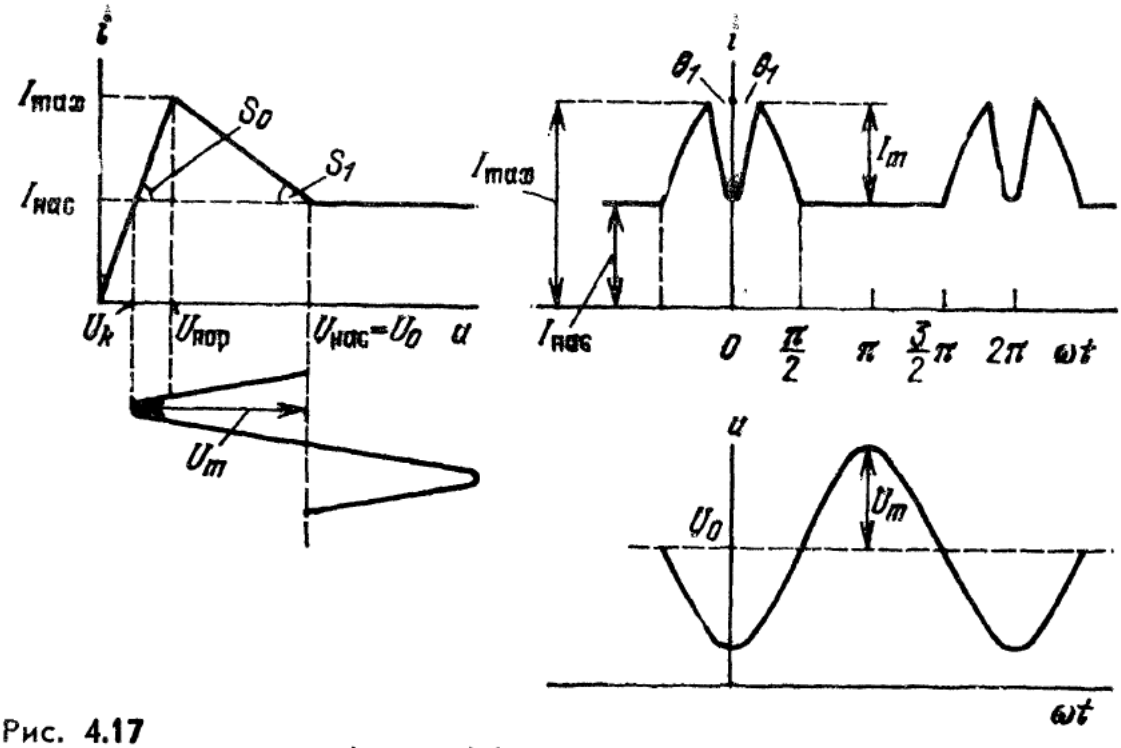



Рис. 4.17

где $I_m$ — амплитуда импульса тока (рис. 4.17); $k=I_{нас}/I_{max}=v_{нас}/v_{max}$; $\cos\theta_1=(U_{нас}-U_{пор})/U_m$; $\alpha_0(\theta_1)$ и $\alpha_1(\theta_1)$ — коэффициенты разложения косинусоидального импульса.

Учитывая (4.54) и (4.55), имеем

$$\eta=\frac{P_1}{P_0}=\frac{1}{2}\frac{U_m}{U_0}\frac{I_1}{I_0}=\frac{1}{2}\xi\frac{0{,}5-\alpha_1(\theta_1)}{0{,}32-\alpha_0(\theta_1)+(k/(1-k))\cos\theta_1}, \quad (4.56)$$

где $\xi=U_m/U_0=E_m/E_0$ — коэффициент использования диода по напряжению или напряженности поля.

При $\xi=0{,}9$ и $\theta_1=15°$ $\eta=14{,}3\%$ при $k=0{,}5$; $\eta=19{,}3\%$ при $k=0{,}4$; $\eta=23{,}4\%$ при $k=0{,}33$.

Полученные результаты хорошо согласуются с данными, определяемыми на основе более общего метода анализа [4.1].

Из сказанного видно, что в режиме ОНОЗ диод Ганна можно представить в виде эквивалентного отрицательного активного сопротивления $R_{1э}$ и параллельно подключенной к нему емкости прибора. Найдем эквивалентное сопротивление $R_{1э}$. Согласно рис. 4.17 $I_m=U_m S_1\cos\theta_1=U_m S_0(1-\cos\theta_1)$, откуда

$$S_1=S_0(1-\cos\theta_1)/\cos\theta_1, \quad (4.57)$$

где $S_0$ и $S_1$ — крутизна участков характеристики $i(u)$ (рис. 4.17). С учетом (4.55) и (4.57) получим

$$R_{1э} = -\frac{U_m}{I_1} = -\frac{1}{S_1\,(0{,}5 - \alpha_1\,(\theta_1))} =$$

$$= -R_0\,\frac{\cos\theta_1}{(1-\cos\theta_1)\,(0{,}5-\alpha_1\,(\theta_1))}, \qquad (4.58)$$

где $R_0 = 1/S_0$ — активное положительное сопротивление диода Ганна в допороговой области напряженности поля.

В соответствии с (4.58) $|R_{1э}|/R_0 = 23$ при $\theta_1 = 30°$ и $|R_{1э}|/R_0 = 73$ при $\theta_1 = 15°$.

Проведенный анализ основывается на предположении, что скорость электронов мгновенно изменяется при изменении напряженности поля. В действительности это положение справедливо только до некоторой частоты, пока время образования «горячих» электронов значительно меньше периода колебаний. Из-за инерции данного процесса КПД диода Ганна с повышением частоты уменьшается, а максимальная частота генерации ограничивается 100 ... 200 ГГц [4.1]. Формула (4.56) оказывается справедливой до частоты 20 ... 40 ГГц.

Самостоятельным является вопрос ввода диода Ганна в режим ОНОЗ, существование которого обусловлено большой амплитудой колебаний. При этом во время переходного процесса следует исключить возможность появления режима, приводящего к зарождению домена и возможному выходу прибора из строя. Известно несколько способов ввода диода Ганна в режим ОНОЗ. Один из них связан с подачей на прибор при его включении видеоимпульса большой амплитуды с крутым фронтом с целью быстрого нарастания СВЧ колебаний.

Сравним доменный режим и ОНОЗ. В первом случае получение отрицательного эквивалентного активного сопротивления прибора связано с образованием домена, что обусловливается выполнением неравенства $T_0/\tau > 1$ или $\omega\tau_д < 1$ (см. § 4.2). В режиме ОНОЗ отрицательное активное сопротивление есть прямое следствие падающего участка характеристики $v(E)$ (рис. 4.1 и 4.16), поскольку ток повторяет эту зависимость. Так как $\omega\tau_д > 1$, то домен в этом режиме сформироваться не успевает.

Таблица 4.1

| $f$, ГГц | $P_1$, Вт | КПД, % | Режим работы |
|---|---|---|---|
| 1,75 | 6000 | 15 | ОНОЗ |
| 2,0 | 200 | 29 | Доменный |
| 7,0 | 2000 | 5 | ОНОЗ |
| 16,0 | 150 | 6 | " |
| 20,0 | 0,5 | 3 | Доменный |
| 50,0 | 0,4 | 9 | ОНОЗ |
| 88,0 | 0,02 | 2 | " |

Примечание. На частотах 20 и 88 ГГц диод работает в непрерывном режиме, на остальных—в импульсном.

Гибридный режим является промежуточным между режимами ОНОЗ и доменным. Ему соответствует выполнение условия $\omega\tau_\partial \approx 1$, вследствие чего образование домена занимает большую часть периода колебаний. При этом из-за более оптимального значения фазового угла между током и напряжением удается получить большие колебательную мощность и КПД по сравнению с доменным режимом работы диода Ганна.

В заключение в табл. 4.1 [4.2] приведены основные параметры нескольких типов лабораторных образцов диодов Ганна в непрерывном и импульсном режимах работы. Диоды Ганна из арсенида галлия изготавливаются до частоты 100 ГГц, выше нее более перспективным является применение в приборах фосфида индия, имеющего меньшие потери.

## ГЛАВА 5

# СВЧ ГЕНЕРАТОРЫ С ЛАВИННО-ПРОЛЕТНЫМ ДИОДОМ

### 5.1. IMPATT РЕЖИМ РАБОТЫ ЛПД

**Физические основы работы ЛПД.** Генерация СВЧ колебаний с помощью лавинно-пролетного диода (ЛПД) основывается на двух физических явлениях: лавинном умножении носителей заряда при высокой напряженности электрического поля, превышающей пробивное значение, и пролете этими носителями обедненного слоя диода под действием электрического поля за определенное время [4.1, 5.1, 5.14, 5.15, 5.47]. Статическая харак-

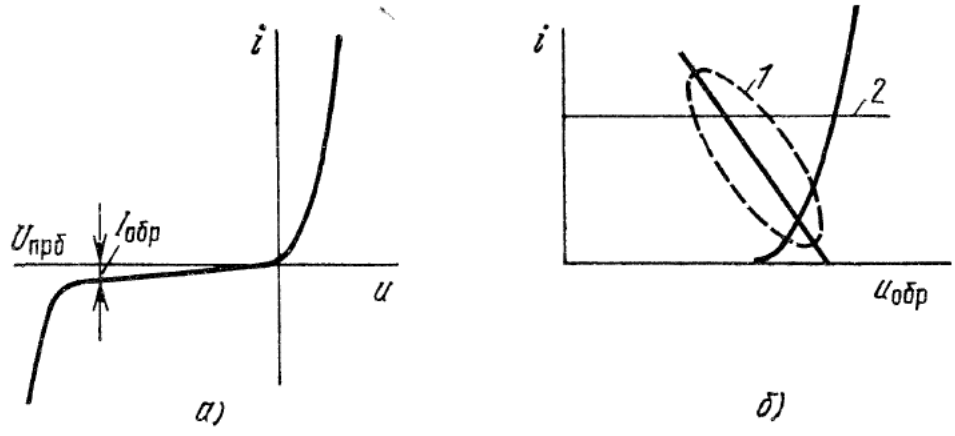



Рис. 5.1

теристика $p-n$-перехода при $|u|<U_{прб}$ (рис. 5.1,*а*), где $U_{прб}$ — напряжение пробоя, определяется известным выражением [5.12]

$$i = I_{обр}\,(e^{u/\varphi_T} - 1),$$

где $I_{обр}$ — обратный ток $p-n$-перехода; $\varphi_T$=25,6 мВ — температурный потенциал.

С увеличением обратного напряжения $u_{обр}$ растет напряженность $E$ электрического поля $p-n$-перехода. При некотором критическом значении $E=E_{прб}$ начинается электрический пробой $p-n$-перехода. Величина $E_{прб}$ зависит от многих факторов, в том числе и от материала перехода; например, для кремния $E_{прб}$=300 ... ... 600 кВ/см, для арсенида галлия $E_{прб}$=350 ... ... 650 кВ/см. При $E=E_{прб}$ энергия носителей заряда достигает столь высокого значения, что вследствие ударной ионизации начинает возрастать количество вновь образующихся электронно-дырочных пар. Этот процесс называется лавинным умножением носителей заряда. Закон увеличения носителей заряда носит экспоненциальный характер.

На статической характеристике диода (рис. 5.1,*а*) электрическому пробою соответствует резкое возрастание тока через обратносмещенный $p-n$-переход. Для предотвращения выхода прибора из строя при пробое максимальное значение тока ограничивают, применяя устройства стабилизации постоянного тока и располагая нагрузочную характеристику так, как показано на рис. 5.1,*б*.

В ЛПД напряженность поля вдоль структуры изменяется неравномерно, что обусловлено соответствующим законом распределения концентрации примесей. Для

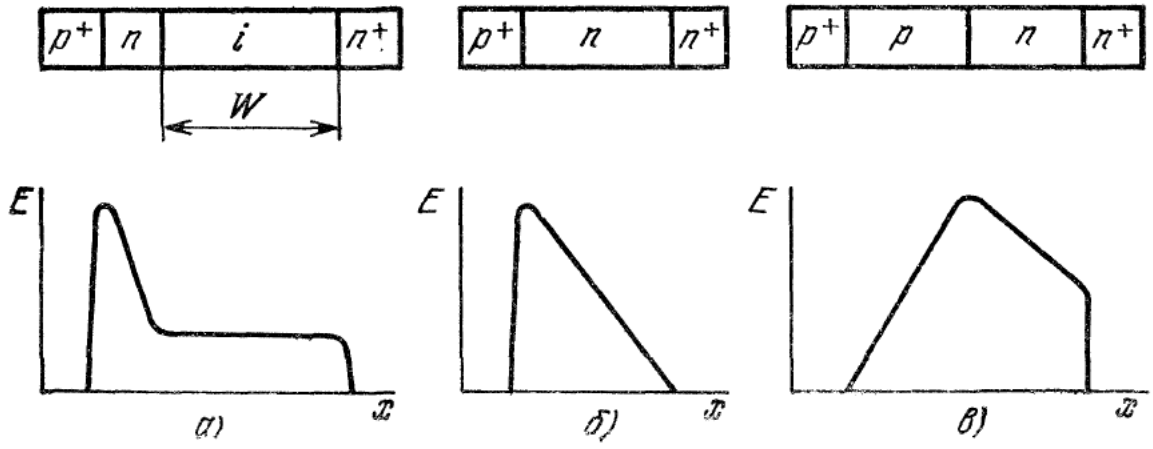



Рис. 5.2

ЛПД со структурой $p^+—n—i—n^+$ и $p^+—n—n^+$ характер изменения напряженности поля показан на рис. 5.2,*а*, *б*. В обоих случаях напряженность поля максимальна вблизи перехода. Вследствие этого только здесь и протекает процесс лавинного умножения носителей заряда, причем слой умножения является достаточно тонким. Генерируемые в результате лавинного умножения дырки и электроны движутся в противоположных направлениях через области пролетного пространства к контактам диода. Если ЛПД имеет одну пролетную или дрейфовую область (например, только для электронов), то прибор называется однопролетным (рис. 5.2,*а*, *б*); если две пролетные области — отдельно для электронов и дырок, — двухпролетным (рис. 5.2,*в*).

В пролетной области поток носителей заряда (электронов или дырок) взаимодействует с высокочастотным электрическим полем в течение времени $\tau_{пр}$, определяемого толщиной пролетной области и скоростью движения носителей $v_{др}$. Из-за высокой напряженности поля величина $v_{др}$ близка к скорости насыщения $v_{нас}$ (см. рис. 1.4) и для кремния и арсенида галлия составляет примерно $10^7$ см/с [5.47]. Выбирая $W$, устанавливают такое значение $\tau_{пр}=W/v_{нас}$, при котором фазовый сдвиг между током и напряжением близок к $\pi$. Благодаря выполнению условия фазировки (см. § 1.3) энергия потока носителей заряда передается полю, что и обусловливает генерацию или усиление высокочастотных колебаний. При этом ЛПД можно представить в виде двухполюсника, включающего частотно-зависимое активное отрицательное сопротивление.

Таким образом, описанный механизм работы ЛПД основывается на двух явлениях: ударной лавинной ионизации, приводящей к генерации носителей заряда, и дрейфе последних через пролетную область за определенное время для получения необходимого фазового соотношения между током и напряжением. Данный режим работы ЛПД называется IMPATT или сокращенно IM. ЛПД в IM режиме генерирует колебания в диапазоне частот от 1 до 340 ГГц, но чаще они используются в диапазоне от 5 до 100 ГГц. При этом, например, в режиме непрерывного излучения на частоте 13,3 ГГц получена мощность 4,7 Вт; при импульсном режиме на частоте 8 ГГц—мощность в 30 Вт [5.15]. Материалом для ЛПД служит кремний или арсенид галлия.

**Анализ ЛПД при структуре** $p^+—n—i—n^+$. Ранее было сказано, что существует несколько структур ЛПД, в которых возможна генерация IM колебаний (рис. 5.2,*а*, *б*). Рассмотрим более подробно работу прибора со структурой типа $p^+—n—i—n^+$, называемого диодом Рида (рис. 5.2,*а*) [5.14, 5.15, 5.47, 5.49, 5.54]. Структура прибора состоит из четырех областей: двух крайних сильнолегированных зон ($p^+$ и $n^+$), уменьшающих сопротивление активных потерь в диоде, узкого слоя лавинного умножения носителей ($n$-области) и области дрейфа или пролета, представляющей собой полупроводник с пренебрежимо малым количеством примесей и поэтому имеющей проводимость, близкую к собственной ($i$-область). Генерация электронно-дырочных пар происходит в узком слое умножения у $p^+—n$-перехода, где согласно рис. 5.2,*а* напряженность поля максимальна. Генерируемые дырки сразу попадают в $p^+$-область и никакой полезной работы не совершают. Генерируемые электроны инжектируются в пролетное пространство толщиной $W$ с почти однородным полем. Напряженность этого поля должна быть ниже пробивного значения ($E_{\text{прб}}$) для исключения в пролетной области лавинного умножения носителей, но выше порогового ($E_{\text{пор}}$) для обеспечения дрейфовой скорости электронов, близкой к скорости насыщения $v_{\text{нас}}$ (см. рис. 4.1).

Пусть к диоду приложено постоянное напряжение, близкое к пробивному, и на него наложено напряжение высокой частоты. Когда суммарная напряженность превышает пробивное значение, то вследствие ударной лавинной ионизации в слое умножения возникает импульс

тока инжекции $i_{ин}$. Этот импульс отстает от максимального значения напряжения примерно на $\pi/2$ [5.15]. Инжектированные электроны проходят пролетное пространство толщиной $W$ (рис. 5.2,*а*) со скоростью насыщения $v_{нас} \approx 10^7$ см/с. При этом ток во внешней цепи $i_e$ равен сумме токов проводимости и смещения. Значение $i_e$ можно рассчитать также на основании понятия индуцированного тока. Согласно [4.1] имеем

$$i_e = \frac{v_{нас}}{W} \int_{t-\tau_{пр}}^{t} i_{ин}(\tau')\, d\tau', \qquad (5.1)$$

где $\tau' = t - (x/v)$; $x$ — координата вдоль структуры прибора (рис. 5.2,*а*).

Ток инжекции представляет собой периодическую последовательность коротких импульсов. При этом во внешней цепи форма тока близка к прямоугольной длительностью $\theta_{пр} = \omega\tau_{пр}$. На основании сказанного формы напряжения и тока в ЛПД при IM режиме имеют вид, показанный на рис. 5.3. Частота, при которой $\theta_{пр} = \pi$, на-

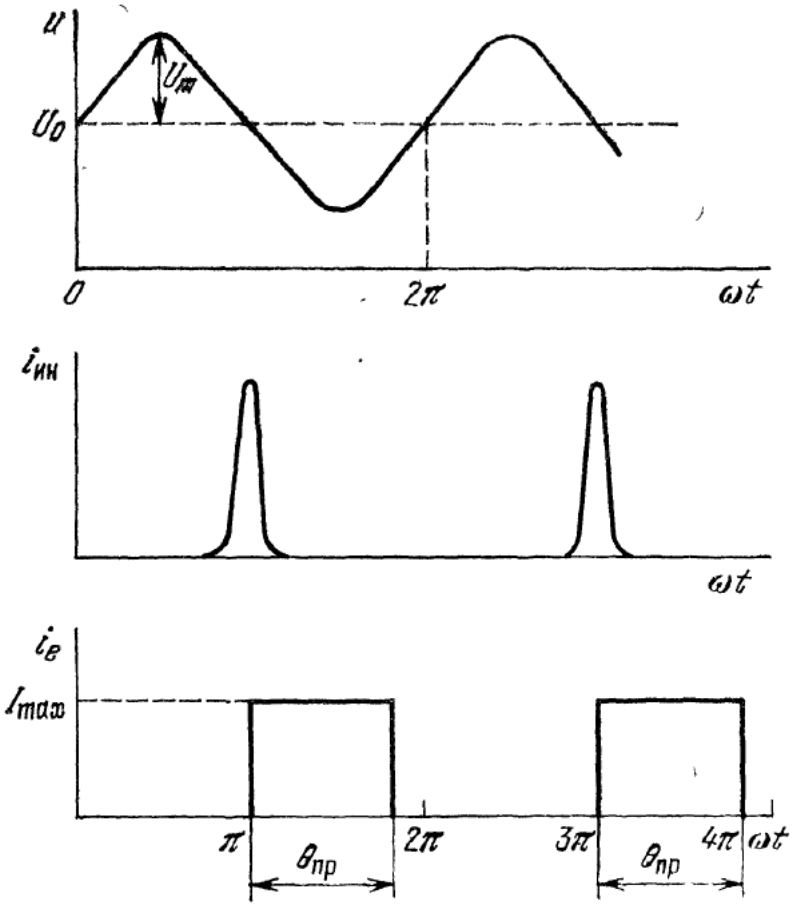



Рис. 5.3

зывается пролетной: $\omega_{пр}=\pi v_{нас}/W$. При $v_{нас}=10^7$ см/с

$$f_{пр}\,[\text{ГГц}]=50/W\,[\text{мкм}], \tag{5.2}$$

где $W$ — ширина пролетной области. Например, согласно (5.2) при $W=5$ мкм $f_{пр}=10$ ГГц.

**Энергетические характеристики генератора с ЛПД.** Полученные формы тока и напряжения в ЛПД (рис. 5.3) позволяют найти обобщенные характеристики, определяющие энергетические показатели генератора: потребляемую $P_0$ и колебательную $P_1$ мощности, КПД $\eta=P_1/P_0$, а также эквивалентные активную и реактивную проводимости диода. Согласно рис. 5.3

$$u_д=U_0+U_1\sin\omega t, \tag{5.3}$$

$$i_д=\begin{cases}0 & \text{при}\quad 0\leqslant\omega t\leqslant\pi \quad\text{и}\quad \pi+\theta_{пр}\leqslant\omega t\leqslant 2\pi,\\ I_{max} & \text{при}\quad \pi\leqslant\omega t\leqslant\pi+\theta_{пр}.\end{cases} \tag{5.4}$$

В соответствии с методикой, изложенной в § 1.3, учитывая (5.3) и (5.4), согласно (1.29)—(1.33) находим постоянную составляющую и первые гармоники сигнала:

$I_0=I_{max}\theta_{пр}/2\pi$; $I_{1A}=-I_{max}(1-\cos\theta_{пр})/\pi$;

$I_{1B}=-I_{max}\sin\theta_{пр}/\pi$; $U_{1A}=U_1$; $U_{1B}=0$,

откуда на основании (1.36) и (1.37) активная и реактивная проводимости диода по первой гармонике сигнала равны

$$G_1=-\frac{I_{max}}{U_1}\,\frac{1-\cos\theta_{пр}}{\pi}=-\frac{2I_0}{U_1}\,\frac{1-\cos\theta_{пр}}{\theta_{пр}}, \tag{5.5}$$

$$B_1=-\frac{I_{max}}{U_1}\,\frac{\sin\theta_{пр}}{\pi}=-\frac{2I_0}{U_1}\,\frac{\sin\theta_{пр}}{\theta_{пр}}. \tag{5.6}$$

Согласно (5.5), (5.6) ЛПД в IM режиме можно представить в виде параллельно соединенных отрицательного активного сопротивления $R_1=1/G_1$ и индуктивности $L_1=-1/\omega B_1$, которые зависят от амплитуды и частоты сигнала, т. е. являются нелинейными, частотно-зависимыми функциями. Проводимость — величина отрицательная вследствие определенного фазового сдвига между током и напряжением, что, в свою очередь, обусловлено запаздыванием носителей заряда при движении их через пролетную область. Поскольку согласно (5.5) $G_1<0$, то ЛПД в IM режиме следует рассматривать как генератор

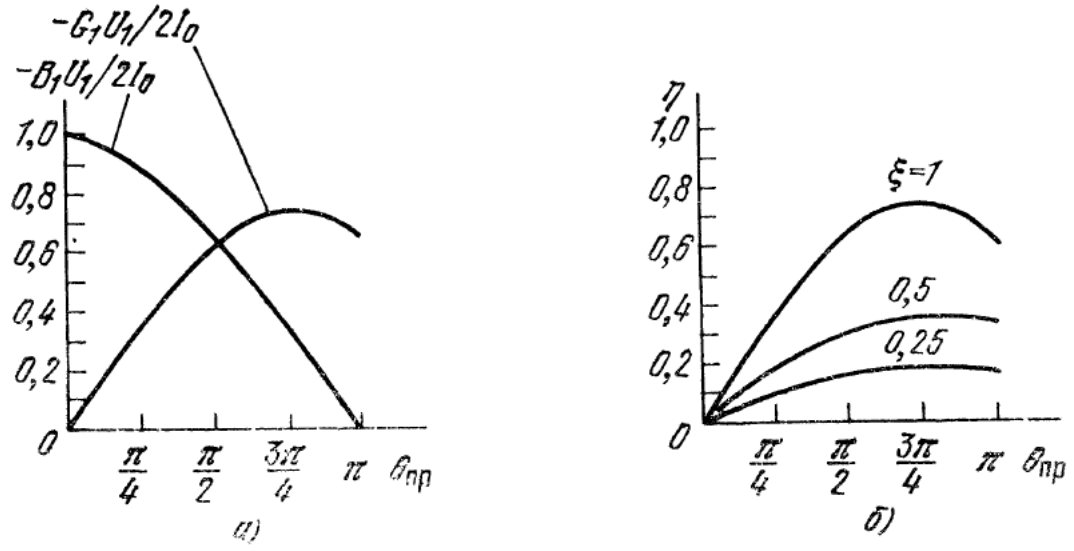



Рис. 5.4

высокочастотных колебаний (см. § 1.3). В соответствии с (1.38) и с учетом (5.5)

$$P_1=-P_{\text{вз а1}}=-0{,}5G_1U^2{}_1=I_0U_1(1-\cos\theta_{пр})/\theta_{пр}, \qquad (5.7)$$

$$\eta=P_1/P_0=\xi(1-\cos\theta_{пр})/\theta_{пр}, \qquad (5.8)$$

где $\xi=U_1/U_0$ — коэффициент использования напряжения. Графики нормированных функций $G_1$ (5.5), $B_1$ (5.6) и $\eta$ (5.8) построены на рис. 5.4. При $I_0=\text{const}$ максимуму мощности и КПД соответствует пролетный угол $\theta_{пр}=0{,}742\,\pi$.

**Эквивалентная схема ЛПД. Характеристики усилителя с ЛПД.** Проведенный анализ позволяет построить модель ЛПД в IM режиме в виде параллельно соединенных отрицательного активного сопротивления $-R_{пр}=-1/G_1$ и индуктивности $L_{пр}=-1/\omega B_1$ (см. (5.5) и 5.6)). Эти элементы учитывают только действие пролетного участка, связанное с генерацией сигнала, и поэтому такая модель ЛПД является сравнительно грубой. В более полную модель ЛПД следует также включить зарядную емкость обратносмещенного $p$—$n$-перехода $C_з$, сопротивление активных потерь $R_s$, индуктивность выводов $L_к$ и емкость корпуса диода $C_к$ (рис. 5.5.). Анализ работы ЛПД в IM режиме при большом сигнале показывает существенную зависимость общей проводимости

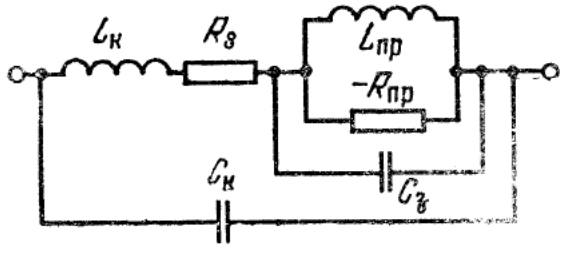



Рис. 5.5

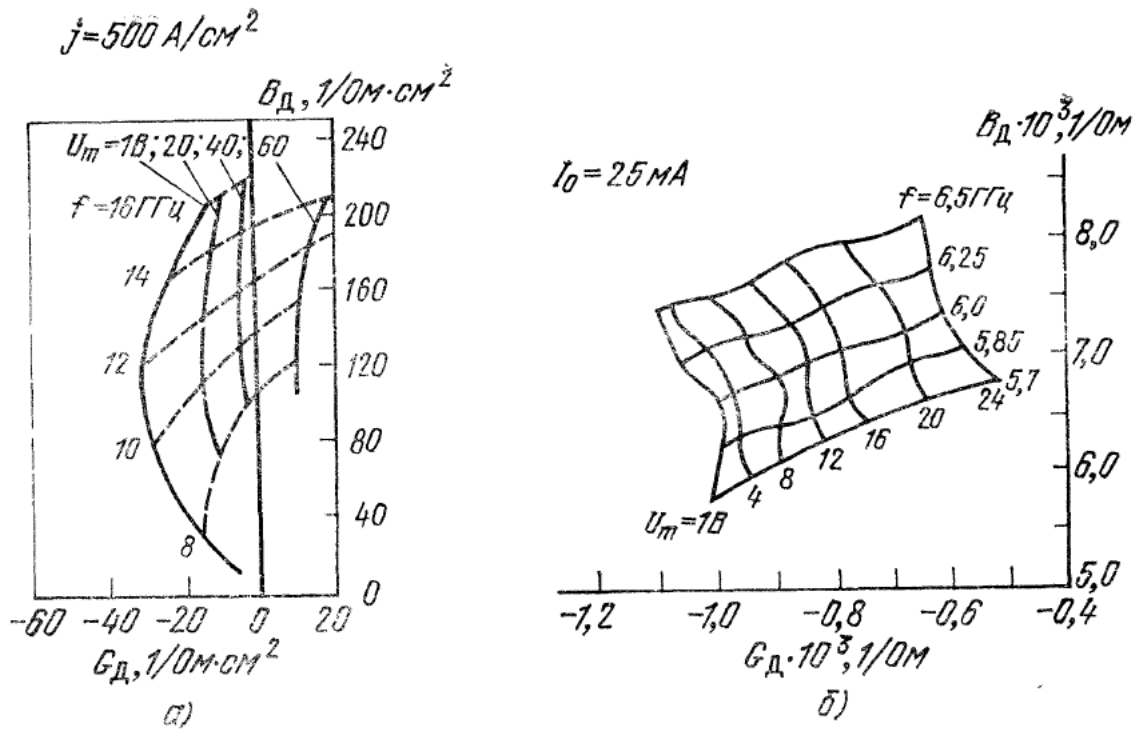



Рис. 5.6

диода от частоты и амплитуды сигнала, причем и теория (рис. 5.6,*а* [5.15]), и эксперимент (рис. 5.6,*б* [5.56]) подтверждают это положение.

Придерживаясь чисто формальных правил, можно подобрать такую электрическую цепь, функция проводимости которой удовлетворительно аппроксимирует характеристики, представленные на рис. 5.6. Такой цепью, в частности, является схема, приведенная на рис. 5.7,*а* [5.18]. Комплексная проводимость схемы

$$Y_д = G_д + \mathrm{j}B_д = (a + \mathrm{j}b)/(s + \mathrm{j}d), \qquad (5.9)$$

где $a = 1 - \omega^2 LC$; $b = \omega C(R_1 + R_2)$; $s = R_1 + R_3 - \omega^2 LC(R_2 + R_3)$; $d = \omega(L + R_1R_2C + R_1R_3C + R_2R_3C)$; $R_1 = R_{10}(1 + a_1U_1 + a_2U^2_1)$ — нелинейное активное сопротивление; $R_2$ — отрицательное активное сопротивление; $R_3$ и $C$ — постоянные сопротивления и емкость; $L = L_0(1 + b_1U_1 + b_2U^2_1)$ — нелинейная индуктивность; $R_{10}$ и $L_{10}$ — параметры при малом сигнале; $a_1$, $a_2$, $b_1$, $b_2$ — постоянные коэффициенты; $U_1$ — амплитуда напряжения первой гармоники сигнала, приложенного к ЛПД.

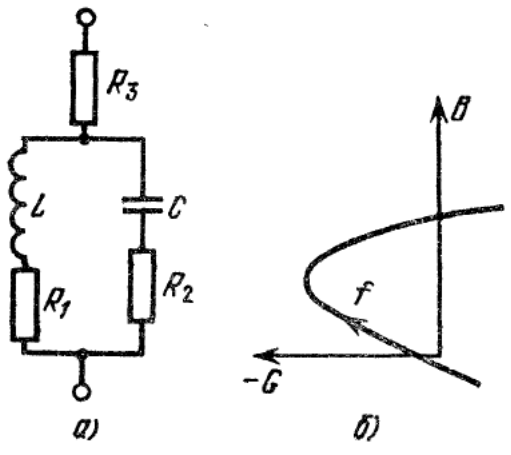



Рис. 5.7

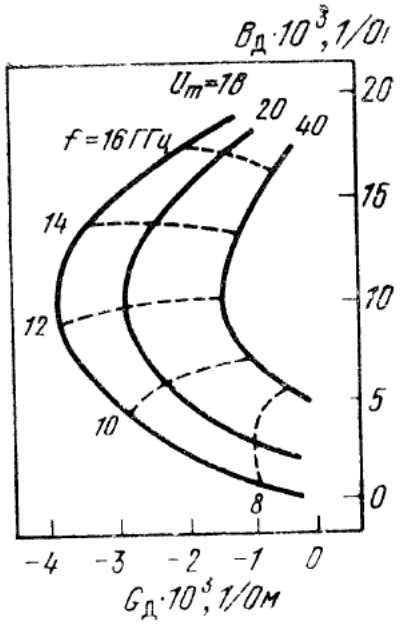



Рис. 5.8

Зависимости проводимости $Y_д$ от частоты и амплитуды сигнала, рассчитанные согласно (5.9) при $R_{10}=32$ Ом, $R_2=-44$ Ом, $R_3=58$ Ом, $C=0{,}2$ пФ, $L_0=2{,}5$ нГ, $a_1=10^{-2}$ 1/В, $a_2=8\cdot10^{-4}$ 1/В$^2$; $b_1=3\cdot10^{-3}$ 1/В; $b_2=7\cdot10^{-5}$ 1/В$^2$ (рис. 5.8) [5.18], удовлетворительно аппроксимируют реальные характеристики проводимости определенного типа ЛПД при большом сигнале. С их помощью можно определить граничную частоту $\omega_{гр}$, называемую лавинной [5.15, 5.47]. При $\omega<\omega_{гр}$ активная проводимость $G_д>0$ при $\omega>\omega_{гр}$ $G_д<0$. Другой пример характеристик ЛПД приведен на рис. 5.9 [6.11]. Из приведенных соотношений следует, что частота генерации ЛПД может быть только выше лавинной из-за необходимости получения отрицательной активной проводимости. Согласно [5.15] $\omega_{гр}\equiv\sqrt{j_{0д}}$, где $j_{0д}$ — плотность постоянного тока диода. Основные параметры генератора отражательного типа зависят от коэффициента отражения Г (см. § 6.1). При подключении ЛПД к фидерной линии с волновым сопротивлением $\rho$

$$\Gamma=(1-\rho Y_д)/(1+\rho Y_д),$$

где проводимость $Y_д$ определяется согласно (5.9). Для параметров усилителя с ЛПД получим следующие вы-

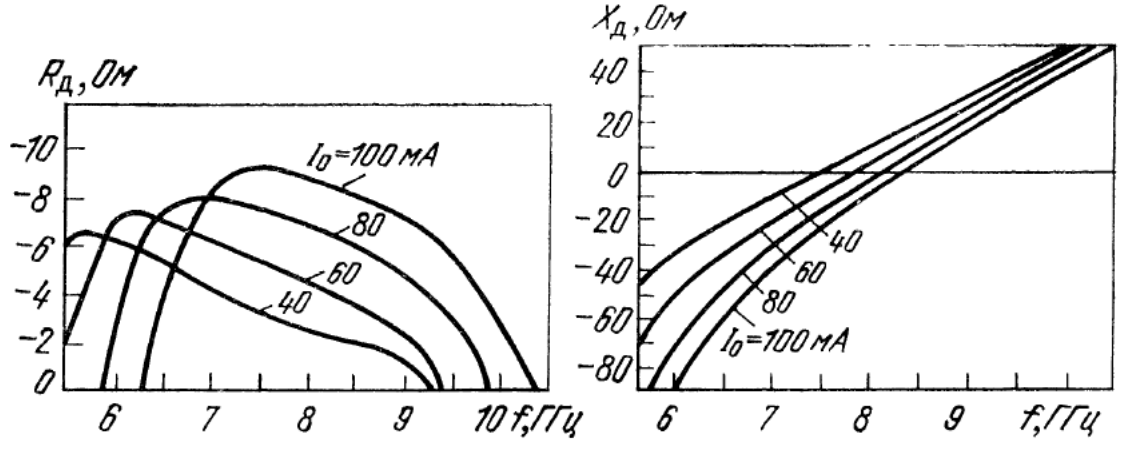



Рис. 5.9

ражения. Коэффициент усиления мощности

$$K_P = |\Gamma|^2 = \frac{(1-\rho G_Д)^2 + \rho^2 B^2_Д}{(1+\rho G_Д)^2 + \rho^2 B^2_Д}. \qquad (5.10)$$

Фаза коэффициента отражения

$$\varphi_Г = \operatorname{arctg} \frac{2B_Д}{\rho\,(G^2_Д + B^2_Д - (1/\rho^2))}. \qquad (5.11)$$

Колебательная мощность первой гармоники сигнала

$$P_1 = 0{,}5U^2_1 |G_Д|. \qquad (5.12)$$

Согласно (5.9) активная и реактивная проводимости ЛПД

$$G_Д = (as + bd)/(s^2 + d^2),$$

$$B_Д = (bs - ad)/(s^2 + d^2),$$

где $a$, $b$, $s$, $d$ — параметры, определяемые выражениями, приведенными после формулы (5.9).

Функции (5.10)—(5.12) характеризуют работу ЛПД в IM режиме в зависимости от частоты и амплитуды сигнала при заданных параметрах эквивалентной схемы (см. рис. 5.7 и 5.8) и волновом сопротивлении линии ρ. Экспериментальные графики этих зависимостей приведены на рис. 5.10 [5.9, 5.18].

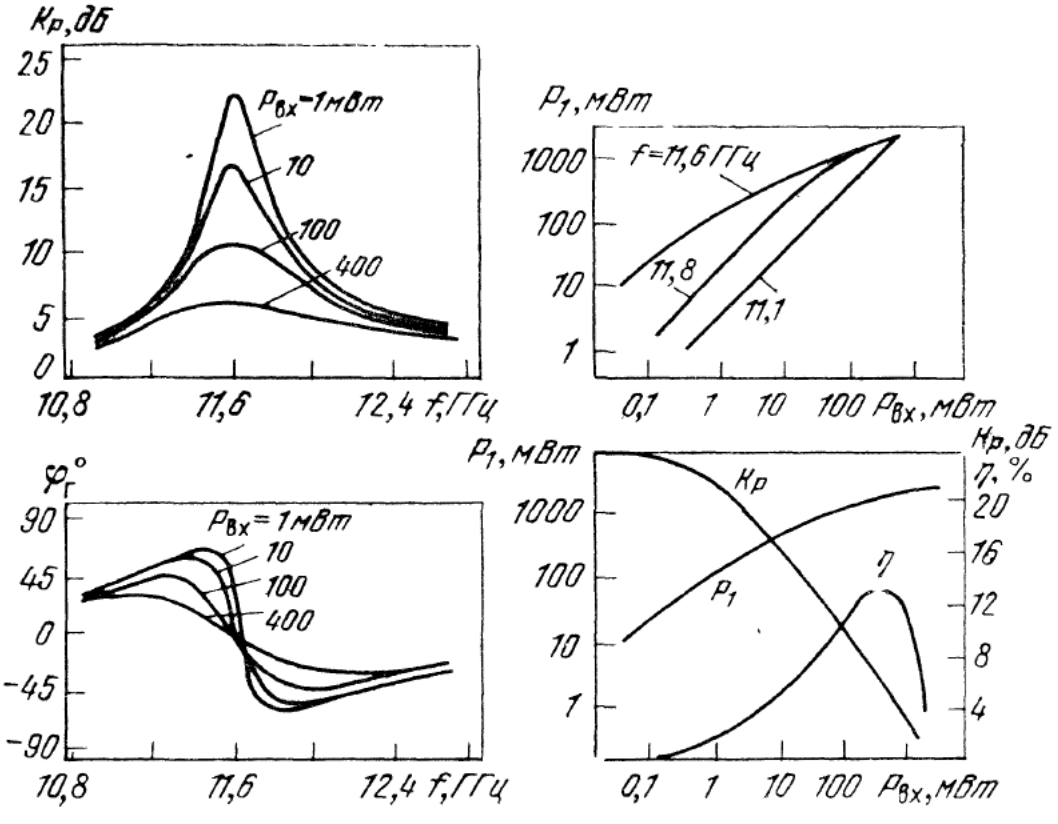



Рис. 5.10

**Максимальная мощность и КПД ЛПД.** Согласно соотношению (5.8) в приближенной модели ЛПД КПД зависит от двух параметров: коэффициента использования напряжения $\xi = U_m/U_0$ и пролетного угла $\theta_{пр}$. К ЛПД приложено постоянное напряжение $U_0 = U_{л0} + U_{др0}$, где $U_{л0}$ — падение напряжения в зоне лавинного пробоя; $U_{др0}$ — падение напряжения в дрейфовой области. Помимо коэффициента $\xi$ введем также коэффициент $\xi_{др} = U_m/U_{др0}$. В результате соотношение (5.8) примет вид

$$\eta = \frac{\xi_{др}}{1 + (U_{л0}/U_{др0})} \frac{1 - \cos\theta_{пр}}{\theta_{пр}}. \qquad (5.13)$$

Согласно [4.1] для ЛПД из кремния можно принять $U_{л0} = U_{др0}$ и $\xi_{др} = 0{,}5$. Тогда на пролетной частоте, т. е. при $\theta_{пр} = \pi$, согласно (5.13) получим $\eta = 16\%$. С учетом сопротивления активных потерь $R_s$ (см. рис. 5.5) КПД ЛПД получается еще более низким и обычно не превышает 10%, что хорошо согласуется с экспериментальными данными [5.13—5.15].

Максимальную колебательную мощность ЛПД найдем из электрических параметров диода. Ограничения теплового характера, связанные с максимально допустимой температурой кристалла и условиями теплоотвода, во внимание не принимаются (см. § 1.2). Воспользуемся формулой (1.5), справедливой для приборов пролетного типа, к которым относится ЛПД в IM режиме. Поскольку материалом для ЛПД является кремний или арсенид галлия, то воспользуемся формулой (1.6). Примем $\xi_{др} = U_m/U_{др0} = 0{,}5$; $k_{прб} = E_{др0}/E_{прб} = 0{,}4$; $\gamma = 1$; $\theta_{пр} = \pi$. При этом $k_{прб} < 1$ выбирается из условия отсутствия пробоя в пролетном участке ЛПД. При $k_{прб} = 0{,}4$ $E_{др0} = 120$ кВ/см. Подставив данные значения в (1.6), получим для ЛПД в IM режиме

$$(P_1 R_{1э}) f^2 \ [\text{ГГц}^2] = 5 \cdot 10^4. \qquad (5.14)$$

Некоторые результаты расчета по формуле (5.14) приведены в табл. 1.2. Максимальная потребляемая мощность ЛПД в IM режиме $P_0 = U_0 I_0$. Учитывая введенные коэффициенты, имеем $U_0 = U_{др0} + U_{л0} = U_{др0}/k_{дри}$; $U_{др0} = E_{др0} W = k_{прб} E_{прб} W$.

В результате при $k_{дри} = k_{прб}$

$$U_0 = k_{прб} E_{прб} W / k_{дри} = E_{прб} W. \qquad (5.15)$$

Максимальный ток диода при лавинном пробое [5.15]

$$I_m = E_{прб} C_э v_{нас}, \qquad (5.16)$$

где $C_з = \varepsilon S / W$ — емкость обедненного слоя при пробое; $\varepsilon$ — диэлектрическая постоянная обедненного слоя; $S$ — площадь перехода.

Постоянная составляющая тока $I_0 = 0{,}5 I_m$. Пролетный угол $\theta_{пр} = \omega\tau_{пр} = 2\pi f W / v_{нас}$. В результате с учетом (5.15) и (5.16) максимальная мощность, потребляемая ЛПД,

$$P_е = \frac{1}{8\pi^2} \frac{\theta_{пр} E^2_{прб} v^2_{нас}}{X_C f^2}, \qquad (5.17)$$

где $X_C = 1 / \omega C_з$ — сопротивление емкости обедненного слоя.

При кремнии и арсениде галлия, считая, как и прежде, $E_{прб} = 300$ кВ/см и $v_{нас} = 10^7$ см/с, из (5.17) имеем

$$P_е f^2 \, [\text{ГГц}^2] = \frac{9 \cdot 10^6}{8\pi^2} \frac{\theta_{пр}}{X_C}. \qquad (5.18)$$

Следует специально остановиться на выборе зарядной емкости $C_з$, определяющей сопротивление $X_C$. При последовательной схеме замещения электрической цепи коэффициент ее потерь, характеризующий передачу мощности от генератора ($P_1$) к нагрузке ($P_н$),

$$K_{Pн} = \frac{P_н}{P_1} = \frac{R_н}{R_н + R_п} = 1 - \frac{R_п}{|R_{1Д}|} = 1 - R_п \omega C_з Q, \qquad (5.19)$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки; $R_п = R_к + R_s$ — суммарное сопротивление активных потерь в цепи ($R_к$) и диоде ($R_s$); $|R_Д| = R_н + R_п = \rho / Q = 1 / \omega C_э Q$ — модуль эквивалентного отрицательного активного сопротивления ЛПД; $Q$ — добротность цепи.

С увеличением площади перехода $S$ возрастает допустимое значение тока $I_0$. Наряду с этим вследствие увеличения емкости перехода $C_з$ согласно (5.19) снижается коэффициент $K_{Pн}$, а следовательно, и мощность, передаваемая в нагрузку $P_н$. Таким образом, повышение емкости $C_з$, с одной стороны, приводит к увеличению мощности $P_0$, а с другой — к снижению колебательной мощности в нагрузке $P_н$. Можно найти оптимальное значение емкости $C_з$, при которой в нагрузку передается максимальная мощность [5.16, 5.20]. Этому условию соответствует $K_{Pн} = 0{,}5$. Зная $R_п$ и $Q$, можно в соответствии с (5.19) определить оптимальную емкость $C_з$ или сопротивление $X_C$. Например, при $R_п = 0{,}2$ Ом и $Q = 10$ полу-

чим $X_C$=4 Ом. В результате из (5.18) при $\theta_{пр}=\pi$ и $X_C=$ =4 Ом имеем

$$P_0 f^2[\text{ГГц}^2] \approx 10^5 \text{ Вт}. \qquad (5.20)$$

Сравнение выражений (5.14) и (5.20) показывает, что оба метода дают примерно одинаковую оценку максимальной мощности, генерируемой ЛПД в IM режиме. Приняв в (5.14) сопротивление $R_{1э}$=5 Ом и считая КПД генератора $\eta_г$=0,1, получим согласно (5.14) и (5.20) одно и то же значение колебательной мощности $P_1 f^2 \times$ $\times[\text{ГГц}^2]=10^4$ Вт. Как уже указывалось, в проведенном анализе не учитывается фактор отвода тепла от прибора, который вносит существенные коррективы в оценку мощности с понижением частоты сигнала и переходе от импульсного режима работы к непрерывному. Данный вопрос рассмотрен в § 1.2.

Сравнивая выражения (5.14) и (4.51), определяющее мощность диода Ганна в доменном режиме, заметим, что с помощью ЛПД в IM режиме можно получить колебательную мощность примерно на порядок выше. Это объясняется тем, что для ЛПД характерны значительно большие значения напряженности поля, относящиеся к области лавинного пробоя, чем для диода Ганна. Однако с другой стороны, работа в условиях лавинного

Таблица 5.1

| Режим работы | $f$, ГГц | $P_1$, Вт | $\eta$, % | $K_P$, дБ | $\Delta f$, % | Режим | Структура |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Генерация | 5,5 | 8 | 13,3 | | | Н | О |
| | 8,0 | 30 | 4...5 | | | И | О |
| | 10,0 | 12 | 11 | | | И | Д |
| | 11,2 | 2,3 | 10 | | | И | Д |
| | 13,3 | 4,7 | 8 | | | Н | О |
| | 16,5 | 10 | 11 | | | И | Д |
| | 21,0 | 8,8 | 4...5 | | | И | О |
| | 50,0 | 1,0 | 14,2 | | | Н | Д |
| | 110,0 | 0,14 | 3 | | | Н | О |
| Усиление | 6,2 | 10 | 7 | 10 | 9,6 | Н | |
| | 7,75 | 13 | 5 | 10 | 1,3 | Н | |
| | 10,0 | 13 | 5 | 5 | 1,0 | Н | |
| | 10,3 | 100 | 7,2 | 11 | 1,5 | И | 8 диодов, Д |

Примечание. Н — непрерывный, И — импульсный, О — однопролетный, Д — двухпролетный.

пробоя предопределяет больший уровень мощности шума ЛПД по сравнению с диодом Ганна (см. § 7.2).

В заключение приведем параметры нескольких ЛПД в IM режиме, используемых в автогенераторах и усилителях (табл. 5.1). В качестве материала ЛПД в IM режиме используются в основном кремний и арсенид галлия. В первом случае удается получить большую мощность ввиду лучшей теплопроводности кремния, во втором — больший КПД. Для повышения мощности используют принцип суммирования сигналов нескольких ЛПД в общей колебательной системе. При этом удается получить импульсную мощность до 100 Вт (см. § 10.7).

## 5.2. TRAPATT РЕЖИМ РАБОТЫ ЛПД

Помимо рассмотренного IMPATT режима в ЛПД возможно также существование другого, аномального режима работы [5.21—5.55] Внешне эта аномальность проявляется в генерировании колебаний с частотой, в несколько раз меньшей пролетной при IMPATT режиме, в повышенной выходной мощности и высоком КПД (порядка 30 ... 60%). Этот режим, называемый TRAPATT (сокращенно TR), основан на двух физических явлениях: существовании «захваченной» плазмы в приборе и периодическом перемещении области лавинного пробоя вдоль пролетного участка [5.40, 5.41, 5.47].

Приведем пример, показывающий, как изменяются электрические параметры ЛПД при переходе от одного режима работы к другому. Согласно [5.50] германиевый ЛПД с емкостью перехода 1 пФ и пробивным напряжением 40 В в IM режиме при частоте 6 ГГц отдает мощность 0,5 Вт при КПД 4,5%. Тот же самый диод в TR режиме имеет следующие параметры: частота генерации 450 МГЦ, импульсная выходная мощность 5,3 Вт; КПД 43%.

В процессе совершенствования ЛПД их структура была оптимизирована по отношению к TR режиму. Это позволило, например, получить в импульсном режиме на частоте 3,2 ГГц мощность 150 Вт и КПД 21% [5.25], на частоте 1,11 ГГц мощность 1,2 кВт и КПД 25,6% [5.55]. В последнем случае в одном корпусе располагалось пять последовательно включенных диодов. Следует отметить преимущественное использование ЛПД в TR режиме при длительности импульсов не более 5 мкс из-за

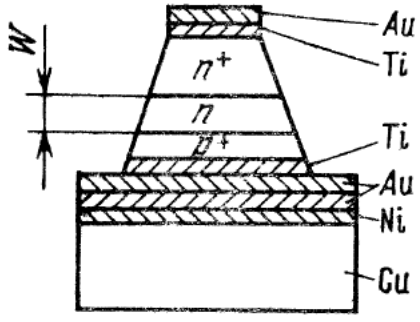



Рис. 5.11

ограничений, связанных с отводом тепла от кристалла прибора. При непрерывных колебаниях мощность ЛПД в TR режиме обычно не превышает 5 ... 10 Вт [5.43, 5.47].

Материалом мощных ЛПД служит кремний или арсенид галлия. Пример кремниевого ЛПД со структурой $p^+$—$n$—$n^+$ предназначенного для генерирования колебаний с центральной частотой 1,6 ГГц в TR режиме, приведен на рис. 5.11 [5.27]. В качестве теплоотвода в приборе используется позолоченный медный диск, располагаемый вблизи области лавинного пробоя, в которой выделяется большая часть тепла. Ранее было показано (см. § 5.1), что IM режим возможен как при малом, так и при большом сигналах. В отличие от него TR режим можно реализовать только при большом сигнале, при предельно большой амплитуде колебаний, подводимой к диоду. Существование этого режима, связанного с образованием движущейся лавинной области, возможно, только если к диоду приложен импульс с амплитудой, превышающей пробивное значение напряжения примерно в два раза [5.40, 5.41, 5.48, 5.49]. В работах, посвященных изучению процессов при TR режиме, рассматриваются два случая: без учета и с учетом взаимодействия ЛПД с подключенной к нему электрической цепью. Первый позволяет лучше понять физические процессы, протекающие в ЛПД при TR режиме, второй — с большей точностью рассчитать энергетические показатели генератора с ЛПД. Перейдем к более детальному анализу обоих вариантов.

**Упрощенная модель ЛПД без учета влияния электрической цепи [5.33, 5.40, 5.41, 5.47, 5.49, 5.54].** Пусть ток во внешней цепи представляет собой периодические следующие импульсы с периодом повторения $T$ и скважностью 2 (рис. 5.12). При этом процесс изменения напряжения на диоде также носит периодический характер, причем каждый период можно разбить на четыре стадии:

—$0 \leqslant t \leqslant t_1$. В момент $t=0$ ток через прибор скачком увеличивается от малого значения $I_{обр}$ (обратный ток через закрытый $p$—$n$-переход) до амплитуды $I_m$. Со-

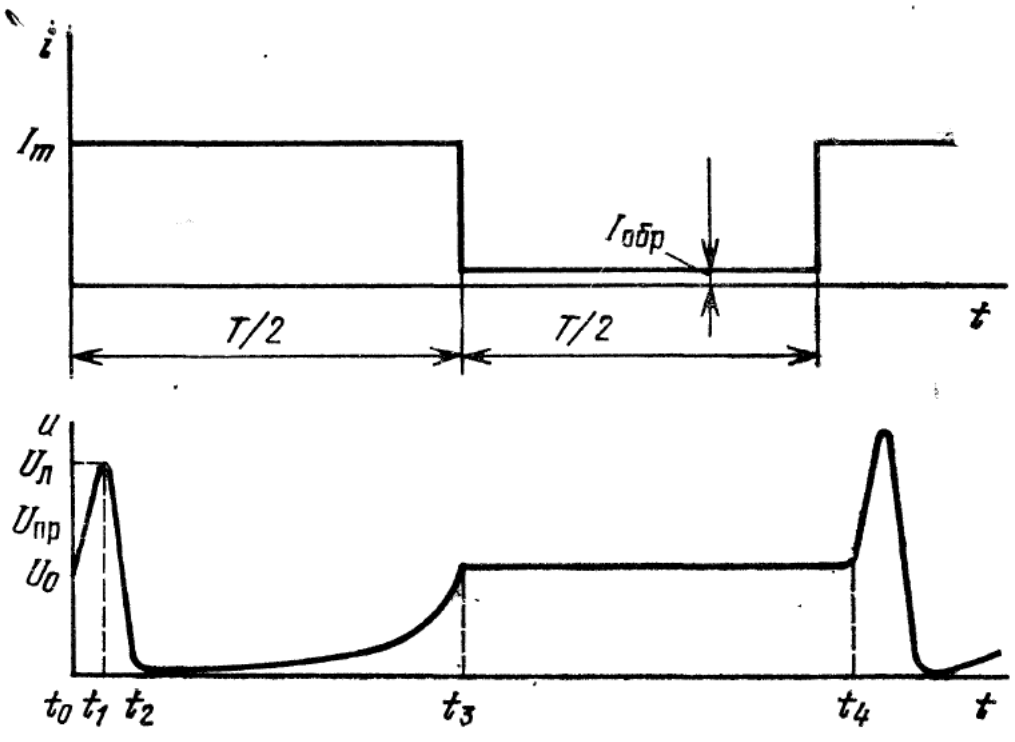



Рис. 5.12

гласно уравнению, связывающему заряд $q$ с током,

$$i = \frac{dq}{dt} = C\frac{du}{dt},$$

где $C$ — емкость обедненного слоя перехода, или плотность тока $j$ с напряженностью поля $E$ $j = \varepsilon\, dE(x,t)/dt$, где $\varepsilon$ — диэлектрическая проницаемость материала перехода, напряженность поля вдоль всего обедненного слоя начинает расти по линейному закону

$$E(x, t) = E_0(0) - kx + j_m t/\varepsilon,$$

где $E_0(0) < E_{прб}$ — первоначальное значение напряженности поля, $E_{прб}$ — напряженность поля, соответствующая статическому пробою; $j_m$ — плотность тока, соответствующая току $I_m$.

Этот процесс линейного нарастания напряженности поля вдоль всего обедненного слоя (рис. 5.13,*а*) продолжается до момента $t_1$. При $t=t_1$ и $x=0$ напряженность поля становится равной $E(0; t_1)=E_л$;

— $t_1 \leqslant t \leqslant t_2$. При напряженности поля $E=E_{прб}$ на границе $p^+$ — $n$-перехода ($x=0$) возникает область лавинной генерации. При выполнении двух условий: высокой напряженности $E=E_л$ и большой плотности тока $j > j_{кр}$, эта область начинает двигаться с большой скоростью $v_л$, значительно превышающей скорость насыщения $v_{нас}$. Значение $E_л \approx 2E_{прб}$ [5.49]. Критическое значение плот-

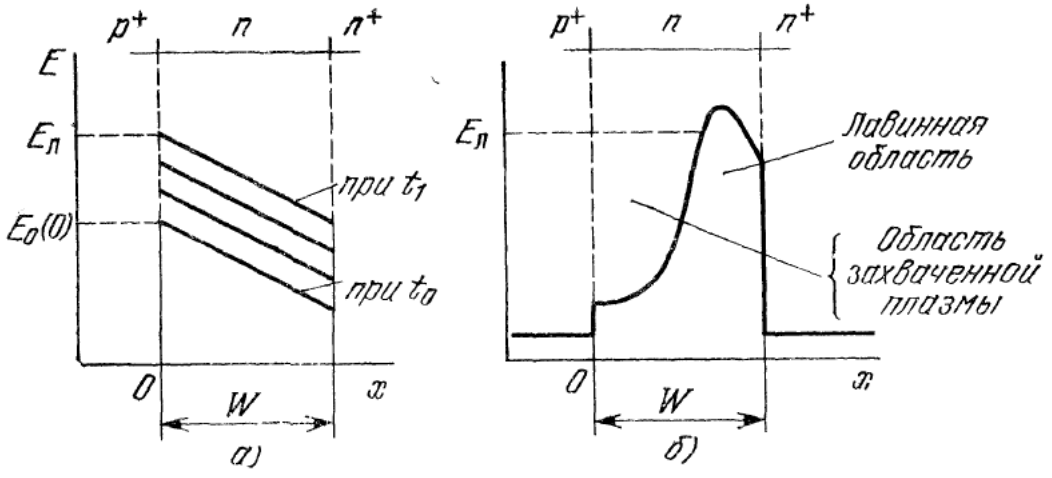



Рис. 5.13

ности тока $j_{кр}=q_э n v_{нас}$, где $q_э$ — заряд электрона; $n$ — концентрация примеси в обедненном слое. Например, при $n=10^{15}$ см$^{-3}$ и $v_{нас}=10^7$ см/с получим $j_{кр}=1{,}6\times$ $\times 10^3$ А/см$^2$.

Скорость движения лавинной области $v_л$ есть скорость, с которой ее фронт движется в объемном заряде диода. Согласно [5.47] $v_л=j/qn$. Например, при $j=$ $=10^4$ А/см$^2$ и $n=10^{15}$ см$^{-3}$ получим $v_л=6\cdot 10^7$ см/с$\approx$ $\approx 6v_{нас}$.

Лавинная область или «ударная» волна лавинной генерации, быстро пробежав обедненный слой диода от $p^+$—$n$-перехода до границы базы с низкоомной подложкой, оставляет за собой электронно-дырочную плазму высокой концентрации, в результате чего проводимость прибора резко увеличивается и напряжение на нем падает. Время движения лавинной области $\Delta t_2=t_2-t_1=$ $=W/v_л$ составляет небольшую часть периода колебаний $T$ из-за большого значения скорости $v_л$. На рис. 5.13,*б* показана картина распределения поля внутри области обедненного слоя в один из моментов времени $t'$ ($t_1<$ $<t'<t_2$) после перемещения лавинной области на некоторое расстояние от места ее зарождения. Напряженность поля за лавинной ударной волной резко падает из-за образования пространственного заряда носителей, возникших в лавинной зоне.

Картина распределения напряженности поля на рис. 5.13,*б* позволяет понять одно из принципиальных отличий IM режима от TR режима. В первом случае эта картина зависит только от координаты $x$ и не меняется во времени, лавинная область не перемещается, а неизменно расположена на границе $p^+$—$n$-перехода

(рис. 5.2). Напротив, при TR режиме лавинная область быстро периодически перемещается, в результате чего картина напряженности поля меняется как во времени, так и в пространстве (рис. 5.13,*б*);

— $t_2 \leqslant t \leqslant t_3$. После второй стадии диод оказывается заполненным электронно-дырочной плазмой, что и поддерживает большой ток через прибор. С момента $t_2$ начинается процесс экстракции плазмы и восстановления первоначального состояния. При этом диод постепенно переходит от состояния с захваченной плазмой к обедненному состоянию перехода вследствие удаления заряда носителей под действием поля. Из-за малой напряженности поля дрейфовая скорость носителей заряда вначале невелика и только к концу этапа ($t_3$) она достигает значения, близкого к скорости насыщения $v_{\text{нас}}$ (рис. 5.12). Будем считать среднюю скорость носителей на данном этапе равной $v_э$, причем она определяется при работе в слабом поле; $v_э = \mu_1 E < v_{\text{нас}}$ (рис. 4.3). Время рассасывания носителей на этом этапе составит $\Delta t_3 = t_3 - t_2 \approx W / v_э$;

— $t_3 \leqslant t \leqslant t_4$. В момент $t_3$ заканчивается рассасывание заряда — диод снова возвращается в состояние с высоким обратным сопротивлением. При этом напряжение становится равным исходному значению $U_0 < U_{\text{прб}}$, а ток равен малому току проводимости при закрытом $p$ — $n$-переходе. В таком состоянии диод пребывает до момента $t_4$, т. е. до начала действия нового импульса тока. При $t > t_4$ весь процесс повторяется (рис. 5.12).

Примем согласно рис. 5.12, что длительность половины периода колебаний $0{,}5T = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3$, где $\Delta t_1$ — время заряда емкости перехода; $\Delta t_2$ — время пробега области лавинного умножения; $\Delta t_3$ — время рассасывания плазмы и удаления заряда. В результате частота генерации в TR режиме

$$f_{\text{TR}} = \frac{1}{T} = \frac{1}{2(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)} = \left[2W\left(\frac{1}{v_{\text{нас}}} + \frac{1}{v_л} + \frac{1}{v_э}\right)\right]^{-1}.$$

Так как $v_л \gg v_{\text{нас}} \gg v_э$, то $f_{\text{TR}} \approx v_э / 2W$. Напомним, что в IM режиме скорость движения носителей близка к скорости насыщения (см. § 5.1) и поэтому $f_{\text{IM}} \approx v_{\text{нас}} / 2W$. Таким образом, при одной и той же ширине обедненной области перехода $W$ получим для отношения частот в IM и TR режимах $f_{\text{TM}} / f_{\text{TR}} \approx v_{\text{нас}} / v_э$. Это отношение для различных типов структур ЛПД колеблется от 3 до

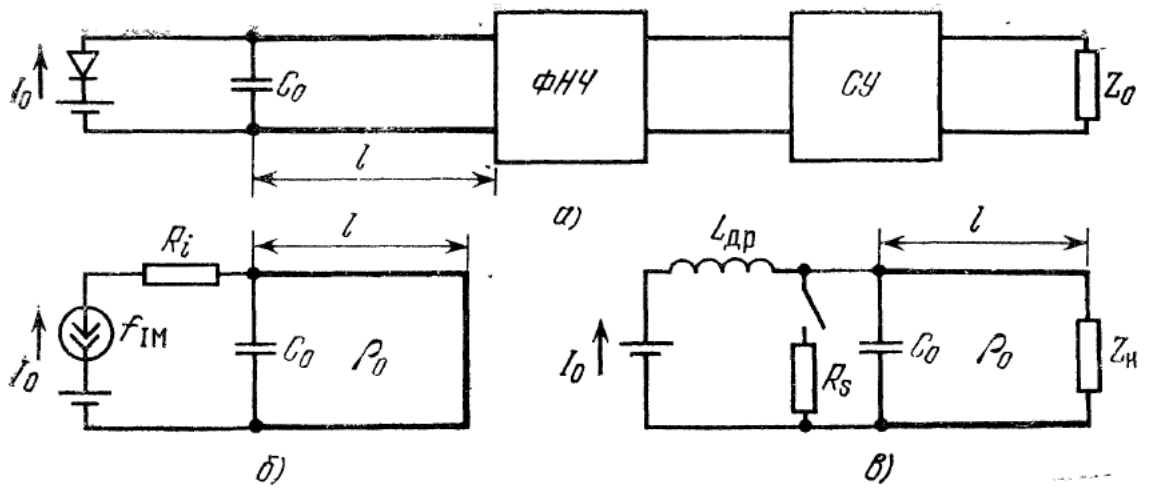



Рис. 5.14

20 раз. Например, согласно [5.27] при кремниевой $p^+—n—n^+$-структуре (рис. 5.11) $f_{TR}$ [ГГц] $\approx 7/W$ [мкм], а $f_{IM}$ [ГГц] $\approx 50/W$ [мкм] (5.2). Следовательно, здесь частота $f_{TR}$ в 7 раз меньше частоты $f_{TM}$.

**Модель с учетом действия электрической цепи, подключенной к прибору.** Одним из непременных условий реализации TR режима является необходимость периодически прикладывать к диоду сильное электрическое поле, напряженность которого примерно в два раза превышает $E_{прб}$. Только в этом случае можно вызвать в диоде лавинную ударную волну, способствующую переходу обедненного слоя диода в плазменное состояние и пропусканию через прибор импульсов тока большой амплитуды. Сформировать требуемый импульс напряжения большой амплитуды можно за счет возбуждения в диоде колебаний в IM режиме, вызывающих затем колебания в TR режиме, для чего используют специальные двухпролетные структуры (подробнее см. § 5.3).

Генератор с ЛПД, в котором одновременно могут существовать оба вида колебаний (рис. 5.14,*а*) [5.30, 5.33, 5.42], состоит из ЛПД, источника питания — стабилизатора тока $I_0$, сосредоточенной емкости $C_0$, фидерной линии длиной $l$, фильтра нижних частот (ФНЧ) и согласующего устройства (СУ). Емкость $C_0$ включает емкость обедненного слоя диода при напряжении пробоя и спе-

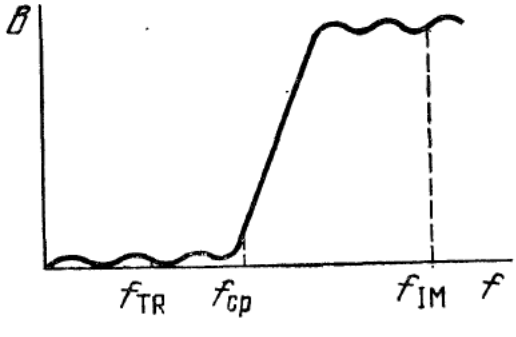



Рис. 5.15

циальную дополнительную емкость, подключенную к прибору, она обычно не превышает нескольких пикофарад. Характеристика затухания ФНЧ показана на рис. 5.15, где $f_{ср}$ — частота среза фильтра; $f_{TR}$, $f_{IM}$ — частоты колебаний в TR и IM режимах. Так как $f_{TR}<f_{ср}<f_{IM}$, фильтр пропускает в нагрузку колебания, соответствующие TR режиму, и отражает колебания, соответствующие IM режиму, которые поэтому не поступают в нагрузку. Поскольку в ЛПД $f_{IM}\ll f_{TR}$, то разделить эти колебания не представляет трудности.

С помощью СУ осуществляется согласование нагрузки с выходом ФНЧ на частоте, соответствующей TR режиму. Проанализируем работу генератора (рис. 5.14,*а*) с позиций теории, изложенной в [5.30, 5.33]. Поскольку ФНЧ по отношению к сигналу с частотой $f_{IM}$ представляет короткое замыкание, то эквивалентная схема генератора в IM режиме примет вид, представленный на рис. 5.14,*б*. Генерируемые с помощью ЛПД колебания с частотой $f_{IM}$ распространяются в линии длиной $l$ и отражаются от ее короткозамкнутого конца. В результате через время $T=2l/v$, где $v$ — скорость движения волны, после начала колебаний к диоду возвратится волна с удвоенной амплитудой (рис. 5.16,*а*), которая и запускает TR режим. Приняв $l=\lambda/2$, где $\lambda$ — длина волны, соответствующая $f_{TR}$, найдем нужную периодичность рассматриваемого процесса.

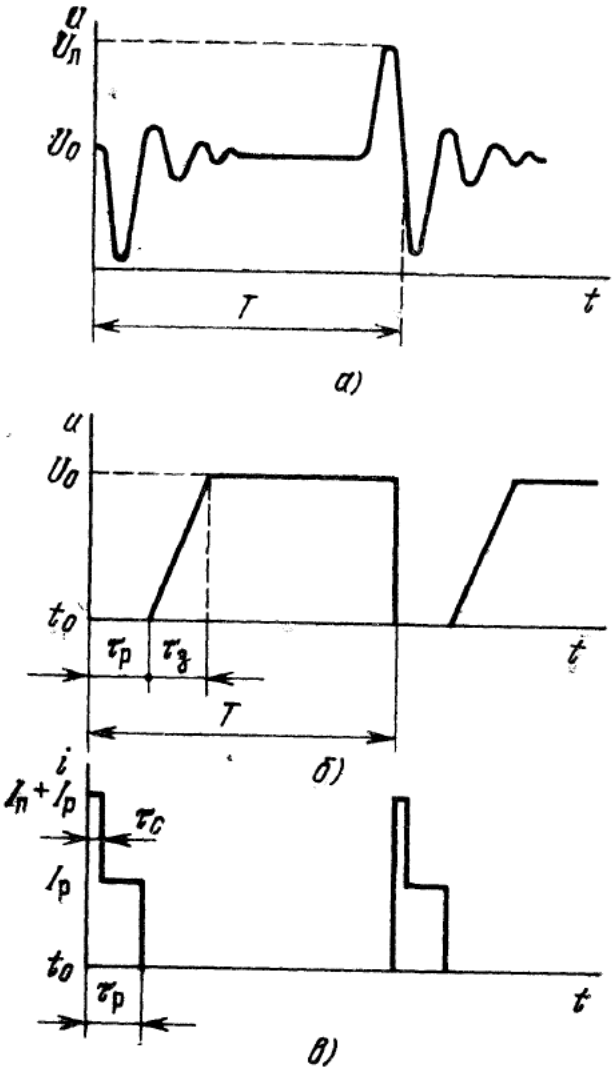


Рис. 5.16

Итак, пусть в момент времени $t_0$ в диоде возникает TR режим. Согласно приведенному описанию работы ЛПД при TR режиме ударная лавинная волна вызывает заполнение обедненного слоя электронно-дырочной плаз-

мой и резкое падение напряжения на диоде (см. рис. 5.12). Поэтому ЛПД можно представить в виде ключа, периодически включаемого с частотой $f_{TR}$ за счет существования колебаний с частотой $f_{IM}$, и в целом схему генератора (рис. 5.14,*а*) привести к виду, изображенному на рис. 5.14,*в*. Сопротивление $R_s$, включенное последовательно с ключом, есть сопротивление активных потерь диода. Зависимость изменения напряжения на диоде в TR режиме получим, аппроксимируя график с помощью отрезков прямых линий (рис. 5.16,*б*). Общую картину изменения напряжения на диоде можно составить, накладывая друг на друга графики, соответствующие IM и TR режимам (рис. 5.16,*а*, *б*). Согласно рис. 5.16,*б* в течение времени $\tau_р$ обедненный слой заполнен плазмой, сопротивление диода мало и ключ на рис. 5.14,*в* замкнут. За время $\tau_з$ происходит рассасывание заряда в обедненном слое. В течение времени $T-\tau_р-\tau_з$ обратное сопротивление диода велико. Период $T$ заканчивается приходом к диоду новой отраженной волны колебаний с частотой $f_{IM}$ и повторению всего цикла процесса. В течение времени $T-\tau_р$ ключ на рис. 5.14,*в* считаем разомкнутым.

Определим форму тока, проходящего через диод. Согласно рис. 5.14,*в* в момент $t_0$ замыкания ключа начинается разряд емкости, заряженной до напряжения, равного $2U_0$. Общее время разряда емкости обозначим через $\tau_C$. Согласно соотношению

$$i(t)=C\frac{du}{dt} \quad \text{или} \quad \int_0^{\tau_C} i(t)\,dt=C\int_0^{2U_0} du,$$

считая $i(t)\approx I_п=\text{const}$, найдем заряд емкости $C_0$

$$Q_з=I_п\tau_C=2U_0C_0. \qquad (5.21)$$

Одновременно с емкостью в момент $t_0$ при замкнутом ключе начинается и разряд линии, заряженной до напряжения $U_0$ (см. рис. 5.16,*а*). Ток разряда линии на ключ

$$I_р=U_0/\rho_0, \qquad (5.22)$$

где $\rho_0$ — волновое сопротивление линии.

Время разряда линии $\tau_р$, т. е. время пребывания обедненного слоя в плазменном состоянии, обусловлено свойствами диода. Заряд линии

$$Q_л=I_р\tau_р=U_0\tau_р/\rho_0. \qquad (5.23)$$

График тока, проходящего через диод, т. е. через ключ, согласно эквивалентной схеме рис. 5.14,*в*, представлен на рис. 5.16,*в*, где амплитуды $I_п$ и $I_р$ определяются согласно (5.21) и (5.22). При $t=t_0+\tau_р$ ключ размыкается, ток через диод становится равным нулю и начинается заряд емкости $C_0$ и подразряд фидерной линии. Общее время заряда емкости и линии до напряжения питания $U_0$ составит

$$\tau_з=\tau_р+C_0\rho_0, \qquad (5.24)$$

где $\tau_р$ — время подзаряда линии, равное времени ее разряда; $C_0\rho_0$ — время заряда емкости $C_0$, подключенной к линии с волновым сопротивлением $\rho_0$.

Графики напряжения на диоде (рис. 5.16,*б*) и проходящего через него тока (рис. 5.16,*в*) позволяют определить эквивалентные параметры диода, рассчитать колебательную и потребляемую мощности в TR режиме и КПД. Воспользуемся для этого методикой, изложенной в § 1.3. Разложив в ряд Фурье зависимости для напряжения (рис. 5.16,*б*) и тока (рис. 5.16,*в*), можно найти постоянную составляющую тока $I_0$ и комплексные амплитуды первых гармоник тока $\dot{I}_1=I_{1B}-\mathrm{j}I_{1A}$ и напряжения $\dot{U}_1=U_{1B}-\mathrm{j}U_{1A}$. Согласно (1.29) с учетом (5.21)—(5.24)

$$I_0=\frac{I_п\tau_C}{T}+\frac{I_р\tau_р}{T}=\frac{2U_0C_0}{T}+\frac{U_0}{\rho_0}\frac{\tau_р}{T}=\frac{U_0}{2\pi\rho_0}(2\omega C_0\rho_0+\omega\tau_р). \qquad (5.25)$$

Выражение (5.25) позволяет при известных на основании эксперимента значениях тока $I_0$ и напряжении $U_0$ рассчитать постоянную времени плазменного состояния обедненного слоя

$$\tau_р=\rho_0\left(\frac{I_0}{U_0}\frac{2\pi}{\omega}-2C_0\right). \qquad (5.26)$$

Из соотношений (5.25) и (5.26) следует, что при $\tau_р=$ $=$const для повышения тока $I_0$ следует уменьшать волновое сопротивление линии $\rho_0$. Согласно (1.30)—(1.33)

$$I_{1A}=(I_п/\pi)(1-\cos\omega\tau_C)+(I_р/\pi)(1-\cos\omega\tau_р), \qquad (5.27)$$

$$I_{1B}=(I_п/\pi)\sin\omega\tau_C+(I_р/\pi)\sin\omega\tau_р, \qquad (5.28)$$

$$U_{1A}=(U_0/\pi\omega\tau_з)[\sin\omega(\tau_р+\tau_з)-\sin\omega\tau_р-\omega\tau_з], \qquad (5.29)$$

$$U_{1B}=(U_0/\pi\omega\tau_з)[\cos\omega(\tau_р+\tau_з)-\cos\omega\tau_р], \qquad (5.30)$$

где $I_п=2U_0/\alpha\rho_0$; $\alpha=(\tau_C/C_0\rho_0)\ll 1$ — постоянный коэффициент.

Учитывая последние соотношения при $\omega\tau_C \ll 1$, преобразуем (5.27)—(5.30) к виду

$$I_{1A}=U_0 a/\rho_0;\ I_{1B}=U_0 b/\rho_0;\ U_{1A}=U_0 m;\ U_{1B}=U_0 d,$$

где $a=(1-\cos\omega\tau_p)/\pi$; (5.31)

$b=[(2/\alpha)\sin\alpha\omega C_0\rho_0+\sin\omega\tau_p]/\pi$; (5.32)

$m=[\pi(\omega\tau_p+\omega C_0\rho_0)]^{-1}[\sin(2\omega\tau_p+\omega C_0\rho_0)-\sin\omega\tau_p-$
$-\omega\tau_p-\omega C_0\rho_0]$; (5.33)

$d=[\pi(\omega\tau_p+\omega C_0\rho_0)]^{-1}[\cos(2\omega\tau_p+\omega C_0\rho_0)-$
$-\cos\omega\tau_p]$. (5.34)

На основании (1.36) и (1.37) с учетом (5.31)—(5.34) активная и реактивная проводимости прибора по первой гармонике сигнала

$$G_1=\frac{1}{\rho_0}\,\frac{bd+am}{d^2+m^2}, \qquad (5.35)$$

$$B_1=\frac{1}{\rho_0}\,\frac{bm-ad}{d^2+m^2}. \qquad (5.36)$$

Согласно (1.38) с учетом (5.31)—(5.35) активная мощность первой гармоники сигнала в нагрузке

$$P_1=-P_{\text{вз а1}}=-0{,}5G_1|U_1|^2=-U^2_0(bd+am)/2\rho_0. \qquad (5.37)$$

Энергия, потребляемая от источника питания, идет на заряд емкости $C_0$ и подзаряд фидерной линии и, в свою очередь, равна энергии, расходуемой этими элементами, при их разряде на прибор за время $\tau_p$. Поэтому с учетом (5.25) потребляемая мощность

$$P_0=I_0U_0=U^2_0(\omega\tau_p+2\omega C_0\rho_0)/2\pi\rho_0. \qquad (5.38)$$

КПД генератора

$$\eta=\frac{P_1}{P_0}=-\frac{\pi(bd+am)}{\omega\tau_p+2\omega C_0\rho_0}. \qquad (5.39)$$

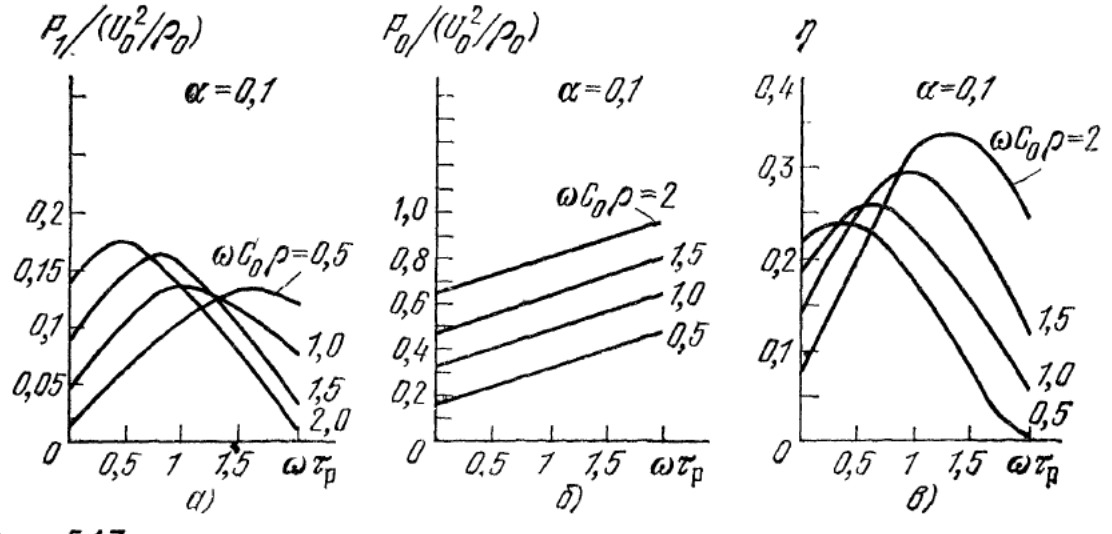



Рис. 5.17

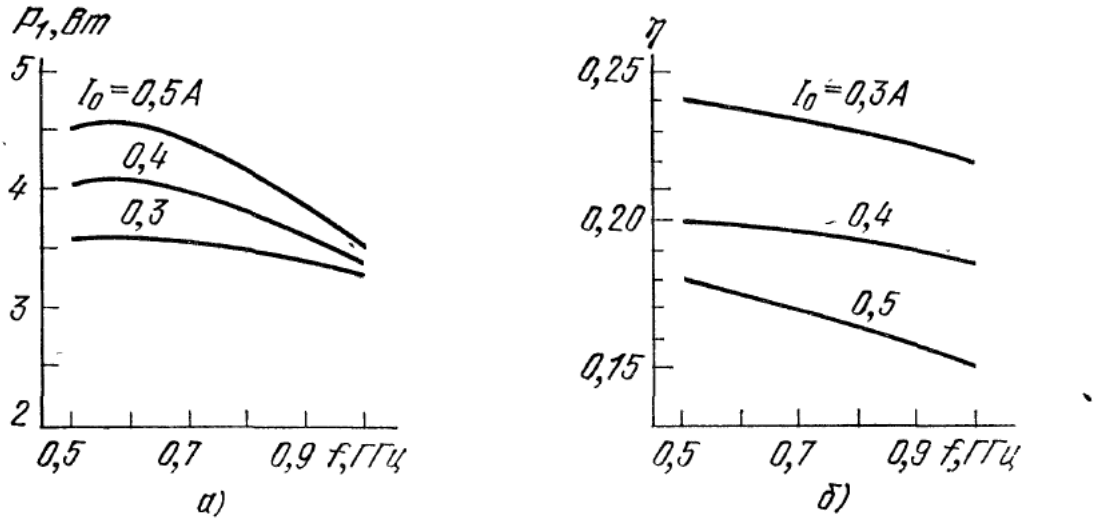



Рис. 5.18

Согласно полученным выражениям мощности $P_1$ и $P_0$, а также КПД в ЛПД при TR режиме зависят от параметров $U_0$, $\rho_0$, $\omega\tau_p$, $\omega C_0\rho_0$ и $\alpha$ (см., например, рис. 5.17). Графики на рис. 5.17,*а* и *в* позволяют определить условия получения максимальной мощности $P_1$ и КПД генератора. С их помощью нетрудно перейти от нормированных значений электрических параметров генератора к действительным (рис. 5.18, где $U_0$=50 В, $\rho_0$=25 Ом, $C_0$=2 пФ). Полученные результаты удовлетворительно согласуются с экспериментальными данными [5.30].

Дополнительно рассмотрим условия возникновения TR колебаний. Для каждой из структур ЛПД существует определенный уровень перенапряжения $U_{TR}$, по достижении которого возникает TR режим. Согласно рис. 5.16,*а* в момент запуска TR режима необходимо, чтобы $U_л \geqslant U_{TR}$. В связи с этим рассмотрим два случая распределения поля в момент пробоя, представленные на рис. 5.19, на которых координата $x_0$ определяет границу перехода от слаболегированной ($n$) к сильнолегированой ($n^+$) области в структуре ЛПД. Согласно [5.33, 5.35] распределение поля в такой структуре

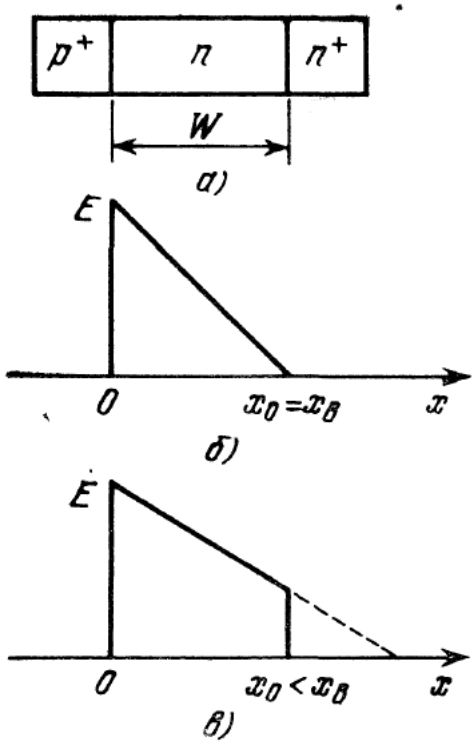



Рис. 5.19

с резким переходом характеризуется коэффициентом прокола

$$K_{пк}=x_B/x_0=U_{прб}/U_{пк},$$

где $U_{прб}$ — напряжение пробоя; $U_{пк}$ — напряжение прокола. Согласно [5.42] при $K_{пк}=1$ (т. е. при $U_{пр}=U_{пк}$) на частоте до 5 ... 10 ГГц $U_{TR}\approx 2U_{прб}$. Выше этой частоты $U_{TR}>2U_{прб}$. Поскольку $U_{л}=2U_{прб}$ (см. рис. 5.16,*а*), то с повышением частоты в структурах с $K_{пк}=1$ запуск TR режима становится весьма трудным. В этом отношении предпочтительнее использовать структуры «прокольного» типа, имеющие $K_{пк}>1$, т. е. $U_{пк}<U_{прб}$ (этому случаю соответствует распределение поля, показанное на рис. 5.19,*в*). В подобных структурах относительное значение перенапряжения, необходимого для запуска TR режима, снижается. Следует, однако, заметить, что при этом ухудшаются условия возникновения IM режима. Эти противоречия удается разрешить с помощью двухпролетных структур (см. § 5.3).

Проведенный анализ работы ЛПД в TR режиме позволяет установить существенное различие между формами сигнала в генераторе при идеализированной ситуации, т. е. без принятия во внимание действия электрической цепи (см. рис. 5.12), и с учетом последней (рис. 5.16). Различие заключается главным образом в формах импульсов тока, проходящего через диод. Согласно исследованиям [5.39, 5.61, 5.62], основанным на моделировании работы генератора с ЛПД с помощью аналоговых вычислительных машин, можно получить и некоторые другие формы тока и напряжения, помимо представленных на рис. 5.16 [5.30].

### 5.3. ГЕНЕРАТОРЫ С ЛПД ПРИ TRAPATT РЕЖИМЕ

Возможны различные конструктивные варианты реализации генератора с ЛПД, схема которого показана на рис. 5.14,*а*. В одной из них — коаксиального типа (рис. 5.20,*а*) [5.43, 5.44, 5.50] внутренняя линия заканчивается диском *2*, присоединяемым к диоду *1* и служащим для получения необходимой емкости $C_0$ (см. рис. 5.14,*а*). Длина коаксиального резонатора на частоте $f_{TR}$ составляет примерно $\lambda_{TR}/2$. За резонатором следует линия, имеющая коаксиальные подвижные настроечные элементы *3* длиной $\lambda_{IM}/4$ на частоте $f_{IM}$. Эти элементы образуют фильтр нижних частот, не пропускающий

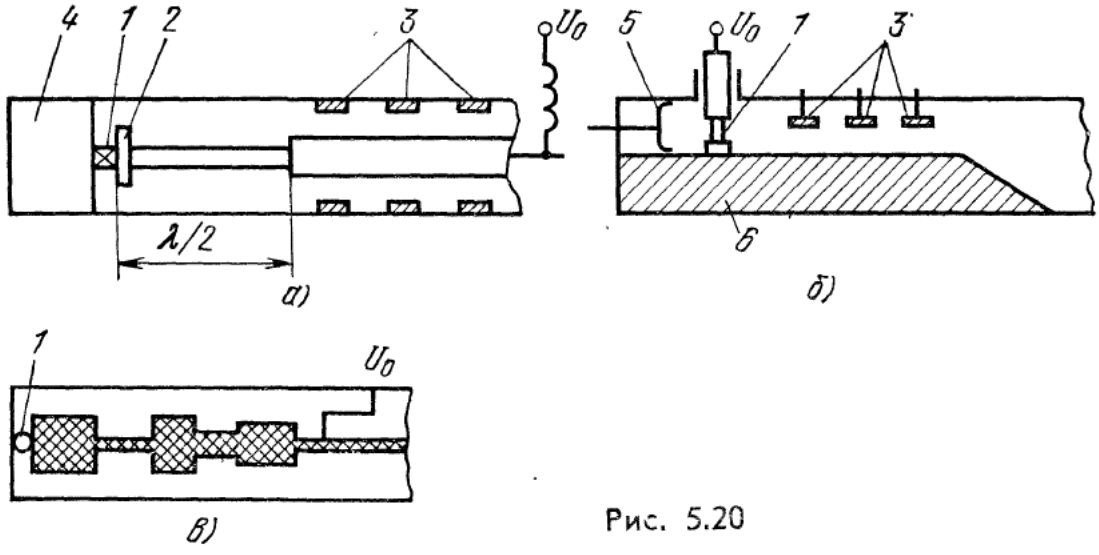



Рис. 5.20

колебаний с частотой $f_{IM}$ (см. рис. 5.15). С другой стороны диода размещается медный теплоотвод *4*. На частоте $f_{TR}$ выше 5 ГГц предпочтительней другая конструкция—волноводного типа (рис. 5.20,*б*) [5.45]. При этом конструкция автогенератора представляет собой прямоугольный волновод с гребенчатой вставкой *6*, уменьшающей волновое сопротивление. Диод *1* крепится между верхней стенкой волновода и гребнем. С одной стороны диода размещается подвижный поршень *5*, с другой—настроечные элементы *3*.

В полосковой конструкции автогенератора (рис. 5.20,*в*) [5.31] площадка, расположенная вблизи диода, играет роль сосредоточенной емкости $C_0$ (см. рис. 5.14,*а*). В подобной конструкции при частоте 1,64 ГГц была получена импульсная мощность 130 Вт при КПД до 26%. [5.31].

**Особенности построения СВЧ усилителей с ЛПД при TR режиме.** Эти усилители реализуют по схеме отражательного типа (рис. 5.21), в которой входной и выходной сигналы разделяют с помощью циркулятора. Остановимся на общих принципах работы подобных устройств, в которых усиление сигнала осуществляется на частоте




Рис. 5.21

$f_0$, близкой к частоте основной гармоники $f_{TR}$ или второй $2f_{TR}$ гармоники этих колебаний. Обозначим эквивалентное сопротивление ЛПД на частоте усиления $Z_д = -R_д + jX_д$, а входное сопротивление согласующей цепи в точках ее подключения к диоду через $Z_ц = R_ц + jX_ц$. С помощью этой цепи следует выполнить два условия. Во-первых, на рабочей частоте $f_0$ следует осуществить близкое к оптимальному согласование диода с цепью, для которого характерны равенства $R_д + R_ц \approx 0$ и $X_д + X_ц \approx 0$. Во-вторых, на высших гармониках $2f_{TR}$, $3f_{TR}$ и т. д. сопротивление цепи $Z_ц$ должно носить реактивный характер. В результате благодаря действию высших гармоник при соблюдении определенных фазовых соотношений удается получить форму напряжения на диоде с четко выраженным пиком, значение которого превышает пробивное напряжение и которое является запускающим для TR режима.

Возможны различные формы тока и напряжения для ЛПД при TR режиме. Однако во всех случаях в зависимости от напряжения на диоде $u(t)$ необходимо получить пик определенной амплитуды и длительности, причем импульс тока через диод $i(t)$ должен отставать от пика напряжения. Пример, подтверждающий это положение и рассчитанный с помощью ЭВМ для теоретической модели ЛПД при $f_0 = 4$ ГГц [5.28], приведен на рис. 5.22. Здесь импульс тока аппроксимируется с помощью функции

$$i(t) = A(0{,}5 + 0{,}5\cos\omega_0 t)^n, \qquad (5.40)$$

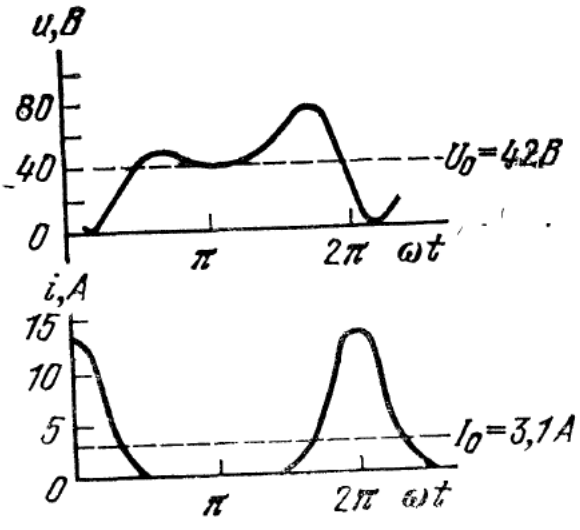



Рис. 5.22

где $\omega_0$ — основная частота усиливаемого сигнала в TR режиме; $n = 6$ — коэффициент, определяющий крутизну фронта импульса тока; $A$ — величина, подбираемая из условия получения требуемой постоянной составляющей тока $I_0$.

Расчеты показывают [5.28], что на частоте второй гармоники $2f_0 = 8$ ГГц выходная мощность уси-

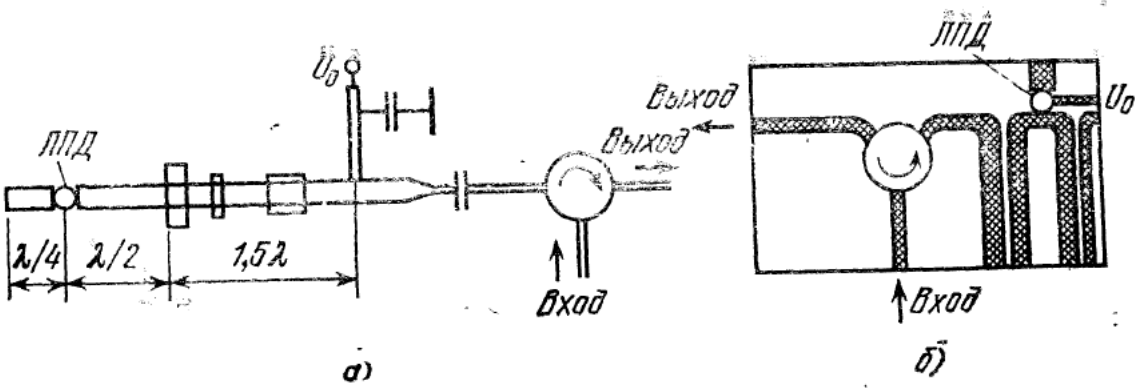



Рис. 5.23

лителя составляет 10 Вт. Рассмотрим другой пример усилителя отражательного типа с ЛПД в TR режиме (рис. 5.21) со средней частотой $f_0=3{,}2$ ГГц и импульсной мощностью $P_1=130$ вт [5.25—5.27] (рис. 5.23,*а*). Связь входной цепи, в которую включен циркулятор, с ЛПД осуществляется через связанные микрополосковые линии (рис. 5.23,*б*). Примерные значения полного входного сопротивления цепи, измеренного в точке подключения диода на основной частоте 3,2 ГГц и частотах высших гармоник, составляют $Z_1=(7-j7)$ Ом; $Z_2=j5$ Ом; $Z_3=j20$ Ом; $Z_4=j30$ Ом. Полоса пропускания усилителя равна 200 МГц. Графики изменения мощности $P_{вых}$, КПД $\eta$ и коэффициента усиления $K_P$ в этой полосе (рис. 5.24) соответствуют импульсному режиму работы при длительности импульса 1 мкс и частоте повторения 100 Гц. Соблюдая необходимые условия охлаждения, длительность импульса можно увеличить до 50 мкс.

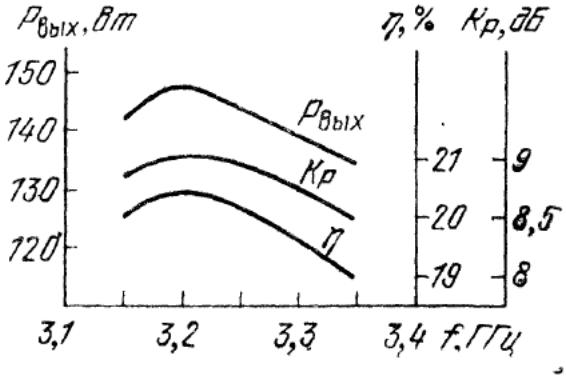



Рис. 5.24

Динамическая характеристика усилителя по постоянному току *2* и вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода *1* представлены на рис. 5.25. Точка их пересечения *A* определяет рабочий режим усилителя по постоянному току. ЭДС источника питания усилителя $E_0$ выбирается

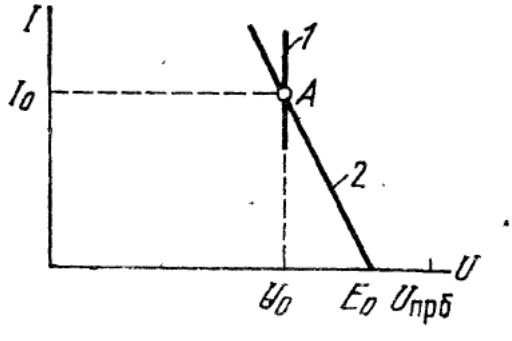



Рис. 5.25

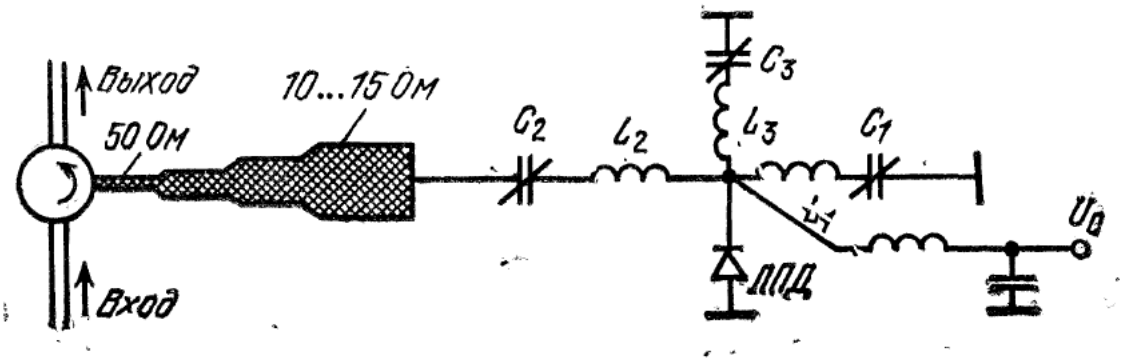



Рис. 5.26

несколько ниже пробивного напряжения диода $U_{\text{прб}}$. Напомним, что пробой в диоде происходит за счет импульса напряжения, возникающего при IM режиме. Согласно [5.27] типичные значения напряжений и тока составляют: $U_{\text{прб}}=90 \ldots 110$ В, $U_0=70 \ldots 80$ В, $I_0=4 \ldots 6$ А (см. рис. 5.25).

Помимо усиления на основной частоте колебаний возможно также усиление сигнала в режиме экстракции второй гармоники [5.27, 5.36]. При этом согласование TR диода с циркулятором осуществляется с помощью СВЧ микрополоскового трансформатора ступенчатого типа (рис. 5.26) [5.36] (см. § 3.2). В точке подключения диода активная составляющая входного сопротивления на второй гармонике сигнала равна 5...10 Ом. На первой и третьей гармониках сигнала полное сопротивление цепи носит в основном реактивный характер, что обеспечивается с помощью цепей $L_1$, $C_1$ и $L_3$, $C_3$. Согласно [5.36] в режиме экстракции второй гармоники были получены следующие результаты: $P_{\text{вых}}=75$ Вт, $K_P=6$ дБ, КПД 19%, полоса пропускания от 2600 до 3030 МГц. Следует обратить внимание на высокий уровень шумов усилителей в TR режиме, что ограничивает их возможное использование в СВЧ радиопередатчиках. Наряду с этим имеются сообщения о применении данных усилителей в радиолокаторах с ФАР [5.36].

**Максимальная мощность ЛПД.** В TR режиме

$$f_{\text{TR}} \approx v_{\text{э}}/2W = \gamma v_{\text{нас}}/2W, \qquad (5.41)$$

где $v_{\text{нас}}=10^7$ см/с — скорость насыщения для кремния (см. рис. 1.4); $\gamma=v_{\text{э}}/v_{\text{нас}}$ — коэффициент, показывающий снижение скорости носителей заряда из-за резкого падения напряжения при плазменном состоянии обедненного слоя (рис. 5.12); $W$ — ширина обедненного слоя диода (рис. 5.11).

В большинстве случаев $\gamma=1/3\ldots1/7$ [5.25, 5.27, 5.49]. Преобразуем (5.41) к виду

$$f\,[\text{ГГц}]=50\gamma/W\,[\text{мкм}]. \qquad (5.42)$$

Максимальные значения напряжения и тока ограничены при пробое. Напряжение равно

$$U_0=U_{\text{прб}}=WE_{\text{прб}}. \qquad (5.43)$$

Для кремния напряженность поля при пробое $E_{\text{прб}}\approx$ $\approx$300 кВ/см и поэтому

$$U_0\,[\text{В}]=30W\,[\text{мкм}]. \qquad (5.44)$$

Из (5.42) и (5.43) найдем зависимость максимального напряжения от частоты

$$U_0\,[\text{В}]=1500\gamma/f\,[\text{ГГц}]. \qquad (5.45)$$

Максимальный ток при лавинном пробое (рис. 5.12) согласно [5.47] составляет

$$I_m=E_{\text{прб}}C_{\text{з}}v_{\text{э}}=\gamma E_{\text{прб}}C_{\text{з}}v_{\text{нас}}, \qquad (5.46)$$

где $C_{\text{з}}$ — емкость обедненного слоя при пробое. Приняв $I_0=0{,}5I_m$, преобразуем (5.46) к виду

$$I_0=\gamma E_{\text{прб}}v_{\text{нас}}/4\pi fX_C, \qquad (5.47)$$

где $X_C=1/2\pi fC_{\text{з}}$ — реактивное сопротивление. Подставив в (5.47) принятые значения $E_{\text{прб}}$ и $v_{\text{нас}}$, найдем зависимость максимального значения постоянной составляющей тока от частоты

$$I_0[A]=240\gamma/(X_C[\text{Ом}]f[\text{ГГц}]). \qquad (5.48)$$

Учитывая (5.45) и (5.48), определяем максимальную мощность, потребляемую ЛПД при TR режиме:

$$P_0[\text{Вт}]=I_0U_0=360\cdot10^3\gamma^2/(X_C[\text{Ом}]f^2[\text{ГГц}^2]). \qquad (5.49)$$

Значение $X_C$ выбираем на основании высказанных соображений. Согласно (5.42), (5.45), (5.48) и (5.49) при $X_C=10$ Ом и $\gamma=1/7$ получим

$$f\,[\text{ГГц}]=\frac{7}{W\,[\text{мкм}]};\quad U_0\,[\text{В}]=\frac{210}{f\,[\text{ГГц}]};$$

$$I_0\,[\text{А}]=\frac{3{,}4}{f\,[\text{ГГц}]};\quad P_0\,[\text{Вт}]=\frac{720}{f^2\,[\text{ГГц}^2]}.$$

Считая КПД генератора в TR режиме $\eta_г=0{,}5$, находим колебательную мощность при $X_C=10$ Ом и $\gamma=1/7$: $P_1$ [Вт]$=360/f^2$ [ГГц$^2$].

Несмотря на приближенный характер полученные соотношения служат некоторым ориентиром при определении максимальной мощности, генерируемой ЛПД в TR режиме при импульсной работе. Принимая во внимание ограничения теплового генератора, что в первую очередь относится к непрерывному режиму работы прибора, предельное значение мощности существенно снижается.

**Отвод тепла от прибора.** Один из наиболее сложных вопросов, возникающий при проектировании ЛПД, связан с отводом тепла от кристалла прибора [5.34, 5.35, 5.47, 5.49]. Во многих случаях именно этот фактор ограничивает максимальную мощность прибора, особенно в непрерывном режиме работы. Согласно (1.13) $P_1 f=$ $=$const, где $P_1$ — мощность, отдаваемая прибором. Поэтому ограничение генерируемой мощности из-за нагревания прибора при уменьшении частоты сигнала и увеличении длительности импульса генерируемого сигнала начинает превалировать над ограничением мощности, обусловленным электрическим пробоем и определяемым зависимостью $P_1 f^2=$const (см. § 1.2). Поскольку допустимая мощность рассеивания $P_T=\Delta T/R_T$ (где $\Delta T$ — разность температур $p$—$n$-перехода и теплоотвода), то для повышения значения $P_T$, а следовательно, и $P_1$ следует по возможности снижать тепловое сопротивление $R_T$. Для этого принимают следующие меры. Во-первых, переход в диоде располагают ближе к поверхности полупроводника, который имеет хороший тепловой контакт с теплоотводом (рис. 5.11). Во-вторых, в качестве подложки, на которой располагаются полупроводниковые кристаллы, используют алмаз, обладающий лучшей теплопроводностью, чем медь. В-третьих, при составной структуре ЛПД, включающей несколько последовательно включенных диодов, полупроводниковые кристаллы располагают на общей теплопроводящей подложке из алмаза, что позволяет считать их тепловые сопротивления соединенными параллельно [5.35]. Рассмотренные вопросы отвода тепла от прибора относятся к ЛПД, работающим как с TR, так и с IM колебаниями в непрерывном и в импульсном режимах.

Для повышения мощности, генерируемой ЛПД в TR режиме, в одном корпусе располагают несколько после-

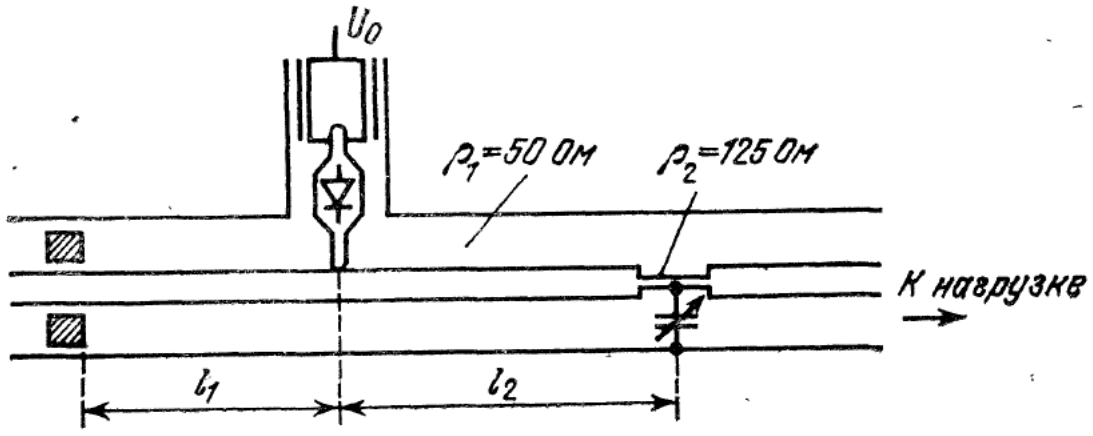



Рис. 5.27

довательно включаемых полупроводниковых приборов. Рассмотрим один из таких ЛПД, с помощью которого была получена наибольшая генерируемая мощность в импульсном режиме [5.55]. На частоте генерации 1,11 ГГц колебательная мощность одного диода составляла 100 ... 200 Вт, КПД 25 ... 40%, рабочее напряжение 128 ... 140 В, эквивалентное отрицательное активное сопротивление —(8 ... 12) Ом. При последо-

Таблица 5.2

| Режим работы | $f$, ГГц | $P_1$, Вт | $\eta$, % | $U_0$, В | $K_P$, дБ | $\Delta f$, % | $\tau_и$, мкс | Количество диодов | Источник |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Генерация | 0,5 | 6,4 | 26 | | | | | | 5.53 |
| | 1,05 | 230 | 25 | 350 | | | 0,5 | 3 | 5.52 |
| | 1,11 | 1200 | 25,6 | 470 | | | 0,5 | 5 | 5.55 |
| | 1,4 | 500 | 20 | 450 | | | 0,5 | 4 | 5.52 |
| | 1,64 | 150 | 26 | 110 | | | 1,0 | | 5.31 |
| | 2,57 | 40 | 37 | | | | 5,0 | | 5.44 |
| | 7,5 | 35 | | | | | 50,0 | 6 | 5.35 |
| | 8,6 | 10 | 25 | 30 | | | 0,3 | | 5.45 |
| | 9,1 | 15 | 20 | | | | 1 | | 5.44 |
| Усиление | 0,5 | 300 | 30 | 126 | | | | | 5.28 |
| | 1,64 | 150 | 26 | 90—100 | | | | | 5.31 |
| | 2,7 | 60 | 15—20 | 70—80 | 5,5 | 12 | 1 | | 5.27 |
| | 3,2 | 200 | 30 | | 10 | 6 | 1 | | 5.25 |
| | 3,2 | 118 | 18,5 | | 8 | 2,5 | 5 | | 5.25 |
| | 8,6 | 19 | 29 | | 7 | 1 | 0,2 | | 5.45 |
| | 15—18 | 10 | 13 | | | | 0,2 | | 5.45 |

Примечание. На всех частотах, кроме $f$=0,5 ГГц в режиме генерации колебаний, ЛПД работает в импульсном режиме.

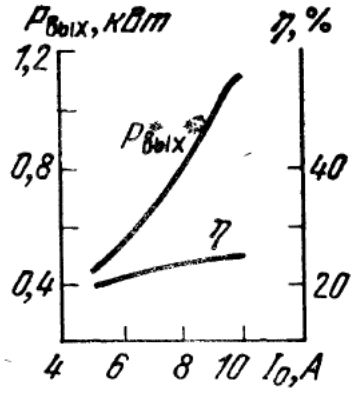



Рис. 5.28

вательном включении диодов их сопротивления складываются, что улучшает условия согласования прибора с электрической цепью. Параметры генератора при пяти последовательно включенных диодах в одном корпусе приведены в табл. 5.2. Схема генератора, в котором испытывался данный ЛПД в TR режиме, приведена на рис. 5.27. Зависимость колебательной мощности и КПД от тока питания показаны на рис. 5.28.

Для лучшего представления уровня развития ЛПД в TR режиме рассмотрим параметры некоторых образцов подобных приборов, используемых в автогенераторах и усилителях мощности в непрерывном и импульсном режимах работы (табл. 5.2). Из приведенных в табл. 5.2 данных следуют такие выводы. В основном ЛПД предназначаются для импульсного режима работы, причем при мощности более 100 Вт длительность импульса обычно не превышает 1 мкс. С увеличением длительности импульса снижаются мощность и КПД прибора. Наилучшие показатели ЛПД имеют в диапазоне частот 1 ... 3 ГГц. На частоте вблизи 1 ГГц пиковая мощность при составных структурах ЛПД достигает 1 кВт. Наивысшая частота ЛПД при TR режиме равна примерно 20 ГГц. В непрерывном режиме работы мощность не превышает нескольких ватт. Основные трудности применения ЛПД в этом режиме связаны с отводом тепла от прибора. Материалом для таких ЛПД обычно является кремний, обеспечивающий наилучшие условия для отвода тепла. Следует учитывать высокий уровень шумов ЛПД в TR режиме (см. § 7.2).

### 5.4. ДВУХПРОЛЕТНЫЕ ЛПД

В § 5.1 было отмечено, что в зависимости от числа пролетных областей ЛПД подразделяются на одно- и двухпролетные приборы (см. рис. 5.2). До сих пор мы рассматривали IM и TR режим работы ЛПД применительно к однопролетным структурам, в которых в результате лавинного умножения происходит генерация электронов и дырок, движущихся в противоположных направлениях. В двухпролетном ЛПД имеются две про-

летные области — отдельно для электронов и дырок (рис. 5.2,*в*) [5.46].

Как следует из сравнения рис. 5.2,*в* и *б*, двухпролетная структура образуется путем добавления методом ионного легирования [5. 46] второго пролетного участка с проводимостью противоположного типа (в рассматриваемом случае типа *p*) к структуре однопролетного ЛПД. В результате получается структура, составленная как бы из двух последовательно включенных диодов. В одних случаях обе пролетные области оптимизируются по отношению к IM режиму. Это позволяет повысить мощность двухпролетного ЛПД примерно в два раза по сравнению с однопролетным. Например, согласно [5.47] при частоте 50 ГГц однопролетный ЛПД отдает мощность 0,5 Вт при КПД 10%, двухпролетный — 1 Вт при КПД выше 14%. В других случаях одна пролетная область ЛПД оптимизируется по отношению к IM режиму, другая — по отношению к TR режиму. Рассмотрим более подробно такой комбинированный режим работы двухпролетного ЛПД [5.42, 5.46].

Как известно из § 5.2, для существования TR режима в приборе сначала должны возникнуть колебания с достаточно высокой амплитудой в IM режиме. В противном случае запуска TR режима не произойдет. Для существования IM режима требуется определенное значение отрицательного сопротивления ЛПД $-R_{Д}$, для существования TR режима амплитуда запускающего импульса должна превысить некоторый уровень перенапряжения $U_{TR}$. Иначе говоря, для IM режима необходимо повышать модуль $|R_{Д}|$, для TR режима — уменьшать напряжение $U_{TR}$. Поскольку выполнение этих требований приводит к противоречивым результатам, то реализовать их в однопролетной структуре, особенно при непрерывном режиме работы, не всегда удается.

В двухпролетной структуре эта задача решается значительно проще. Здесь одна пролетная область (например, левая на рис. 5.2,*в*) оптимизируется по отношению к IM режиму, другая (правая на рис. 5.2,*в*) — по отношению к TR режиму. Генерируемые с помощью одного пролетного участка колебания с $f_{IM}$ являются гармоникой основной частоты $f_{TR}$, генерация которой обусловлена вторым пролетным участком. Для двухпролетного кремниевого ЛПД при таком режиме колебаний были получены следующие результаты. На частоте 8, ГГц

импульсная мощность составила 8 ... 15 Вт при КПД 15 ... 30% и напряжении питания 28 В [5.46]. В непрерывном режиме работы на частоте 4,3 ГГц мощность была равна 1,5 Вт при КПД 20,6% и частоте $f_{1м}$= =50 ГГц [5.42]. Двухпролетные ЛПД в комбинированном режиме в диапазоне частот до 15 ... 20 ГГц позволяют получить импульсную мощность до 25 Вт и мощность непрерывных колебаний до 5 Вт.

ГЛАВА 6

# ТЕОРИЯ ГЕНЕРАТОРОВ С НЕЛИНЕЙНЫМ АКТИВНЫМ ДВУХПОЛЮСНИКОМ

## 6.1. РАЗНОВИДНОСТИ ДИОДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ И РЕЖИМ МАЛОГО СИГНАЛА

**Принцип действия и функциональные схемы.** Ранее показано, что эквивалентные схемы ЛПД и диодов Ганна можно представить в виде двухполюсников с нелинейными реактивной и отрицательной активной проводимостями (см. гл. 4 и 5). В генераторах СВЧ на таких приборах возможны три режима работы: генерации, усиления и синхронизации колебаний. В рамках единой теории проанализируем данные режимы в диодных СВЧ усилителях и автогенераторах, называемых диодными генераторами. Рассмотрим сначала схемы СВЧ диодных усилителей, которые можно привести к трем основным видам: отражательному (рис. 6.1,*а* ... *в*), проходному (рис. 6.1,*г*) и бегущей волны (рис. 6.1,*д*). Заметим, что в данных схемах помимо режима усиления колебаний при определенных условиях возможен также режим автоколебаний. Во всех схемах двухполюсник *Д* представляет собой цепь, содержащую диод и относящееся к нему согласующее устройство. Поэтому коэффициент отражения на входе двухполюсника *Д* учитывает действие обеих частей цепи.

В основе работы устройств отражательного типа лежит разделение падающей (входной сигнал) и отраженной (выходной сигнал) волн, распространяющихся в фидерной линии, присоединяемой к активному двухполюснику — диоду. В схемах рис. 6.1,*а*, *в* эта задача решается с помощью ферритового однонаправленного устройства — циркулятора, в схеме рис. 6.1,*б* — мостового устрой-

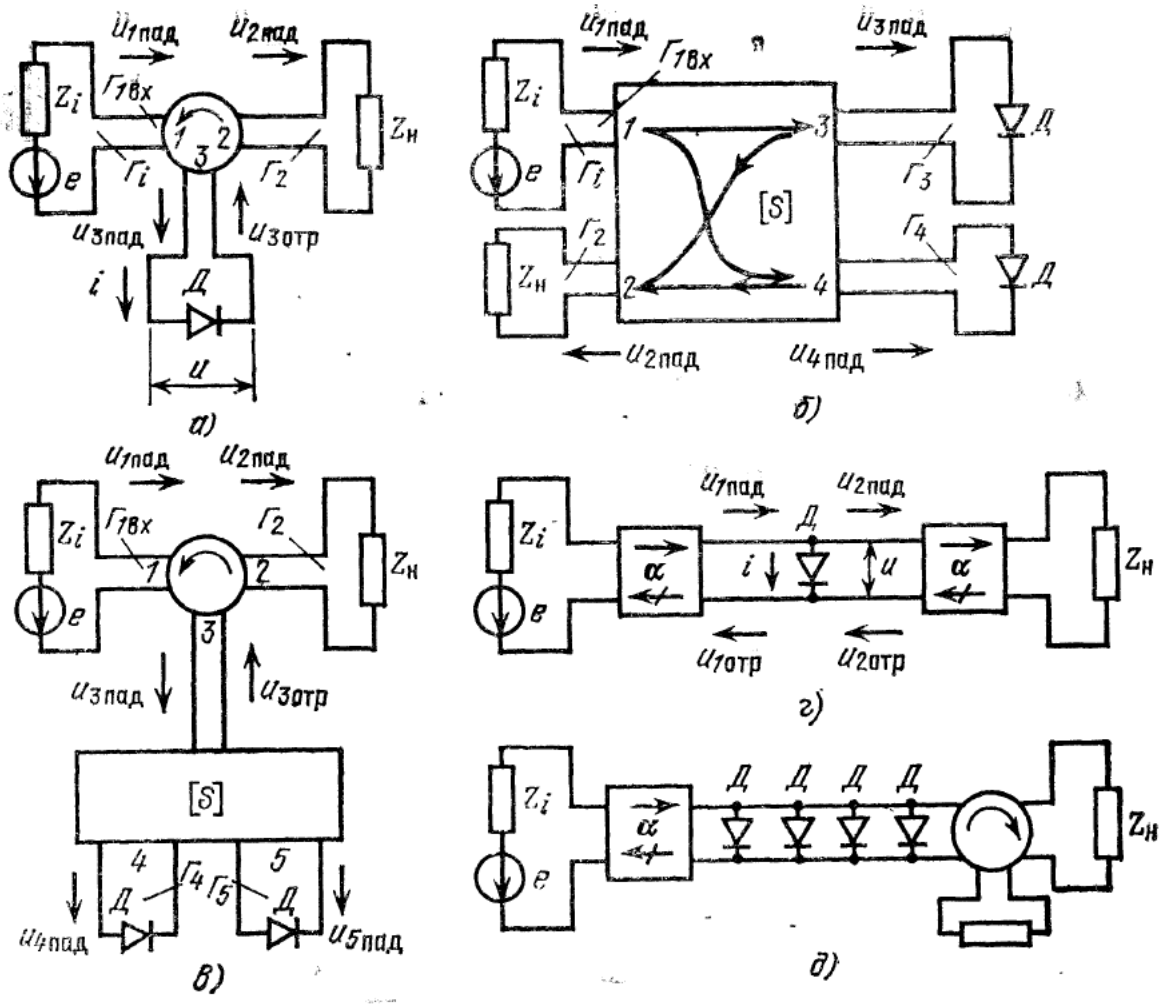



Рис. 6.1

ства квадратурного типа. Последний обладает следующим свойством (см. § 3.4): при включении в каналы *3* и *4* совершенно идентичных двухполюсников с одинаковыми коэффициентами отражения ($\Gamma_3=\Gamma_4$) отраженный от них сигнал поступает только в канал *2* и не проходит в канал *1*, по которому подается входной сигнал. Таким образом, при наличии двух активных двухполюсников входной и выходной сигналы или соответственно падающая и отраженная волны разделяются по разным каналам. Для увеличения мощности в усилитель включают два диода. В схеме рис. 6.1,*в* это осуществляется с помощью синфазного сумматора. Включая в линию передачи диодного генератора, называемого усилителем проходного типа, активный двухполюсник (рис. 6.1,*г*), можно сделать различными падающую волну $u_{2\text{пад}}$, распространяющуюся в правой части линии (выходной сигнал) и падающую волну $u_{1\text{пад}}$ в левой части (входной сигнал). Для исключения влияния отраженного от активного двухполюсника сигнала на входной источник используют ферритовый вентиль или циркулятор.

При включении в линию передачи двух и более диодов устройство проходного типа преобразуется в усилитель бегущей волны (рис. 6.1,*д*). При относительно большом значении КСВ нагрузки от нее отражается сигнал, нарушающий нормальную работу генератора. Поэтому в выходную цепь всех схем на рис. 6.1 рекомендуется включать ферритовый вентиль или циркулятор, поглощающий волну, отражаемую от нагрузки.

**Режим малого сигнала.** В зависимости от амплитуд падающих и отраженных волн в усилителе различают два крайних режима работы: малого и большого сигнала. В первом из-за малой амплитуды сигнала усилитель можно считать линейным устройством, во втором обязательно надо учитывать нелинейные свойства активного двухполюсника. Проанализируем две основные схемы диодных генераторов: отражательного (рис. 6.1,*а*) и проходного (рис. 6.1,*г*) типа, в режиме малого сигнала. Составим для них уравнения, связывающие падающие и отраженные волны в фидерной линии, к которой подключен активный двухполюсник. Обозначим через $u$; $i$— напряжение и ток на зажимах активного двухполюсника; через $u_{1\text{пад}}$; $u_{2\text{пад}}$; $u_{3\text{пад}}$; $u_{1\text{отр}}$; $u_{2\text{отр}}$; $u_{3\text{отр}}$ — напряжения падающих и отраженных волн в линиях, связанных с активным двухполюсником; через $\rho$ — волновое сопротивление всех фидерных линий. Предполагается, что полное сопротивление активного двухполюсника пересчитано к входным зажимам фидерной линии. Для генератора отражательного типа (рис. 6.1,*а*)

$$u = u_{3\text{пад}} + u_{3\text{отр}}; \quad i = (u_{3\text{пад}} - u_{3\text{отр}})/\rho = (2u_{3\text{пад}} - u)/\rho;$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{\rho}\left(2\frac{du_{3\text{пад}}}{dt} - \frac{du}{dt}\right), \qquad (6.1)$$

$P_{\text{вых}} = |U_{3\text{отр}}|^2/2\rho$ — выходная мощность сигнала, отражаемого от двухполюсника и поступающего в цепь нагрузки.

Для устройства проходного типа (рис. 6.1,*г*)

$$u = u_{1\text{пад}} + u_{1\text{отр}} \quad \text{и} \quad u = u_{2\text{пад}};$$

$$i = (u_{1\text{пад}} - u_{1\text{отр}} - u_{2\text{пад}})/\rho = 2(u_{1\text{пад}} - u)/\rho;$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{2}{\rho}\left(\frac{du_{1\text{пад}}}{dt} - \frac{du}{dt}\right); \qquad (6.2)$$

$$P_{\text{вых}} = |U_{2\text{пад}}|^2/2\rho = |U|^2/2\rho$$

— мощность падающей волны, распространяющейся вправо от двухполюсника. При составлении уравнений учтено, что в результате действия ферритового вентиля напряжение $u_{2\text{отр}} = 0$.

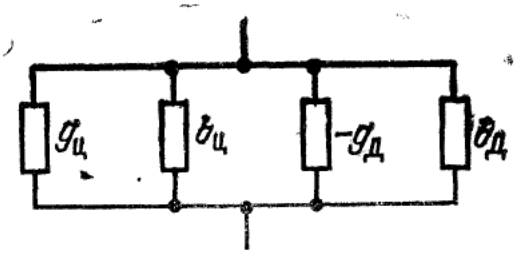


Рис. 6.2

Работу рассматриваемых генераторов характеризуют четыре основных параметра: выходная мощность СВЧ колебаний, КПД, коэффициент усиления и полоса пропускания. Необходимо определить данные величины и условия существования одного из трех режимов работы (генерации, усиления или синхронизации) применительно к генератору отражательного типа (рис. 6.1,*а*). Полученные результаты можно распространить и на генератор проходного типа (рис. 6.1,*г*), поскольку уравнения (6.1) и (6.2) отличаются только постоянным множителем при одном из членов.

В режиме малого сигнала можно не учитывать нелинейные свойства активного двухполюсника. Поэтому представим двухполюсник *Д* в виде параллельного соединения четырех проводимостей (рис. 6.2), две из которых характеризуют активный прибор и две — пассивную электрическую цепь — согласующее устройство. Итак, примем, что $(-g_д)$ и $b_д$ — отрицательная активная и реактивная составляющие проводимости активного прибора; $g_ц$ и $b_ц$ — эквивалентные активная и реактивная составляющие проводимости пассивной электрической цепи. Суммарная реактивность двухполюсника

$$Y = Y_ц + Y_д = g_ц + j b_ц - g_д + j b_д = g + j b,$$

где $g = g_ц - g_д$ и $b = b_ц + b_д$ — суммарные активная и реактивная проводимости двухполюсника.

Работу генератора можно оценить с помощью коэффициента отражения, измеренного на входе линии, к которой подключен двухполюсник *Д* (рис. 6.1,*а*):

$$\Gamma_д = \frac{(1/\rho) - Y}{(1/\rho) + Y} = \frac{(1/\rho) - g - j b}{(1/\rho) + g + j b}. \qquad (6.3)$$

Учитывая (6.3), найдем собственный коэффициент усиления схемы по мощности:

$$K_P = \frac{P_{\text{отр}}}{P_{\text{пад}}} = |\Gamma_д|^2 = \frac{|1 - g\rho|^2 + b^2\rho^2}{|1 + g\rho|^2 + b^2\rho^2}. \qquad (6.4)$$

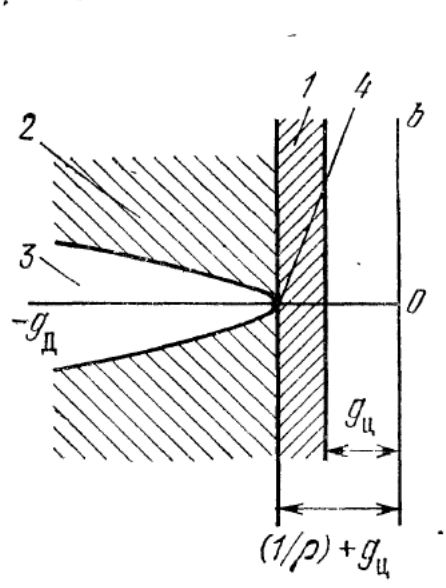



Рис. 6.3

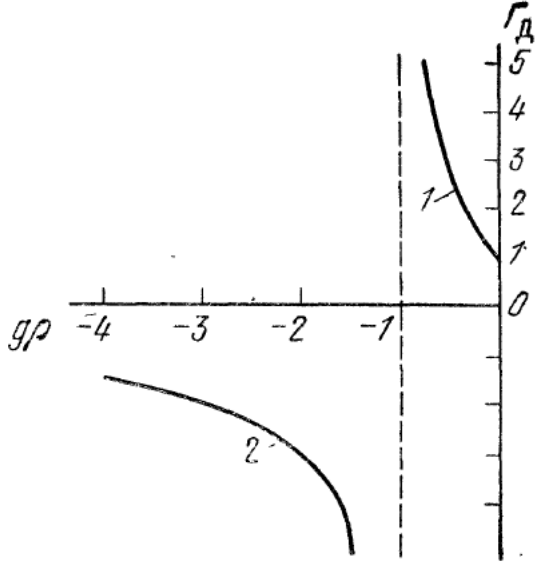



Рис. 6.4

Соотношение (6.4) позволяет определить следующие режимы работы генератора отражательного типа:

— при $g\rho > 0$ (или $g > 0$) $|\Gamma_д| < 1$ и усиления сигнала не происходит;

— при $-1 < g\rho < 0$ (при этом $g < 0$) $1 < |\Gamma_д| < \infty$ и осуществляется устойчивое усиление сигнала по мощности, поскольку $P_{зотр} > P_{запад}$;

— при $g\rho < -1$ (при этом $g < 0$) возможно возникновение автоколебаний. В установившемся режиме автоколебаний $g\rho = -1$ или $g_ц - g_д + (1/\rho) = 0$ и $b = b_ц + b_д = 0$. При этом согласно (6.4) $\Gamma_д = \infty$.

В последнем случае, т. е. при $g\rho < -1$, возможен также режим усиления за счет синхронизации автоколебаний внешним сигналом. Рассмотренным режимам работы соответствуют определенные зоны на плоскости проводимости (рис. 6.3): устойчивого усиления (*1*), самовозбуждения (*2*), синхронизации (*3*), установившихся автоколебаний (*4*).

## 6.2. ТРАНСФОРМАЦИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ АКТИВНОГО ДВУХПОЛЮСНИКА

Анализ полученных выражений показывает, что в зависимости от режима работы генератора — усиления или генерации колебаний — требуются различные коэффициенты отражения $\Gamma_д$. График функции $\Gamma_д$ $(g\rho)$ при

$b=0$, рассчитанный согласно (6.3), приведен на рис. 6.4, где ветвь *1* соответствует устойчивому усилению, *2* — режиму генерации колебаний.

Сказанное в равной степени относится и к режиму большого сигнала. Здесь только необходимо учитывать зависимость $\Gamma_д$ от амплитуды сигнала. Управляя величиной $\Gamma_д$, удается получить оптимальный режим работы генератора по определенному критерию, например, наиболее высокому коэффициенту усиления или максимальной полосе пропускания. В связи с этим в диодных генераторах возникает задача трансформации коэффициента отражения двухполюсника с отрицательной активной проводимостью. Эту функцию, как и в случае трансформации комплексного сопротивления с положительной активной составляющей (см. § 2.4), можно реализовать с помощью согласующей электрической цепи — реактивного четырехполюсника взаимного типа.

**Коэффициент отражения на входе реактивного четырехполюсника.** Общую схему трансформации комплексного сопротивления с отрицательной активной составляющей можно представить в виде, изображенном на рис. 6.5,*а*. Согласно (2.37) коэффициент отражения на входе четырехполюсника

$$\Gamma_{вх} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_д}{1 - S_{22}\Gamma_д}, \qquad (6.5)$$

где $\Gamma_д$ — коэффициент отражения активного двухполюсника — диода; $S_{11}$; $S_{12}$; $S_{21}$; $S_{22}$ — параметры согласующего четырехполюсника.

Пусть коэффициент отражения $\Gamma_д = |\Gamma_д| e^{j\varphi_д}$, где фаза $\varphi_д$ может принимать любое значение от $-180$ до

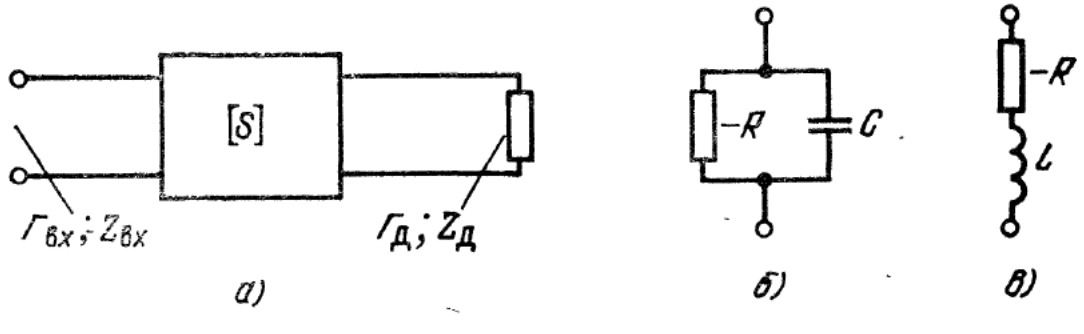



Рис. 6.5

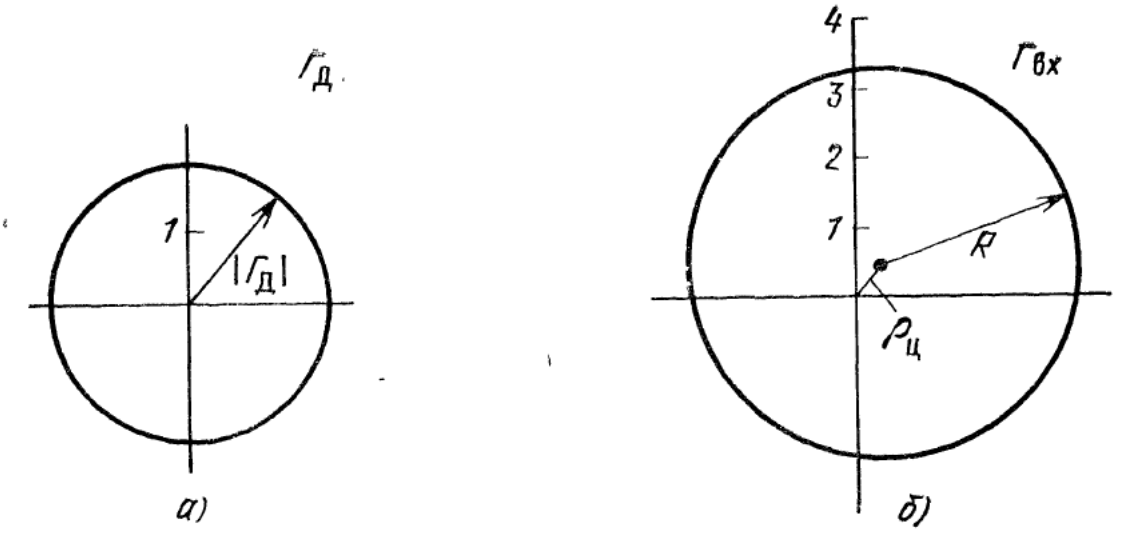



Рис. 6.6

180°. Согласно правилу конформного отображения функции комплексной переменной [2.7] при соотношении (6.5) круг радиусом $|\Gamma_д|$ (рис. 6.6, *а*) на плоскости $\Gamma_д$ отобразится на плоскости $\Gamma_{вх}$ в круг (рис. 6.6, *б*) радиусом

$$R = \frac{|S_{12}S_{21}|\,|\Gamma_д|}{1-|S_{22}|^2\,|\Gamma_д|^2} \tag{6.6}$$

с координатами центра, описываемыми выражением

$$\rho_ц = \frac{S_{11}-\Delta_S S_{22}^*\,|\Gamma_д|^2}{1-|S_{22}|^2\,|\Gamma_д|^2}, \tag{6.7}$$

где $\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

Выражения (6.6) и (6.7) идентичны соотношениям (2.73) и (2.74), относящимся к трансформации комплексного сопротивления с положительной активной составляющей ($\mathrm{Re}\,Z_н > 0$). Различие между двумя случаями сводится к следующему. При $\mathrm{Re}\,Z_н > 0$ значение $|\Gamma_н| < 1$ и поэтому модуль коэффициента отражения по входу $|\Gamma_{вх}| < 1$ (см. рис. 2.8). При $\mathrm{Re}\,Z_д < 0$ значение $|\Gamma_д| > 1$ и поэтому $|\Gamma_{вх}| > 1$ (см. рис. 6.6). При реактивном четырехполюснике взаимного типа, свойства которого описаны в § 2.2, по аналогии с (2.75) и (2.76) имеем

$$R = \frac{(1-|S_{11}|^2)\,|\Gamma_д|}{1-|S_{11}|^2\,|\Gamma_д|^2}, \tag{6.8}$$

$$\rho_ц = \frac{S_{11}(1-|\Gamma_д|^2)}{1-|S_{11}|^2\,|\Gamma_д|^2}. \tag{6.9}$$

Согласно (6.8) и (6.9) для максимального и минимального значений коэффициента отражения по входу получим

$$|\Gamma_{вх}|_{max} = R + |\rho_ц| = \frac{(1-|S_{11}|^2)|\Gamma_д| + |S_{11}|(1-|\Gamma_д|^2)}{1-|S_{11}|^2|\Gamma_д|^2}, \tag{6.10}$$

$$|\Gamma_{вх}|_{min} = R - |\rho_ц| = \frac{(1-|S_{11}|^2)|\Gamma_д| + |S_{11}|(|\Gamma_д|^2-1)}{1-|S_{11}|^2|\Gamma_д|^2}. \tag{6.11}$$

Выражения (6.8)—(6.11) позволяют сделать следующий вывод: изменяя один параметр $S_{11}$ реактивного четырехполюсника, можно добиться требуемого значения коэффициента отражения $\Gamma_{вх}$, т. е. осуществить трансформацию заданного коэффициента отражения активного двухполюсника $\Gamma_д$ в требуемый $\Gamma_{вх}$. Формулы для расчета коэффициента $\Gamma_{вх}$ (или сопротивления $Z_{вх}$) при различных структурах согласующей цепи приведены в § 2.4.

При расчете следует учитывать, что поскольку $|\Gamma_д|>1$, то и $|\Gamma_{вх}|>1$. В частности, согласно (6.5) при $S_{22}=1/\Gamma_д$, что эквивалентно выполнению двух условий $|S_{22}|=1/|\Gamma_д|$ и $\varphi_{S22}+\varphi_д=2\pi n$, коэффициент отражения $\Gamma_{вх}=\infty$, при котором устройство переходит в режим генерации колебаний. Соотношения (6.8)—(6.11) позволяют, во-первых, решить задачу анализа, т. е. определить значение $\Gamma_{вх}$ при заданных параметрах согласующего четырехполюсника и активного двухполюсника ($\Gamma_д$). Во-вторых, эти же выражения позволяют произвести параметрический синтез, т. е. найти необходимые параметры согласующей цепи, чтобы получить требуемый коэффициент отражения в заданной полосе частот (см. § 9.5).

**Предельные возможности согласующей цепи.** В § 2.4 были рассмотрены предельные возможности согласующей цепи при трансформации комплексного сопротивления $Z_н$ с положительной активной составляющей ($\mathrm{Re}\,Z_н>0$) в полосе частот $\Delta\omega$, которая имеет определенное граничное значение.

Аналогичное ограничение при согласовании имеет место и при трансформации комплексного сопротивления $Z_д$ с отрицательной активной составляющей ($\mathrm{Re}\, Z_д < 0$) или при $|\Gamma_д|$. Как и ранее (см. § 2.4), работа согласующей цепи характеризуется тремя параметрами: $Z_д$ (или $\Gamma_д$), $\Gamma_{вх}$ и $\Delta\omega$. Для двухполюсника, состоящего из параллельно включенных отрицательного сопротивления $-R$ и емкости $C$ или последовательно включенных отрицательного сопротивления $-R$ и индуктивности $L$ (рис. 6.5,*б*, *в*), предельные возможности согласующей цепи определяются соотношением

$$\int_0^\infty \ln|\Gamma_{вх}|\, d\Omega \leqslant \frac{\pi}{\tau}, \qquad (6.12)$$

где $|\Gamma_{вх}| \geqslant 1$ — модуль коэффициента отражения по входу; $\tau = |R|C$ или $\tau = L/|R|$ — постоянная времени нагрузки; $|R|$ — модуль отрицательного активного сопротивления.

При $|\Gamma_{вх}| = 1$ вне полосы согласования выражение (6.12) принимает вид

$$\int_{\Omega_2}^1 \ln|\Gamma_{вх}|\, d\Omega \leqslant \frac{\pi}{Q}, \qquad (6.13)$$

где $Q = \omega_1 L/|R|$ или $Q = \omega_1 C|R|$; $\Omega = \omega/\omega_1$ — нормированная частота сигнала; $\Omega_1 = 1$, $\Omega_2 = \omega_2/\omega_1$ — нормированные верхняя и нижняя частоты полосы согласования.

При постоянном значении $|\Gamma_{вх}| = \mathrm{const}$ внутри полосы согласования $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$ из (6.13) получим

$$|\Gamma_{вх}| \leqslant e^{(\pi/\gamma)}, \qquad (6.14)$$

где $\gamma = Q\Delta\Omega$ — обобщенный параметр; $\Delta\Omega = 1 - \Omega_2$ — нормированная полоса согласования.

График функции (6.14) построен на рис. 2.10,*в*. Поскольку в соответствии с (6.4) в диодном усилителе отражательного типа коэффициент усиления $K_P = |\Gamma_{вх}|^2$, то согласно (6.14) с увеличением полосы согласования $\Delta\Omega$ и параметра $Q$ усиление в схеме уменьшается (см. рис. 2.10,*в*). Выразим коэффициент усиления в децибелах:

$$b_{ус} = 10 \lg K_P = 20 \lg|\Gamma_{вх}|. \qquad (6.15)$$

С учетом (6.14) выражение (6.15) примет вид

$$b_{\text{ус}} \leqslant 27{,}3/\gamma \text{ [дБ]}. \qquad (6.16)$$

График этой функции, построенный на рис. 2.10,*г*, отражает потенциальные предельные возможности согласующей цепи, близко реализуемые только при ее оптимальном построении (см. § 9.5).

### 6.3. АНАЛИЗ ГЕНЕРАТОРА ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА В РЕЖИМЕ БОЛЬШОГО СИГНАЛА

**Дифференциальное уравнение генератора отражательного типа.** Предположим, что в сочетании с согласующей электрической цепью нелинейный двухполюсник, входящий в состав генератора отражательного типа (рис. 6.1,*а*), можно представить в виде параллельного соединения реактивных и активных элементов (рис. 6.7). На рис. 6.7 $L_1$, $C_1$, $G_{\text{п}}$ — постоянные параметры, характеризующие электрическую цепь; $L_{\text{д}}$, $C_{\text{д}}$, $G_{\text{д}}$ — нелинейные параметры, характеризующие полупроводниковый прибор (например, ЛПД), зависящие от амплитуды сигнала и равные

$$G_{\text{д}}(u) = -G_{\text{д0}} + F_1(u), \quad \frac{1}{L_{\text{д}}(u)} = \frac{1}{L_{\text{д0}}} + F_2(u), \quad C_{\text{д}}(u) = C_{\text{д0}} + F_3(u),$$

где $G_{\text{д0}}$, $L_{\text{д0}}$, $C_{\text{д0}}$ — значения параметров в рабочей точке; $F_1(u)$, $F_2(u)$, $F_3(u)$ — некоторые нелинейные функции напряжения.

Согласно рис. 6.7 в общей цепи протекает ток

$$i = G_{\text{п}}u + \frac{1}{L_1}\int_0^t u\,dt + C_1\frac{du}{dt} + \int_0^t \frac{1}{L_{\text{д}}(u)}u\,dt + C_{\text{д}}(u)\frac{du}{dt} + G_{\text{д}}(u)u. \qquad (6.17)$$

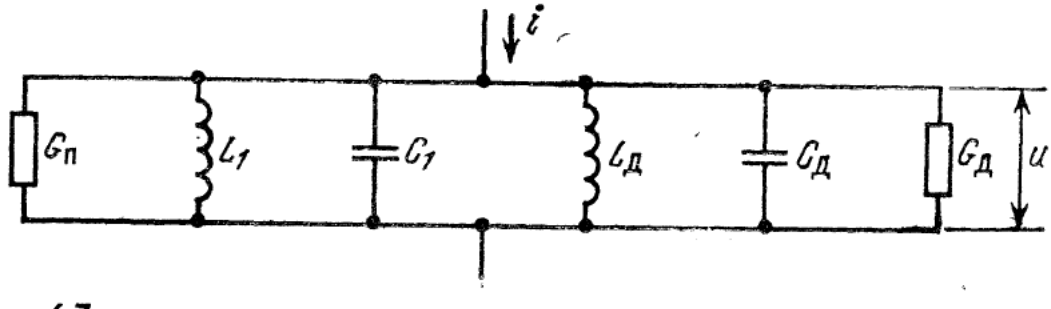



Рис. 6.7

После дифференцирования и группировки членов имеем

$$\frac{di}{dt}=[C_0+F_3(u)]\frac{d^2u}{dt^2}+\left[G_0+F_1(u)+\frac{dF_3(u)}{dt}\right]\frac{du}{dt}+$$

$$+\left[\frac{1}{L_0}+F_2(u)+\frac{dF_1(u)}{dt}\right]u, \qquad (6.18)$$

где $C_0=C_1+C_{\text{д0}}$; $\frac{1}{L_0}=\frac{1}{L_1}+\frac{1}{L_{\text{д0}}}$; $G_0=-G_{\text{д0}}+G_{\text{п}}$.

Решая совместно уравнения (6.1) и (6.18) при $\frac{d^2u}{dt^2}\approx$ $\approx -\omega^2 u$, получаем

$$\frac{d^2u}{dt^2}+\omega^2u=\frac{2}{C_0\rho}\frac{du_{\text{1пад}}}{dt}+\left[\Delta^2+\frac{\omega^2}{C_0}F_3(u)-\frac{1}{C_0}F_2(u)\right]u+$$

$$+\frac{1}{C_0}\left[-G_0-\frac{1}{\rho}-F_1(u)-F'_1(u)u-F'_3(u)\frac{du}{dt}\right]\frac{du}{di}, \qquad (6.19)$$

где $\Delta^2=\omega^2-\omega^2_0$; $\omega^2_0=1/L_0C_0$.

Напряжение падающей волны

$$u_{\text{запад}}=U_{\text{запад}}\cos\omega t; \qquad \frac{du_{\text{запад}}}{dt}=-\omega U_{\text{запад}}\sin\omega t.$$

В результате уравнение (6.19) примет вид

$$\frac{d^2u}{dt^2}+\omega^2u=-\frac{2\omega U_{\text{взад}}}{C_0\rho}\sin\omega t+\left[\Delta^2+\frac{\omega^2}{C_0}F_3(u)-\right.$$

$$\left.-\frac{1}{C_0}F_2(u)\right]u+\frac{1}{C_0}\left[-G_0-\frac{1}{\rho}-F_1(u)-F'_1(u)u-\right.$$

$$\left.-F'_3(u)\frac{du}{dt}\right]\frac{du}{dt} \qquad (6.20)$$

или, записывая сокращенно,

$$\frac{d^2u}{dt^2}+\omega^2u=\Phi\left(u;\ \frac{du}{dt};\ \omega t\right), \qquad (6.21)$$

где $\Phi$ — функция, определяемая правой частью уравнения (2.20).

Предположим, что добротность системы (рис. 6.7) достаточно велика и поэтому форма напряжения близка к синусоидальной, что позволяет решение уравнения (6.21) искать в виде

$$u=U(t)=\cos[\omega t+\theta(t)], \qquad (6.22)$$

где $U(t)$ и $\theta(t)$ — медленно меняющиеся функции времени, характеризующие амплитуду и фазу сигнала. В соответствии с методом медленно меняющихся амплитуд [6.23] укороченные уравнения имеют вид

$$\frac{dU}{dt} = -\frac{1}{2\pi\omega}\int_0^{2\pi} \Phi\left(u; \frac{du}{dt}; \omega t\right)\sin(\omega t + \theta)\, d\omega t, \qquad (6.23)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\frac{1}{2\pi\omega U}\int_0^{2\pi} \Phi\left(u; \frac{du}{dt}; \omega t\right)\cos(\omega t + \theta)\, d\omega t, \qquad (6.24)$$

где $u = U\cos(\omega t + \theta)$.

Функции $F_1(u)$, $F_2(u)$ и $F_3(u)$, входящие в уравнение (6.20) и определяющие нелинейные свойства диода, можно представить в виде полиномов. В первом приближении для активной проводимости можно записать

$$G_д = -G_{д0} + F_1(u) = -G_{д0} + \gamma u^n,$$

где $\gamma$, $n$ — постоянные коэффициенты, зависящие от типа диода и режима его работы.

При этой проводимости вольт-амперная характеристика прибора $i = -G_{д0}u + (\gamma/(n+1))\,u^{n+1}$. Согласно [6.15] коэффициент $n$ для ЛПД лежит в пределах от 0,5 до 2; для диодов Ганна от 1 до 3.

Рассмотрим случай, наиболее характерный для ЛПД при IMPATT режиме [6.3], приняв $F_1(u) = \gamma u^2$; $F_2(u) = \delta u^2$; $F_3(u) = 0$. С учетом этих функций уравнение (6.20) примет вид

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \omega^2 u = -2\omega\omega_0 b_0 U_{\text{пад}}\sin\omega t + (\Delta^2 - \omega_0 k_0 u^2) +$$

$$+ \omega_0(-a_0 - b_0 - 3d_0u^2)\frac{du}{dt}, \qquad (6.25)$$

где $a_0 = \frac{G_0}{\omega_0 C_0}$, $b_0 = \frac{1}{\omega_0 C_0 \rho}$, $d_0 = \frac{\gamma}{\omega_0 C_0}$, $k_0 = \frac{\delta}{\omega_0 C_0}$.

Согласно (6.21) правая часть дифференциального уравнения (6.25) есть функция $\Phi\left(u; \frac{du}{dt}; \omega t\right)$. Подставив ее в (6.23) и (6.24) и произведя соответствующие вычис-

ления, получим следующие укороченные уравнения:

$$\frac{dU}{dt} = \omega_0 U \left( \frac{1}{2} m_0 - \frac{3}{8} d_0 U^2 + b_0 \frac{U_{\text{запад}}}{U} \cos\theta \right), \tag{6.26}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\Delta\omega + \frac{3}{8} k_0 U^2 - \omega_0 b_0 \frac{U_{\text{запад}}}{U} \sin\theta, \tag{6.27}$$

где

$$m_0 = -\frac{G_0\rho + 1}{\omega_0 C_0 \rho}; \tag{6.28}$$

$\Delta\omega = \omega - \omega_0$ — расстройка по частоте.

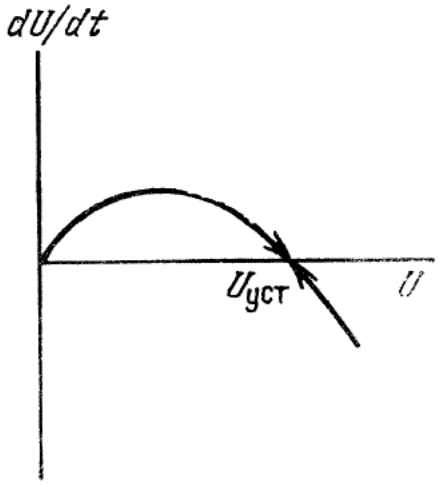


Рис. 6.8

Уравнения (6.26) и (6.27) позволяют определить три режима работы генератора отражательного типа: генерации, усиления и синхронизации колебаний.

**Режим генерации колебаний.** В этом режиме внешний источник возбуждения отсутствует ($U_{\text{запад}} = 0$) и поэтому уравнения (6.26) и (6.27) примут вид

$$\frac{dU}{dt} = \omega_0 U \left( \frac{1}{2} m_0 - \frac{3}{8} d_0 U^2 \right), \tag{6.29}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\Delta\omega + \frac{3}{8} k_0 U^2. \tag{6.30}$$

В установившемся режиме работы $\frac{dU}{dt} = 0$ и $\frac{d\theta}{dt} = 0$.

Учитывая эти условия из (6.29) и (6.30) находим амплитуду, мощность и частоту автоколебаний в установившемся режиме:

$$U^2_{\text{уст}} = \frac{4}{3} \frac{-G_0\rho - 1}{\rho\gamma} = \frac{4}{3} \frac{m_0\omega_0 C_0}{\gamma} = \frac{4}{3} \frac{m_0}{d_0}, \tag{6.31}$$

$$P_{\text{г}} = \frac{U^2_{\text{уст}}}{2\rho} = \frac{2}{3} \frac{-G_0\rho_0 - 1}{\rho^2\gamma} = \frac{2}{3} \frac{m_0}{d_0\rho}, \tag{6.32}$$

$$\omega = \omega_0 - \frac{\delta}{2\omega_0 C_0} \frac{G_0\rho_0 + 1}{\rho\gamma}. \tag{6.33}$$

Напомним, что проводимость $G_0$ есть величина отрицательная. Для определения устойчивости предельного

цикла следует рассмотреть зависимость $\frac{dU}{dt}=\Phi(U)$, где $\Phi(U)$ — функция, определяемая правой частью уравнения (6.29). Согласно фазовому портрету (рис. 6.8) условие устойчивости предельного цикла имеет вид $\frac{d\Phi(U)}{dU}<0$ при $U=U_{уст}$. На основании (6.29) с учетом (6.31) при $U=U_{уст}$ получим

$$\frac{d\Phi(U)}{dU}=0{,}5\omega_0\left(m_0-\frac{9}{4}d_0U^2_{уст}\right)=-m_0\omega_0.$$

Согласно данному выражению условие устойчивости примет вид $m_0>0$ или с учетом (6.28) $G_0\rho<-1$. Это неравенство совпадает с полученным ранее условием генерации колебаний в режиме малого сигнала (см. § 6.1 и рис. 6.4, следует учесть, что $G_0=g$).

Мощность генерируемых колебаний максимальна при $\frac{dP_г}{d\rho}=0$. В результате получим $G_0\rho=-2$. Подставив данное значение в (6.32), имеем

$$P_{г\max}=2/3\rho^2\gamma=G^2_0/6\gamma. \qquad (6.34)$$

Нормированная функция мощности с учетом (6.32) и (6.34)

$$\frac{P_г}{P_{г\,\max}}=4\,\frac{-G_0\rho-1}{(G_0\rho)^2}. \qquad (6.35)$$

Анализ выражения (6.31) показывает, что при $G_0=$ =const амплитуда автоколебаний монотонно возрастает с увеличением $\rho$. При $\rho=\infty$ $U^2_{уст\,max}=-4G_0/3\gamma$. Нормированная функция напряжения

$$\frac{U_{уст}}{U_{уст\,max}}=\sqrt{\frac{G_0\rho+1}{G_0\rho}}. \qquad (6.36)$$

Зависимости (6.35) и (6.36) построены на рис. 6.9. В реальных условиях максимальные значения мощности и амплитуды колебаний прибора ограничиваются несколькими факторами, в том числе допустимой мощностью рассеивания и напряжением пробоя.

**Режим усиления колебаний.** Как следует из анализа работы генератора отражательного типа при малом сигнале (см. § 6.1), режим усиления устойчив, если $-1<$

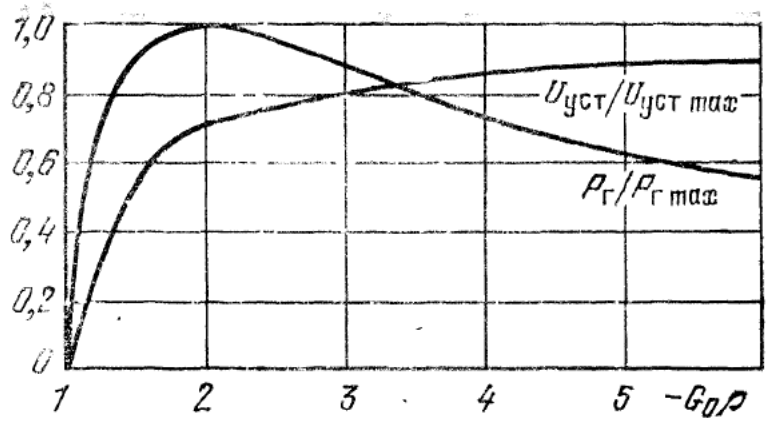



Рис. 6.9

$<G_0\rho<0$, или согласно (6.28), если $m_0<0$. Можно показать, что при выбранной активной проводимости $G_д=-G_{д0}+F_1(u)$ это условие устойчивого усиления справедливо также для работы генератора в режиме большого сигнала. В установившемся режиме усиления колебаний $\frac{dU}{dt}=0$ и $\frac{d\theta}{dt}=0$. Учитывая эти равенства, укороченные уравнения (6.26) и (6.27) можно записать иначе:

$$-\left(\frac{1}{2}m_0-\frac{3}{8}d_0U^2\right)=b_0\frac{U_{запад}}{U}\cos\theta, \tag{6.37}$$

$$-\frac{\Delta\omega}{\omega_0}+\frac{3}{8}\frac{k_0}{\omega_0}U^2=b_0\frac{U_{запад}}{U}\sin\theta. \tag{6.38}$$

Возведя в квадрат левые и правые части этих уравнений и суммируя их, получим

$$0{,}25\,(m_0-0{,}75d_0U^2)^2+\left(-\frac{\Delta\omega}{\omega_0}+\frac{3}{8}\frac{k_0}{\omega_0}U^2\right)^2=$$

$$=b^2{}_0\left(\frac{U_{запад}}{U}\right)^2. \tag{6.39}$$

После несложных преобразований с учетом выражений для $m_0$, $d_0$, $k_0$, $b_0$ уравнение (6.39) приведем к виду

$$\frac{P_\alpha}{P_\gamma}+\frac{1}{2}(1+G_0\rho)=\sqrt{\frac{P_{вх}}{P_\alpha}-\left(-\frac{\Delta\omega}{\omega_0}Q+\frac{P_\alpha}{P_\delta}\right)^2}, \tag{6.40}$$

где $Q=\omega C_0\rho$; $P_{вх}=U^2_{запад}/2\rho$ — входная мощность сигнала $P_\alpha\,[Вт]=U^2/2\rho$; $P_\gamma\,[Вт]=4/3\gamma\rho^2$; $P_\delta\,[Вт]=4\omega_0/3\delta\rho^2$—обобщенные параметры.

Обозначим левую часть уравнения (6.40) через $\psi_1(P_\alpha)$, правую — через $\psi_2(P_\alpha)$. Точка пересечения графиков функций $\psi_1(P_\alpha)$ и $\psi_2(P_\alpha)$ (рис. 6.10) есть действительный корень нелинейного уравнения (6.40) — $P_{\alpha уст}$ — решение, которое позволяет определить амплитуду колебаний в установившемся режиме работы:

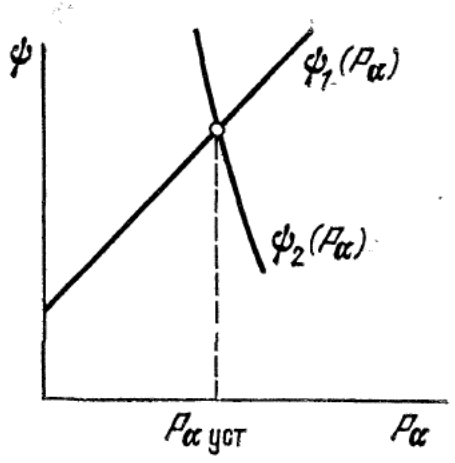



Рис. 6.10

$$U_{уст} = \sqrt{2\rho P_{\alpha уст}}. \qquad (6.41)$$

Поскольку с уменьшением мощности входного сигнала $P_{вх}$ или частотной расстройки $\Delta\omega$ значение $P_{\alpha уст}$ стремится к нулю, то подкоренное выражение в правой части уравнения (6.40) при $P_\alpha = P_{\alpha уст}$ всегда больше нуля. Таким образом, в случае $-1 < G_0\rho < 0$ при любых значениях параметров, входящих в уравнение (6.40), всегда можно получить действительное решение уравнения (6.40) (см. рис. 6.10). Согласно уравнению (6.27) в установившемся режиме работы при $\frac{d\theta}{dt} = 0$ фаза колебаний определяется с помощью следующего выражения:

$$\sin\theta = \omega_0 C_0 \rho \frac{U_{уст}}{U_{запад}} \left( -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} + \frac{3}{8}\frac{k_0}{\omega_0} U^2_{уст} \right)$$

или, учитывая введенные обобщенные параметры,

$$\sin\theta = \sqrt{\frac{P_{\alpha уст}}{P_{вх}}} \left( -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} Q + \frac{P_\alpha}{P_\delta} \right). \qquad (6.42)$$

На основании (6.42) имеем

$$\cos\theta = \sqrt{P_{\alpha\ уст}/P_{вх}}\, \psi_2(P_{\alpha\ уст}), \qquad (6.43)$$

где

$$\psi_2(P_{\alpha\ уст}) = \sqrt{\frac{P_{вх}}{P_{\alpha\ уст}} - \left( -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} Q + \frac{P_{\alpha\ уст}}{P_\delta} \right)^2} \qquad (6.44)$$

— правая часть уравнения (6.40) при $P_\alpha = P_{\alpha\ уст}$.

Мгновенные значения напряжений в генераторе (см. рис. 6.1,*а*) связаны соотношением

$$u_{\text{з отр}}=u-u_{\text{з пад}}=U\cos(\omega t+\theta)-U_{\text{з пад}}\cos\omega t. \qquad (6.45)$$

На основании (6.45) коэффициент усиления мощности генератора в установившемся режиме работы

$$K_P=\frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}=\frac{|U_{\text{з отр}}|^2}{|U_{\text{з пад}}|^2}=$$

$$=1-2\sqrt{\frac{P_{\text{а уст}}}{P_{\text{вх}}}}\cos\theta+\frac{P_{\text{а уст}}}{P_{\text{вх}}} \qquad (6.46)$$

или с учетом (6.43)

$$K_P=1+\frac{P_{\text{а уст}}}{P_{\text{вх}}}(1-2\psi_2(P_{\text{а уст}})). \qquad (6.47)$$

Определив с помощью уравнения (6.40) значение мощности в установившемся режиме $P_{\text{а уст}}$, можно затем согласно (6.47) и (6.42) найти коэффициент усиления мощности $K_P$ и фазу сигнала $\theta$. Проведя расчеты при различных значениях частотной расстройки $\Delta\omega/\omega_0$, легко построить амплитудно-частотную характеристику $K_P=\psi_1(\Delta\omega/\omega_0)$ при $P_{\text{вх}}=\text{const}$ или $P_{\text{вых}}=K_P P_{\text{вх}}=\psi_2(\Delta\omega/\omega_0)$ и фазочастотную характеристику $\theta=\psi_3(\Delta\omega/\omega_0)$ при $P_{\text{вх}}=\text{const}$. Семейства таких характеристик при $Q=\omega_0 C_0\rho=20$; $\rho=50$ Ом; $\gamma=1{,}07\cdot10^{-5}$ 1/Вт$\times$ $\times$Ом$^2$; $\delta/\omega_0=2{,}67\cdot10^{-5}$ 1/Вт$\cdot$Ом$^2$; $G_0\rho=-0{,}8$ построены

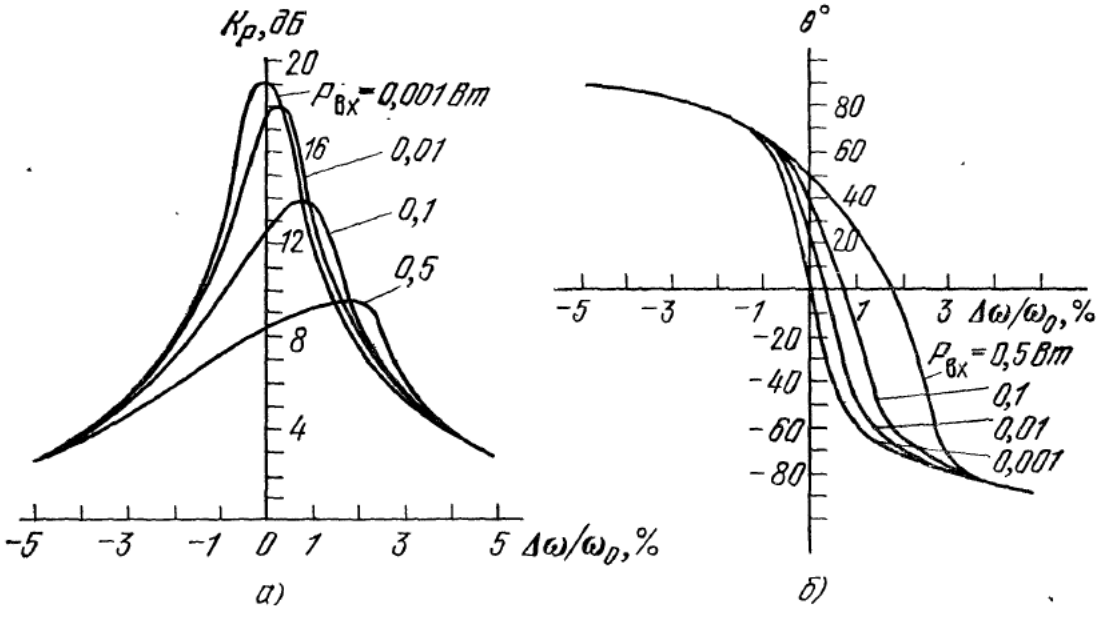



Рис. 6.11

на рис. 6.11. При данных условиях обобщенные параметры $P_\gamma = 4/3\gamma\rho^2 = 50$ Вт, $P_\delta = 4\omega_0/3\delta\rho^2 = 20$ Вт и уравнение (6.40) принимает вид

$$P_\alpha + 5 = 50\sqrt{\frac{P_{вх}}{P_\alpha} - \left(-20\frac{\Delta\omega}{\omega_0} + \frac{P_\alpha}{20}\right)^2}. \qquad (6.48)$$

Решая уравнение (6.48) (см. рис. 6.10), можно определить зависимость $P_{\alpha уст} = \Phi_1(\Delta\omega/\omega_0;\ P_{вх})$, а затем с помощью (6.47) и (6.42) построить характеристики $K_P = \psi_1(\Delta\omega/\omega_0;\ P_{вх})$ и $\theta = \psi_2(\Delta\omega/\omega_0;\ P_{вх})$.

Из рассмотрения графиков на рис. 6.11 следует, что амплитудные и фазовые характеристики усилителя асимметричны и что с уменьшением мощности сигнала коэффициент усиления увеличивается. Построим обобщенные амплитудные характеристики усилителя при центральном значении частоты, которой соответствует выполнение условия $-\frac{\Delta\omega}{\omega_0}Q + \frac{P_\alpha}{P_\delta} = 0$. В частном случае при $\delta = 0$ значение $\Delta\omega = 0$. При этом уравнения (6.40) и (6.47) примут соответственно вид

$$P_\alpha + 0{,}5P_\gamma(1 + G_0\rho) = P_\gamma\sqrt{P_{вх}/P_\alpha}, \qquad (6.49)$$

$$K_P = (\sqrt{P_\alpha/P_{вх}} - 1)^2. \qquad (6.50)$$

Из (6.50) имеем $P_\alpha = P_{вх}(1 + \sqrt{K_P})^2$. С учетом последнего равенства и выражения $P_\gamma = 4/3\gamma\rho^2$ уравнение (6.49) примет вид

$$P_{вх}(1 + \sqrt{K_P})^3 = -\frac{2}{3}\frac{1 + G_0\rho}{\gamma\rho^2}(1 + \sqrt{K_P}) + \frac{4}{3}\frac{1}{\gamma\rho^2}. \qquad (6.51)$$

Преобразуем (6.51) к обобщенному виду, вводя нормированные параметры:

$$y^3 = -\alpha y + \frac{2\alpha}{1 + G_0\rho}, \qquad (6.52)$$

где

$$y = 1 + \sqrt{K_P};$$

$$\alpha = \frac{2}{3}\frac{1+G_0\rho}{\gamma\rho^2 P_{вх}} = M\frac{P_{г\,max}}{P_{вх}};\quad M = 4\frac{1+G_0\rho}{(G_0\rho)^2};$$

$P_{г\,max} = G^2{}_0/6\gamma$ —максимальная мощность прибора в режиме генерации, определяемая в соответствии с (6.52).

Результатом решения кубического уравнения (6.52) является нахождение функции $y_1 = \Phi(\alpha)$ при $G_0\rho = \text{const}$, где $y_1$ — действительный корень уравнения (6.45). С помощью данной функции и выражений, характеризующие $y$, $\alpha$, нетрудно перейти к обобщенным зависимостям

$$K_P = \psi_1\left(\frac{P_{вх}}{P_{г\,max}}\right) \text{ при } G_0\rho = \text{const};$$

$$\frac{P_{вых}}{P_{г\,max}} = M\frac{K_P}{\alpha} = \psi_2\left(\frac{P_{вх}}{P_{г\,max}}\right) \text{ при } G_0\rho = \text{const};$$

$$\frac{P_{вых}}{P_{г\,max}} = \psi_3(K_P) \text{ при } G_0\rho = \text{const}.$$

Пределы изменения параметра $G_0\rho$ определяются условием устойчивого усиления $-1 < G_0\rho < 0$. Графики данных функций при четырех значениях параметра $G_0\rho$ построены на рис. 6.12. Анализ уравнений (6.49) и (6.51) показывает, что при мощности входного сигнала $P_{вх} \to 0$ коэффициент усиления максимален и равен $K_P = (1 - G_0\rho)^2/(1 + G_0\rho)^2$.

Точно такой же результат следует и из анализа усилителя в режиме малого сигнала (см. (6.4)). Таким образом, выражение, характеризующее режим малого сигнала, следует рассматривать как частный случай решения общего уравнения для большого сигнала.

Анализ обобщенных амплитудных характеристик (рис. 6.12) усилителя отражательного типа позволяет сделать следующие выводы. Во-первых, с повышением мощности входного сигнала коэффициент усиления $K_P$ уменьшается (рис. 6.12,*а*). Максимуму $K_P$ соответствует $P_{вх} \to 0$. Во-вторых, при большой мощности входного сигнала и малом значении $K_P$ выходная мощность в режиме усиления $P_{вых}$ может превысить максимальную мощность прибора в режиме генерации $P_{г\,max}$ (рис. 6.12,*б*, *в*). В-третьих, при определенных значениях параметра $G_0\rho$ амплитудная характеристика усилителя имеет экстремум (рис. 6.12,*б*). Полученные характеристики хорошо согласуются с соответствующими экспериментальными

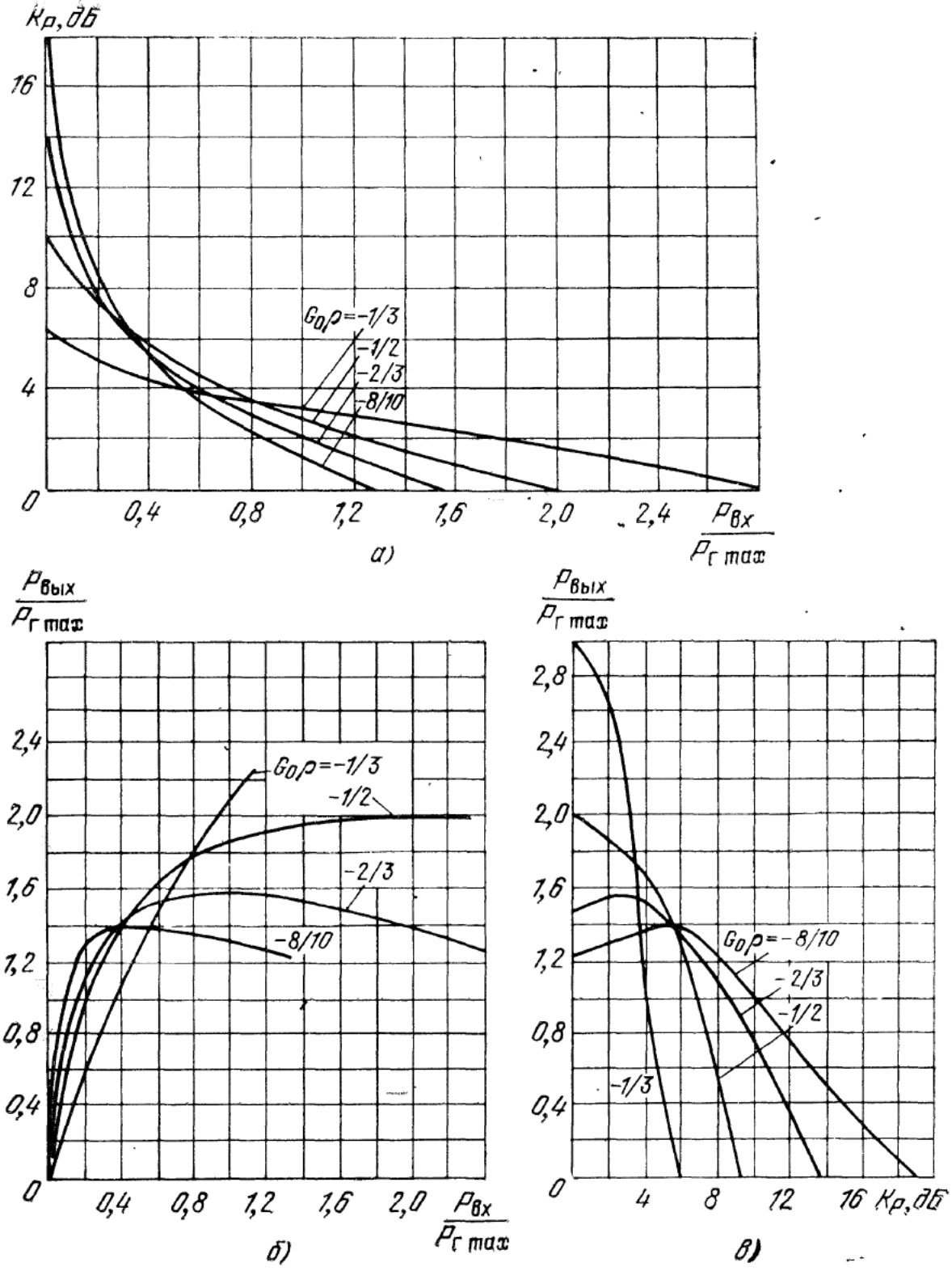



Рис. 6.12

зависимостями для СВЧ усилителя с ЛПД при IMPATT режиме [6.5, 6.11].

**Режим синхронизации автоколебаний внешним сигналом.** Как было показано в гл. 4, 5 при анализе работы ЛПД и диодов Ганна, режим устойчивого усиления (устойчивое отрицательное сопротивление) может суще-

ствовать только при определенных условиях. Чаще всего механизм протекания физических процессов в приборах позволяет получить только режим устойчивых автоколебаний, которому соответствует выполнение условия $G_0\rho<-1$. В этом случае для усиления используется режим синхронизации автоколебаний генератора внешним сигналом. Условия устойчивого режима синхронизации и автоколебаний определяются равенствами

$$\frac{dU}{dt}=0 \text{ и } \frac{d\theta}{dt}=0.$$

При относительно малом входном сигнале, определяемом условием $(U_{\text{запад}}/U_{\text{уст}})\ll 1$, мощность выходных колебаний примерно равна мощности в режиме генерации (6.32).

В режиме синхронизации ограничена полоса захвата частоты автоколебаний частотой внешнего сигнала. Обозначим собственную частоту автоколебаний генератора через $\omega_{\text{авт}}$; частоту внешнего, входного сигнала через $\omega_{\text{вх}}$, частоту выходного сигнала через $\omega_{\text{вых}}$. Внутри зоны захвата или синхронизации колебаний $\Delta\omega_{\text{снх}}$ частота $\omega_{\text{вых}}=\omega_{\text{вх}}$, вне этой зоны $\omega_{\text{вых}}=\omega_{\text{авт}}$; на границе зоны возможен режим биений двух колебаний. Ограничение полосы синхронизации, равной полосе пропускания генератора, является основным отличием режима синхронизации автоколебаний от рассмотренного режима устойчивого усиления.

Определим $\Delta\omega_{\text{снх}}$ из условия получения в установившемся режиме работы $\left(\frac{d\theta}{dt}=0\right)$ фазы колебаний в пределах $-90°<\theta<90°$ или $|\sin\theta|<1$. В результате из (6.42) получим

$$\left|-\frac{\Delta\omega_{\text{снх}}}{\omega_0}Q+\frac{P_{\alpha\text{уст}}}{P_\delta}\right|<\frac{P_{\text{вх}}}{P_{\alpha\text{уст}}}, \qquad (6.53)$$

где $P_{\alpha\text{уст}}\approx P_{\text{г}}$ — мощность в режиме генерации колебаний (6.32); $Q=\omega_0 C_0\rho_0$. На границе полосы захвата $\theta\approx 90°$ и поэтому согласно (6.47) коэффициент усиления $K_P=1+(P_{\alpha\text{уст}}/P_{\text{вх}})$. В результате (6.53) примет вид

$$\left|-\frac{\Delta\omega_{\text{снх}}}{\omega_0}+\frac{1}{Q}\frac{P_{\text{г}}}{P_\delta}\right|<\frac{1}{Q\sqrt{K_P-1}}. \qquad (6.54)$$

С помощью (6.54) можно определить крайние частоты полосы синхронизации. В общем случае эта полоса располагается асимметрично относительно частоты $\omega_0$. Только при $\delta=0$ (или $P_\delta=\infty$) ее расположение становится симметричным:

$$\left|\frac{\Delta\omega_{\text{снх}}}{\omega_0}\right|<\frac{1}{Q\sqrt{K_P-1}}. \qquad (6.55)$$

Согласно (6.54) и (6.55) с понижением коэффициента усиления, т. е. с повышением мощности входного сигнала $P_{\text{вх}}$, полоса синхронизации увеличивается. Однако это расширение полосы ограничивается некоторым минимальным значением $K_P$, при котором формулы (6.54) и (6.55) еще справедливы.

Таким образом, мы сформулировали условия существования различных режимов и получили некоторые количественные соотношения для генератора отражательного типа с двухполюсником, имеющим отрицательную активную проводимость определенного вида. Эти результаты нетрудно распространить и на усилитель проходного типа, поскольку дифференциальные уравнения (6.1) и (6.2), характеризующие работу обоих типов устройств, отличаются только постоянным множителем при одном из членов. Исследованию рассмотренных вопросов посвящены работы [6.1—6.7].

## 6.4. ДИОДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА

Проведенное в § 6.3 исследование позволило определить выходную мощность $P_{\text{вых}}$ и собственный коэффициент усиления $K_P=P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}$ генератора отражательного типа в режиме устойчивого усиления. Для более полной оценки свойств усилителя помимо этих параметров следует также найти номинальный коэффициент усиления мощности $K_{P\,\text{ном}}=P_{\text{н}}/P_{\text{г ном}}$, где $P_{\text{н}}$ — активная мощность в нагрузке; $P_{\text{г ном}}$ — номинальная мощность входного источника сигнала (см. § 2.3), и условия устойчивости усилителя в заданной полосе частот. Об устойчивости усилителя будем судить по значению модуля коэффициента отражения со стороны входных полюсов (вход *1* на рис. 6.1,*а*, *б*).

Поскольку самовозбуждение, т. е. неустойчивая работа усилителя, может произойти и на частоте, лежащей вне рабочей полосы пропускания $\Delta f$, то функция

$|\Gamma_{1вх}|(f)$, с помощью которой оценивается устойчивость, должна определяться в полосе частот, превышающей величину $\Delta f$ (это превышение зависит от конкретных условий работы каждого типа усилителя). Будем считать, что с помощью электрической цепи, подключаемой к диоду — нелинейному двухполюснику с отрицательной активной проводимостью, осуществляется удовлетворительная фильтрация высших гармоник сигнала. Поэтому в линиях передачи, относящихся к усилителю, распространяется только первая гармоника сигнала. В связи с этим под коэффициентами отражения будем понимать величины, вычисленные через отношения комплексных амплитуд первых гармоник напряжения отраженных и падающих волн.

В усилителях отражательного типа (рис. 6.1,*а*, *б*) мощность в нагрузке

$$P_н = P_{2пад}(1-|\Gamma_2|^2) = |U_{2пад}|^2(1-|\Gamma_2|^2)/2\rho = \\ = |\Pi_2|^2(1-|\Gamma_2|^2)P_{1пад}, \qquad (6.56)$$

где $P_{1пад}$ и $P_{2пад}$ — мощности падающей волны в каналах *1* и *2* соответственно; $\rho$ — волновое сопротивление линий; $\Gamma_2$ — коэффициент отражения нагрузки; $\Pi_2 = U_{2пад}/U_{1пад}$ — коэффициент передачи падающих волн напряжения из канала *1* в канал *2* усилителя.

Согласно (2.65) отношение мощности падающей волны в канале *1* $P_{1пад}$ к номинальной мощности источника возбуждения $P_{г ном} = |E|^2/8\mathrm{Re}(Z_i)$ равно

$$\frac{P_{1пад}}{P_{г ном}} = \frac{1-|\Gamma_i|^2}{|1-\Gamma_{1вх}\Gamma_i|^2}. \qquad (6.57)$$

Подставив (6.57) в (6.56), получим для номинального коэффициента усиления мощности

$$K_{P ном} = \frac{P_н}{P_{г ном}} = \frac{|\Pi_2|^2(1-|\Gamma_i|^2)(1-|\Gamma_2|^2)}{|1-\Gamma_{1вх}\Gamma_i|^2}. \qquad (6.58)$$

Согласно (6.58) значение $K_{Pном}$ зависит от четырех параметров. Два из них — $\Gamma_i$ и $\Gamma_2$ — обычно заданы. Два других — $\Pi_2$ и $\Gamma_{1вх}$, зависящие от схемы усилителя и активных приборов (диодов), следует определить. Устойчивость линеаризированного усилителя определяется с помощью коэффициента отражения $\Gamma_{1вх}$. Необходимым условием устойчивой работы усилителя является выполнение неравенства $|\Gamma_{1вх}|<1$. В идеальном усили-

теле отражательного типа $\Gamma_i=0$, $\Gamma_2=0$ и $\Gamma_{1вх}=0$ (см. рис. 6.1,*а*, *б*) и поэтому согласно (6.58) $K_{Pном}=|\Pi_2|^2$. Кроме того, пренебрегая потерями в циркуляторе (рис. 6.1,*а*), имеем $U_{1пад}=U_{3пад}$ и $U_{2пад}=U_{3отр}$. С учетом последних равенств получим

$$K_{Pном}=|\Pi_2|^2=K_P=|U_{3отр}|^2/|U_{3пад}|^2=|\Gamma_3|^2.$$

Теперь найдем коэффициенты отражения диодов $\Gamma_3$ и $\Gamma_4$ в схеме рис. 6.1,*б* и $\Gamma_3$ в схеме рис. 6.1,*а*. Согласно (6.45) и (6.46)

$$\Gamma_3=U_{3отр}/U_{3пад}=|\Gamma_3|\,e^{j\varphi_3}, \qquad (6.59)$$

где

$$|\Gamma_3|=\frac{|U_{3отр}|}{|U_{3пад}|}=\sqrt{K_P}=$$

$$=\sqrt{1+\left(\frac{U_{уст}}{|U_{3пад}|}\right)^2-2\frac{U_{уст}}{|U_{3пад}|}\cos\theta},$$

$$\varphi_3=\operatorname{arctg}\left(\frac{U_{уст}\sin\theta}{U_{уст}\cos\theta-|U_{3пад}|}\right).$$

Для коэффициента отражения $\Gamma_4$ получим аналогичные выражения. Методика определения $U_{уст}$, $K_P$ и $\theta$ описана в § 6.2. В частном случае на центральной частоте усилителя при $\theta=0$ значение $K_P$ рассчитывается с помощью графиков, приведенных на рис. 6.12.

**Анализ усилителя отражательного типа с мостовым устройством квадратурного типа** (рис. 6.1,*б*). Определим номинальный коэффициент усиления мощности $K_{Pном}$ и коэффициент отражения $\Gamma_{1вх}$. При исследовании отойдем от идеальной модели квадратурного мостового устройства и учтем наличие конечного значения развязки между входами *1—2* и *3—4* (см. § 3.3). Примем только следующие допущения относительно $S$-параметров мостового устройства:

$$S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{44}=\alpha,\ S_{12}=S_{21}=S_{34}=S_{43}=\beta, \qquad (6.60)$$
$$S_{13}=S_{31}=S_{24}=S_{42}=\gamma,\ S_{14}=S_{41}=S_{23}=S_{32}=\delta.$$

С учетом условий (6.60) система уравнений, описывающая работу мостового устройства, примет вид

$$\begin{aligned}
U_{1отр}&=\alpha U_{1пад}+\beta U_{2отр}+\gamma U_{3отр}+\delta U_{4отр},\\
U_{2пад}&=\beta U_{1пад}+\alpha U_{2отр}+\delta U_{3отр}+\gamma U_{4отр}, \qquad (6.61)\\
U_{3пад}&=\gamma U_{1пад}+\delta U_{2отр}+\alpha U_{3отр}+\beta U_{4отр},\\
U_{4пад}&=\delta U_{1пад}+\gamma U_{2отр}+\beta U_{3отр}+\alpha U_{4отр}.
\end{aligned}$$

Совместно решая уравнения (6.61), получаем

$$\Pi_2 = \frac{U_{2\text{пад}}}{U_{1\text{пад}}} = \frac{\beta + \delta a_1 b_1 + \gamma a_2 b_2}{1 - \alpha\Gamma_2 - \delta a_1 c_1 - \gamma a_2 c_2}, \tag{6.62}$$

$$\Gamma_{1\text{вх}} = \frac{U_{1\text{отр}}}{U_{1\text{пад}}} = \alpha + \beta\Gamma_2\Pi_2 + \gamma a_1 b_1 + \gamma a_1 c_1 \Pi_2 + \\ + \delta a_2 b_2 + \delta a_2 c_2 \Pi_2, \tag{6.63}$$

где

$$a_1 = \frac{\Gamma_3 (1 - \alpha\Gamma_4)}{1 - \alpha\Gamma_4 - \alpha\Gamma_3 (1 - \alpha\Gamma_4) - \beta^2\Gamma_3\Gamma_4};$$

$$a_2 = \frac{\Gamma_4 (1 - \alpha\Gamma_3)}{1 - \alpha\Gamma_3 - \alpha\Gamma_4 (1 - \alpha\Gamma_3) - \beta^2\Gamma_3\Gamma_4};$$

$$b_1 = \frac{\gamma - \alpha\gamma\Gamma_4 + \beta\delta\Gamma_4}{1 - \alpha\Gamma_4},$$

$$b_2 = \frac{\delta - \alpha\delta\Gamma_3 + \beta\gamma\Gamma_3}{1 - \alpha\Gamma_3};$$

$$c_1 = \frac{\delta\Gamma_2 - \alpha\delta\Gamma_2\Gamma_4 + \beta\gamma\Gamma_2\Gamma_4}{1 - \alpha\Gamma_4};$$

$$c_2 = \frac{\gamma\Gamma_2 - \alpha\gamma\Gamma_2\Gamma_3 + \beta\delta\Gamma_2\Gamma_3}{1 - \alpha\Gamma_3}.$$

Значения $\Gamma_3$ и $\Gamma_4$ определяются согласно (6.59). При качественном выполнении мостового квадратурного устройства в рабочей полосе частот можно принять $\alpha=0$ и $\beta=0$. В этом случае (6.62) и (6.63) примут вид

$$\Pi_2 = \frac{\gamma\delta (\Gamma_3 + \Gamma_4)}{1 - \Gamma_2 (\delta^2\Gamma_3 + \gamma^2\Gamma_4)}, \tag{6.64}$$

$$\Gamma_{1\text{вх}} = \frac{\gamma^2\Gamma_3 + \delta^2\Gamma_4 - (\gamma^2 - \delta^2)^2 \Gamma_2\Gamma_3\Gamma_4}{1 - \Gamma_2 (\delta^2\Gamma_3 + \gamma^2\Gamma_4)}. \tag{6.65}$$

Для квадратурного мостового устройства двухшлейфного типа (рис. 3.14) на центральной частоте $\gamma = -j/\sqrt{2}$ и $\delta = -1/\sqrt{2}$ (см. § 3.4). Подставив данные значения в (6.64) и (6.65), получим

$$\Pi_2 = \frac{j\,0{,}5 (\Gamma_3 + \Gamma_4)}{1 + 0{,}5 (\Gamma_4 - \Gamma_3)\Gamma_2},$$

$$\Gamma_{1\text{вх}} = \frac{0{,}5 (\Gamma_4 - \Gamma_3) + \Gamma_2\Gamma_3\Gamma_4}{1 + 0{,}5 (\Gamma_4 - \Gamma_3)\Gamma_2},$$

При совершенно идентичных активных приборах ($\Gamma_3=\Gamma_4$) имеем $\Pi_2=j\Gamma_3$ и $\Gamma_{1вх}=\Gamma_2\Gamma^2_3$. Подставив данные величины в (6.58), найдем

$$K_{P\,ном}=\frac{|\Gamma_3|^2\,(1-|\Gamma_i|^2)\,(1-|\Gamma_2|^2)}{|1-\Gamma_i\Gamma_2\Gamma^2_3|^2}. \qquad (6.66)$$

При известных значениях коэффициентов отражения $\Gamma_2$, $\Gamma_3$, $\Gamma_4$, построив годограф функции $\Gamma_{1вх}$, можно определить условия устойчивой работы системы. При $|\Gamma_{1вх}|>1$ в усилителе могут возникнуть колебания с частотой, отличной от частоты внешнего сигнала. При $\Gamma_3=\Gamma_4$ необходимое условие устойчивости имеет вид $|\Gamma_2||\Gamma_3|^2<1$.

При использовании мостового устройства на связанных линиях параметры $\gamma$ и $\delta$ определяются согласно (3.21) и (3.22). С их учетом при $\Gamma_i=0$ и $\Gamma_3=\Gamma_4$ в соответствии с (6.58), (6.64), (6.65)

$$K_{P\,ном}=|\Pi_2|^2=4\,|\gamma\delta|^2\,|\Gamma_3|^2=4\left(\frac{\sin\theta}{1+\sin^2\theta}\right)^2|\Gamma_3|^2, \qquad (6.67)$$

$$|\Gamma_{1вх}|=|\gamma^2+\delta^2|\,|\Gamma_3|=(\cos^2\theta/(1+\sin^2\theta))\,|\Gamma_3|. \qquad (6.68$$

Графики нормированных функций (6.67) и (6.68), показывающие изменение параметров усилителя отражательного типа с мостовым устройством на связанных линиях в полосе частот, построены на рис. 6.13.

**Анализ усилителя отражательного типа с циркулятором** (рис. 6.1,*а*). Матрица $S$-параметров, описывающая работу циркулятора (см. § 3.7), есть

$$[S]=\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}.$$

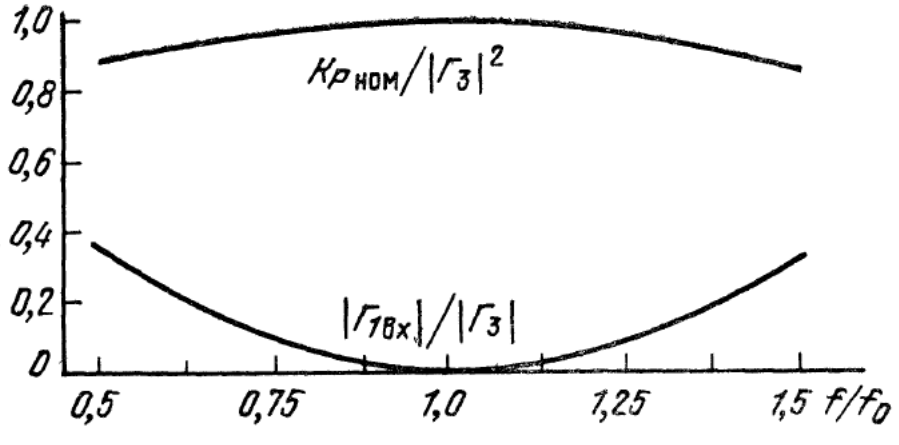



Рис. 6.13

Примем для $S$-параметров циркулятора с учетом прямых и обратных потерь

$$S_{11}=S_{22}=S_{33}=\alpha,$$
$$S_{12}=S_{23}=S_{31}=\varepsilon, \qquad (6.69)$$
$$S_{21}=S_{32}=S_{13}=\beta.$$

Согласно (6.69) система уравнений, описывающая работу циркулятора, примет вид

$$U_{1\text{отр}}=\alpha U_{1\text{пад}}+\varepsilon U_{2\text{отр}}+\beta U_{3\text{отр}},$$
$$U_{2\text{пад}}=\beta U_{1\text{пад}}+\alpha U_{2\text{отр}}+\varepsilon U_{3\text{отр}}, \qquad (6.70)$$
$$U_{3\text{пад}}=\varepsilon U_{1\text{пад}}+\beta U_{2\text{отр}}+\alpha U_{3\text{отр}}.$$

Совместно решая уравнения (6.70), получаем

$$\Pi_2=\frac{U_{2\text{пад}}}{U_{1\text{пад}}}=\frac{\beta(1-\alpha\Gamma_3)+\varepsilon^2\Gamma_3}{(1-\alpha\Gamma_2)(1-\alpha\Gamma_3)-\beta\varepsilon\Gamma_2\Gamma_3}, \qquad (6.71)$$

$$\Gamma_{1\text{вх}}=\frac{U_{1\text{отр}}}{U_{1\text{пад}}}=$$
$$=\frac{\alpha+(\beta\varepsilon-\alpha^2)(\Gamma_2+\Gamma_3)+(\alpha^2+\beta^2+\varepsilon^2-3\alpha\beta\varepsilon)\Gamma_2\Gamma_3}{(1-\alpha\Gamma_2)(1-\alpha\Gamma_3)-\beta\varepsilon\Gamma_2\Gamma_3}, \qquad (6.72)$$

где $\Gamma_3$ определяется согласно (6.59).

Вычислив $\Pi_2$ и $\Gamma_{1\text{вх}}$, с помощью (6.58) можно найти номинальный коэффициент усиления мощности $K_{P\text{ном}}$. В качественно выполненном циркуляторе, т. е. при малых прямых и больших обратных потерях, $|\alpha|\ll 1$, $|\beta|\ll 1$ и $|\varepsilon|\approx 1$. Учитывая данные соотношения и отбрасывая величины второго порядка малости, можно преобразовать выражения (6.71) и (6.72) к виду

$$\Pi_2\approx\frac{\beta+\varepsilon^2\Gamma_3}{1-\alpha\Gamma_2-\alpha\Gamma_3-\beta\varepsilon\Gamma_2\Gamma_3}, \qquad (6.73)$$

$$\Gamma_{1\text{вх}}\approx\frac{\alpha+\beta\varepsilon(\Gamma_2+\Gamma_3)+\varepsilon^2\Gamma_2\Gamma_3}{1-\alpha\Gamma_2-\alpha\Gamma_3-\beta\varepsilon\Gamma_2\Gamma_3}. \qquad (6.74)$$

При коэффициенте отражения нагрузки $\Gamma_2=0$

$$\Pi_2\approx\beta+\frac{\varepsilon^2\Gamma_3}{1-\alpha\Gamma_3}, \qquad (6.75)$$

$$\Gamma_{1\text{вх}}\approx\alpha+\frac{\beta\varepsilon\Gamma_3}{1-\alpha\Gamma_3}. \qquad (6.76)$$

Построив годограф функции $\Gamma_{1\text{вх}}$, можно оценить устойчивость схемы. Для случая $\Gamma_2=0$ определим допустимое значение модуля коэффициента отражения $\Gamma_3$ при произвольном значении фазы, при котором система

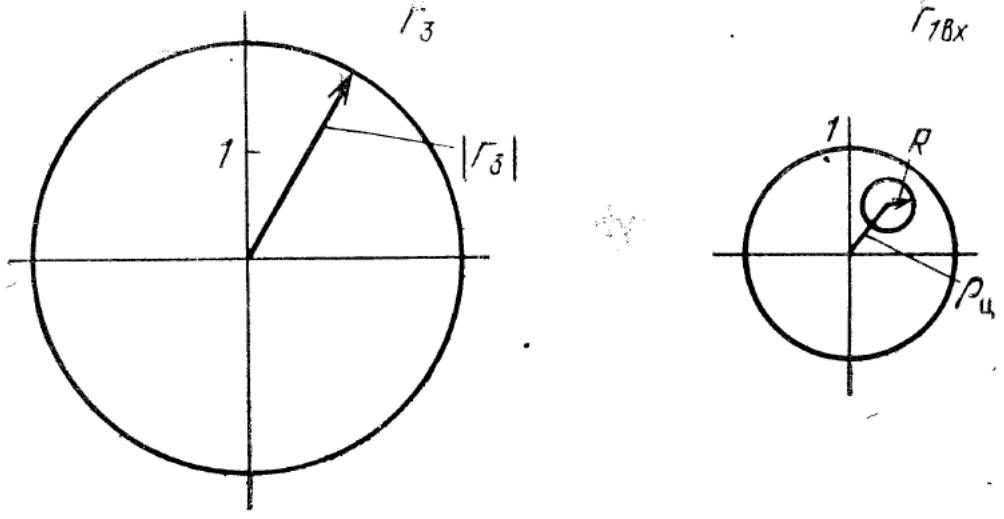



Рис. 6.14

устойчива: $|\Gamma_{1вх}|<1$. Воспользовавшись методом конформного отображения функций комплексной переменной [2.7], получим следующий результат. При зависимости (6.76) круг радиусом $|\Gamma_3|$ отобразится в плоскости функции $\Gamma_{1вх}$ в круг (рис. 6.14) радиусом

$$R=\frac{|\beta\varepsilon|\,|\Gamma_3|}{1-|\alpha|^2\,|\Gamma_3|^2} \tag{6.77}$$

с координатами центра окружности

$$\rho_ц=\frac{\alpha-\Delta\overset{*}{\alpha}\,|\Gamma_3|^2}{1-|\Delta|^2\,|\Gamma_3|^2}, \tag{6.78}$$

где $\Delta=\alpha^2-\beta\varepsilon$.

Согласно рис. 6.14 выполнение необходимого условия устойчивости $|\Gamma_{1вх}|<1$ эквивалентно неравенству $(R+|\rho_ц|)<1$, которое, учитывая (6.77) и (6.78), можно преобразовать к виду

$$1-|\alpha|^2-2|\beta\varepsilon|\,|\Gamma_3|+(|\Delta|^2-|\alpha|^2)\,|\Gamma_3|^2>0. \tag{6.79}$$

Разложив на множители левую часть выражения (6.79), получим условие устойчивости в виде

$$|\Gamma_3|<\frac{|\beta\varepsilon|-\sqrt{|\beta\varepsilon|^2-(1-|\alpha|^2)\,(|\Delta|^2-|\alpha|^2)}}{|\Delta|^2-|\alpha|^2}. \tag{6.80}$$

При $\alpha=0$

$$|\Gamma_3|\,|\beta\varepsilon|<1. \tag{6.81}$$

**Анализ усилителя отражательного типа с синфазным двухплечным сумматором и циркулятором.** В этом усилителе (рис. 6.1,*в*), как уже указывалось, сначала про-

изводится суммирование сигналов от двух диодов, а затем общий канал подключается к циркулятору. Анализ такого усилителя распадается на две части: вначале исследуется часть его схемы, где суммируются сигналы от двух диодов, в результате чего определяется коэффициент отражения $\Gamma_3$, затем — часть, содержащая циркулятор. Вторая половина задачи рассмотрена в предыдущем разделе. Пусть в качестве сумматора используется шестиполюсная схема — синхронный двухплечный сумматор (см. § 10.4). Матрица $S$-параметров такого сумматора имеет вид

$$[S]=\begin{bmatrix} S_{44} & S_{45} & S_{43} \\ S_{54} & S_{55} & S_{53} \\ S_{34} & S_{35} & S_{33} \end{bmatrix}. \tag{6.82}$$

Примем для $S$-параметров

$S_{44}=S_{55}=S_{33}=\alpha;$

$S_{45}=S_{54}=\beta;$

$S_{43}=S_{34}=S_{53}=S_{35}=\gamma.$

С учетом данных равенств система уравнений, описывающая работу сумматора на рис. 6.1,*в*, примет вид

$$\begin{aligned} U_{4\text{отр}}&=\alpha U_{4\text{пад}}+\beta U_{5\text{отр}}+\gamma U_{3\text{отр}},\\ U_{5\text{пад}}&=\beta U_{4\text{пад}}+\alpha U_{5\text{отр}}+\gamma U_{3\text{отр}},\\ U_{3\text{пад}}&=\gamma U_{4\text{пад}}+\gamma U_{5\text{отр}}+\alpha U_{3\text{отр}}. \end{aligned} \tag{6.83}$$

Совместно решая уравнения (6.83), получаем

$$\Gamma_3=\frac{U_{3\text{отр}}}{U_{3\text{пад}}}=$$

$$=\frac{\alpha+(\gamma^2-\alpha^2)(\Gamma_4+\Gamma_5)+[2\gamma^2(\beta-\alpha)+\alpha(\alpha^2-\beta^2)]\Gamma_4\Gamma_5}{(1-\alpha\Gamma_4)(1-\alpha\Gamma_5)-\beta^2\Gamma_4\Gamma_5}, \tag{6.84}$$

где $\Gamma_4$ и $\Gamma_5$ — коэффициенты отражения цепей с диодами, определяемые согласно (6.59).

При малых значениях собственных коэффициентов отражения сумматора со стороны всех входов ($|\alpha|\ll 1$) и хорошей развязке между входами *4* и *5*, к которым подключены диоды ($|\beta|\ll 1$), пренебрегая величинами второго порядка малости из (6.84), имеем

$$\Gamma_3=\frac{\alpha+\gamma^2(\Gamma_1+\Gamma_2)+2\gamma^2(\beta-\alpha)\Gamma_4\Gamma_5}{1-\alpha\Gamma_4-\alpha\Gamma_5}. \tag{6.85}$$

При $\alpha=0$ и $\beta=0$ $\Gamma_3=\gamma^2(\Gamma_4+\Gamma_5)$. При $\Gamma_4=\Gamma_5$ и синфазном сумматоре на четвертьволновых линиях ($\gamma=-j/\sqrt{2}$, см. § 10.4) $\Gamma_3=-\Gamma_4$. С помощью полученных выражений можно рассчитать диодный усилитель отражательного типа с циркулятором и мостовым устройством.

**Конструкция диодных усилителей отражательного типа.** Рассмотрим вначале согласующие цепи в диодных усилителях, с помощью которых производится трансформация комплексного сопротивления диода $Z_д$ в требуемое значение $Z_{вх}$ или преобразование коэффициента отражения $\Gamma_д$ в $\Gamma_{вх}$ (см. § 6.2 и рис. 6.5). Обычно для этого используют СВЧ ступенчатый трансформатор волноводного, коаксиального или полоскового типа [5.5, 6.5] (рис. 6.15).

Мощность диодных усилителей повышают путем сложения с помощью сумматоров сигналов, отражаемых от диодов. Схема и топология подобного усилителя с четырьмя IMPATT диодами и тремя двухплечными сумматорами на микрополосковых линиях (см. § 10.4) при-

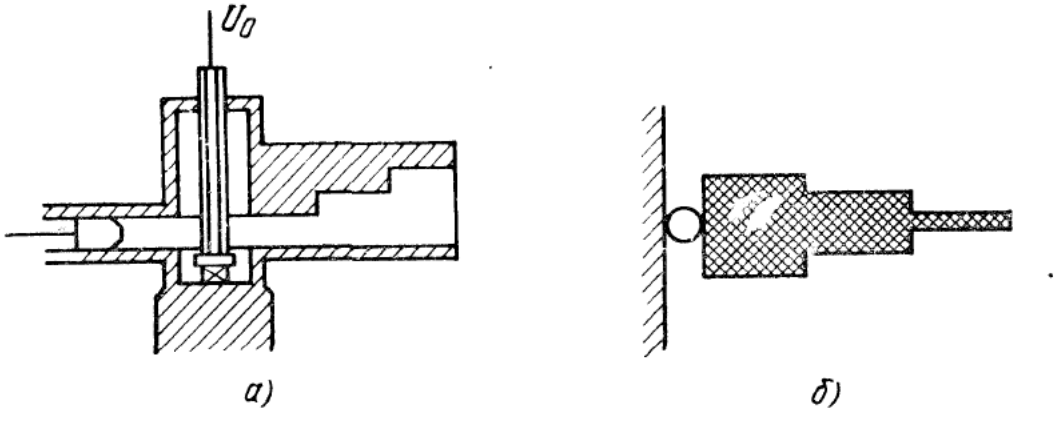



Рис. 6.15

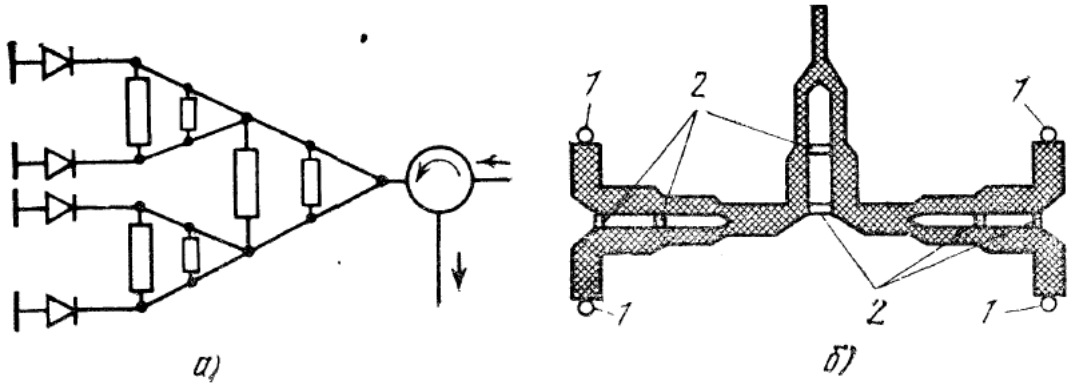



Рис. 6.16

ведена на рис. 6.16, где *1* — диод; *2* — резистор [6.8]. Основные параметры усилителя: выходная мощность 8 ... 9 Вт, коэффициент усиления 5 ... 6 дБ, КПД 5%, средняя частота 5,23 ГГц, полоса пропускания 350 МГц.

Схема другого двухкаскадного усилителя с мостовыми устройствами квадратурного типа приведена на рис. 6.17 [6.12]. Межкаскадная развязка усилителей осуществляется с помощью циркулятора. В выходном каскаде суммируется мощность двух усилителей или четырех кремниевых IMPATT диодов. Предварительный каскад включает два арсенидгаллиевых IMPATT диода. Основные параметры усилителя: полоса частот 6 ... ... 6,25 ГГц, выходная мощность 4 Вт, коэффициент усиления 18 дБ.

Коэффициент усиления $K_P$ одного усилителя отражательного типа обычно не превышает 10 ... 15 дБ (см. рис. 6.12,*а*). Поэтому если необходимо получить боль-

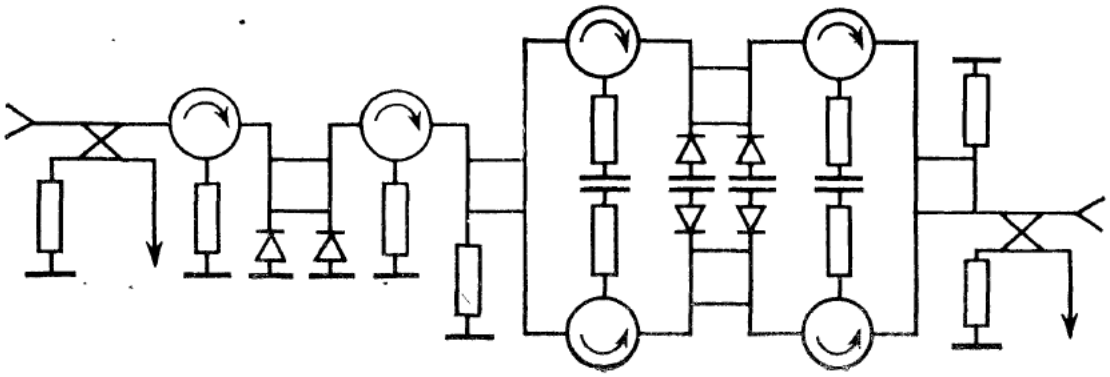


Рис. 6.17

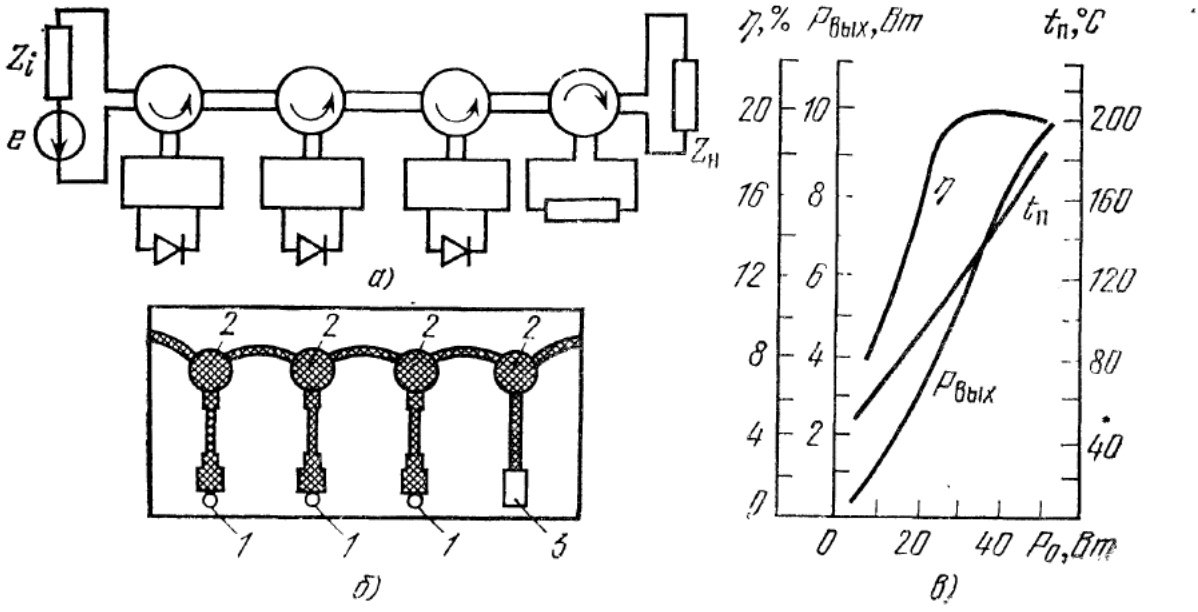



Рис. 6.18

шее значение $K_P$, то последовательно включают несколько каскадов (рис. 6.18,*а*, *б*, где *1* — диод; *2* — циркулятор; *3* — резистор) [6.7]. В выходном каскаде такого усилителя используют диод в IMPATT режиме, состоящий из четырех кристаллов, в промежуточном — из двух, во входном — из одного. Выходная импульсная мощность усилителя при длительности импульса 50 мкм составляет 4 Вт в полосе частот 9 ... 9,8 ГГц при коэффициенте усиления 18 дБ.

Средняя частота другого усилителя подобного типа равна 7 ... 7,5 ГГц, полоса пропускания 150 ... 200 МГц, коэффициент усиления одного каскада 10 ... 11 дБ [5.34].

На рис. 6.18,*в* построены характеристики выходного каскада этого усилителя с арсенидгаллиевым диодом в IMPATT режиме из четырех кристаллов.

## 6.5. УСИЛИТЕЛЬ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ТИПА С БЕГУЩЕЙ ВОЛНОЙ

Для лучшего понимания работы такого усилителя приведем сначала известные выражения, описывающие распространение волны в фидерной линии (рис. 6.19,*а*). Исследование этого процесса основывается на решении двух линейных уравнений с частными производными при

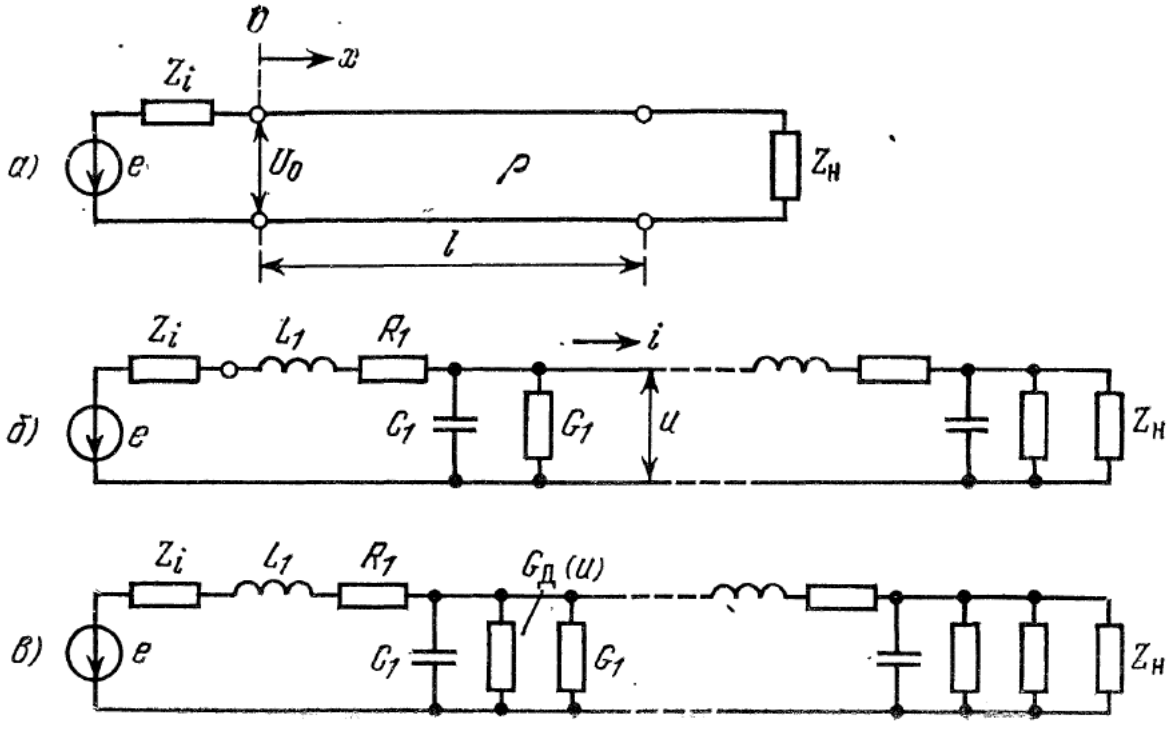



Рис. 6.19

определенных начальном ($t=0$) и граничном ($x=0$ и $x=l$) условиях

$$-\frac{\partial u}{\partial x}=R_1 i+L_1\frac{\partial i}{\partial t},$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x}=G_1 u+C_1\frac{\partial u}{\partial t}, \qquad (6.86)$$

где $R_1$, $G_1$, $L_1$, $C_1$ — погонные параметры линии (рис. 6.19,*б*).

Совместно решая уравнения (6.86), получаем

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}=R_1G_1u+R_1C_1\frac{du}{dt}+G_1L_1\frac{\partial u}{\partial t}+L_1C_1\frac{\partial^2 u}{\partial t^2}. \qquad (6.87)$$

При входном гармоническом сигнале решением уравнения (6.87) в установившемся режиме является $u=\dot{U}e^{j\omega t}$, где $\dot{U}$ — комплексная амплитуда напряжения, зависящая от координаты $x$. Для производных имеем

$$\frac{\partial u}{\partial t}=j\omega u;\quad \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}=-\omega^2 u.$$

С их учетом уравнение (6.87) преобразуем к виду

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}=\gamma_0^2 u, \qquad (6.88)$$

где $\gamma_0=\pm\sqrt{Z_1Y_1}=\pm(\alpha_0+j\beta_0)$ — постоянная распространения; $Z_1=R_1+j\omega L_1$; $Y_1=G_1+j\omega C_1$; $\alpha_0$ — постоянная затухания; $\beta_0$ — фазовая постоянная.

При $R_1\ll\omega L_1$ и $G_1\ll\omega C_1$

$$\alpha_0=\frac{R_1}{2\rho}+\frac{G_1\rho}{2};\quad \beta_0=\omega\sqrt{L_1C_1};\quad \rho=\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}. \qquad (6.89)$$

При бесконечно длинной линии или согласовании нагрузки с линией ($Z_н=\rho$) в ней распространяется только падающая волна от генератора к нагрузке. При этом в установившемся режиме

$$u=U_0e^{-\gamma_0 x}e^{j\omega t}=U_0e^{-\alpha_0 x}e^{j(\omega t-\beta_0 x)}, \qquad (6.90)$$

где $U_0$ — амплитуда волны в начале линии.

Справедливость решения (6.90) легко проверить, подставив его в уравнение (6.88). Этот результат можно записать иначе:

$$u=U_0e^{-\alpha_0 x}\cos(\omega t-\beta_0 x), \qquad (6.91)$$

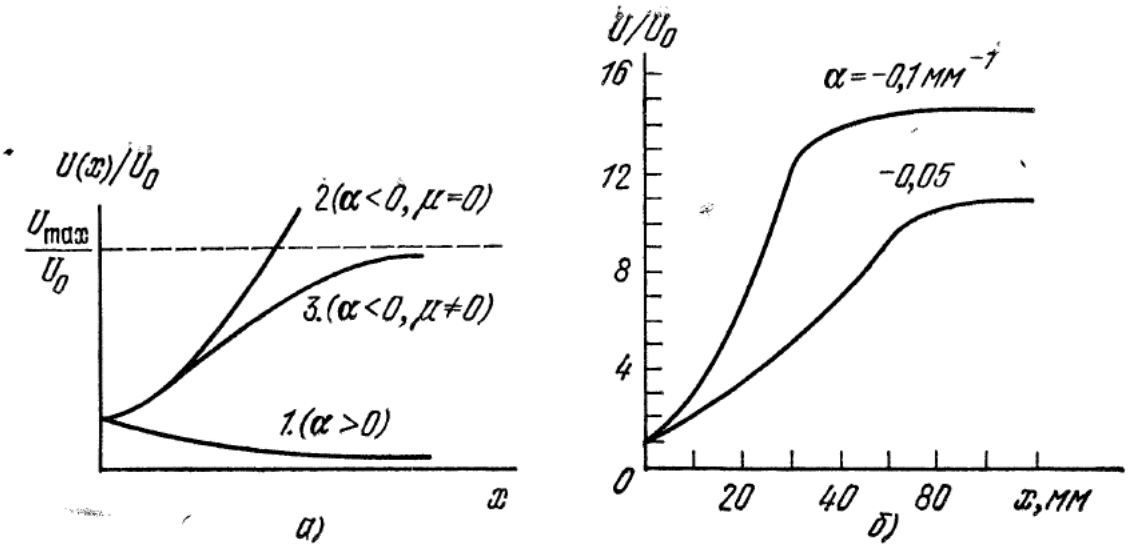



Рис. 6.20

Согласно (6.90) и (6.91) амплитуда сигнала вдоль линии убывает по экспоненциальному закону $|U(x)|=U_0 e^{-\alpha_0 x}$ (график *1* на рис. 6.20,*а*). Теперь усложним поставленную задачу. Представим, что линия проходит через среду с распределенной активной проводимостью $G_д$, зависящей от амплитуды сигнала и имеющей отрицательную составляющую $G_{д0}$ (рис. 6.19,*в*):

$$G_д(u) = -G_{д0} + \mu F_1(u), \tag{6.92}$$

где $F_1(u)$ — некоторая нелинейная функция; $\mu$ — постоянный коэффициент.

С учетом (6.92) уравнения (6.86) примут вид

$$\left.\begin{aligned} -\frac{\partial u}{\partial x} &= R_1 i + L_1 \frac{\partial i}{\partial t}, \\ -\frac{\partial i}{\partial x} &= G_1 u + C_1 \frac{\partial u}{\partial t} + G_д(u)\, u. \end{aligned}\right\} \tag{6.93}$$

Дифференцируя первое уравнение по $x$, получаем

$$-\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = R_1 \frac{\partial i}{\partial x} + L_1 \frac{\partial\left(\frac{\partial i}{\partial x}\right)}{\partial t}. \tag{6.94}$$

Подставив второе уравнение (6.93) в (6.94), после несложных преобразований имеем

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = -R_1 G_0 u + (R_1 C_1 - G_0 L_1)\frac{\partial u}{\partial t} + L_1 C_1 \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + \\ + R_1 \mu F_1(u)\, u + L_1 \mu \frac{\partial [F_1(u)\, u]}{\partial t}, \tag{6.95}$$

где $G_0 = G_{д0} - G_1$ — постоянная составляющая погонной активной проводимости.

Как и ранее, введем постоянные затухания и фазы сигнала:

$$\alpha = \frac{R_1}{2\rho} - \frac{G_0\rho}{2} \quad \text{и} \quad \beta = \omega\sqrt{L_1C_1}. \tag{6.96}$$

С учетом (6.96) уравнение (6.95) примет вид

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - \frac{\beta^2}{\omega^2}\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = \frac{2\alpha\beta}{\omega}\frac{\partial u}{\partial t} - R_1G_0u + \mu\psi(u, t), \tag{6.97}$$

где

$$\psi(u, t) = R_1F_1(u)u + L_1\frac{\partial[F_1(u)u]}{\partial t} \tag{6.98}$$

— нелинейная функция.

Уравнение (6.97) в отличие от (6.87) и (6.88) является нелинейным, поскольку оно содержит дополнительный нелинейных член $\psi(u, t)$.

При выполнении условия $\mu \ll 1$ уравнение (6.97) является квазилинейным как содержащее малый нелинейный член, поэтому его можно решить с помощью метода медленно меняющихся амплитуд [6.23]. При $\mu = 0$ уравнения (6.97) и (6.87) совпадают, их решением является выражение (6.91). Причем при $\alpha > 0$ амплитуда колебаний в линии затухает, при $\alpha < 0$ — нарастает из-за действия отрицательной активной проводимости. При $\mu \ll 1$ решение уравнения (6.97) в установившемся режиме можно искать в виде, близком к (6.91):

$$u = U(x)\cos[\omega t - \beta x - \theta(x)] = U(x)\cos\tau, \tag{6.99}$$

где $U(x)$, $\theta(x)$ — медленно меняющиеся функции; $\tau = \omega t - \beta x - \theta(x)$.

Составим укороченные уравнения, позволяющие согласно методу медленно меняющихся амплитуд найти законы изменения амплитуды и фазы бегущей волны. Производные функции (6.99)

$$\frac{\partial u}{\partial x} = \frac{\partial U(x)}{\partial x}\cos[\omega t - \beta x - \theta(x)] -$$

$$- U(x)\left[-\beta - \frac{\partial\theta(x)}{\partial x}\right]\sin[\omega t - \beta x - \theta(x)]. \tag{6.100}$$

Из-за медленного изменения по длине линии фазы и амплитуды падающей волны считаем

$$\frac{\partial \theta(x)}{\partial x} \ll \beta \text{ и } \frac{\partial U(x)}{\partial x} \ll \beta U(x)$$

и поэтому

$$\frac{\partial u}{\partial x} = \beta U(x) \sin[\omega t - \beta x - \theta(x)] = \beta U(x) \sin \tau, \qquad (6.101)$$

где $\tau = \omega t - \beta x - \theta(x)$.

Для других производных получим

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \beta \frac{\partial U(x)}{\partial x} \sin \tau + \beta U(x) \left[ -\beta - \frac{\partial \theta(x)}{\partial x} \right] \cos \tau, \qquad (6.102)$$

$$\frac{\partial u}{\partial t} = -\omega U(x) \sin \tau, \qquad (6.103)$$

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = -\omega^2 U(x) \cos \tau. \qquad (6.104)$$

Сравнивая (6.100) и (6.101), можно заметить, что

$$\frac{\partial U(x)}{\partial x} \cos \tau + U(x) \frac{\partial \theta(x)}{\partial x} \sin \tau = 0. \qquad (6.105)$$

Подставив (6.99), (6.102)—(6.104) в уравнение (6.97), получим

$$\beta \frac{\partial U(x)}{\partial x} \sin \tau - \beta U(x) \frac{\partial \theta(x)}{\partial x} \cos \tau = \Phi(x, \tau), \qquad (6.106)$$

где

$$\Phi(x, \tau) = -2\alpha\beta U(x) \sin \tau - R_1 G_0 U(x) \cos \tau + \mu\psi(u, t). \qquad (6.107)$$

Совместное решение уравнений (6.105) и (6.106) позволяет разделить функции, характеризующие амплитуду и фазу сигнала:

$$\frac{\partial \theta(x)}{\partial x} = -\frac{1}{\beta U(x)} \Phi(x, \tau) \cos \tau, \qquad (6.108)$$

$$\frac{\partial U(x)}{\partial x} = \frac{1}{\beta} \Phi(x, \tau) \sin \tau. \qquad (6.109)$$

Правые части уравнений (6.108) и (6.109) являются периодическими функциями $\tau$. Разложив их в ряд Фурье относительно $\tau$ и ограничившись постоянной составляющей ряда, получим в соответствии с методом медленно

меняющихся амплитуд укороченные уравнения [6.23], позволяющие определить амплитуду и изменение фазы бегущей волны вдоль линии в установившемся режиме работы:

$$\frac{\partial U(x)}{\partial x} = \frac{1}{2\pi\beta}\int_0^{2\pi} \Phi(x, \tau)\sin\tau d\tau, \tag{6.110}$$

$$\frac{\partial \theta(x)}{\partial x} = -\frac{1}{2\pi\beta U(x)}\int_0^{2\pi} \Phi(x, \tau)\cos\tau d\tau. \tag{6.111}$$

Разложим нелинейную функцию $F_1(u)$, характеризующую активную проводимость (см. (6.92)), в ряд Тейлора

$$G_{\text{д}}(u) = -G_{\text{д}0} + \mu\sum_{n=1}^{n} a_n u^n. \tag{6.112}$$

С учетом (6.112) функции (6.98) и (6.107) примут вид

$$\psi(u, t) = R_1 u\sum_{n=1}^{n} a_n u^n + L_1\frac{\partial\left[u\sum_{n=1}^{n} a_n u^n\right]}{\partial t} =$$

$$= R_1(a_1u^2 + a_2u^3 + a_3u^4 + \ldots) + L_1\left(a_1\frac{\partial u^2}{\partial t} + \right.$$

$$\left. + a_2\frac{\partial u^3}{\partial t} + a_3\frac{\partial u^4}{\partial t} + \ldots\right);$$

$$\Phi(x, \tau) = -2\alpha\beta U(x)\sin\tau - R_1G_0U(x)\cos\tau +$$

$$+ \mu R_1[a_1U^2(x)\cos^2\tau + a_2U^3(x)\cos^3\tau + \ldots] -$$

$$- \mu\omega L_1\sin\tau[2a_1U^2(x)\cos\tau + 3a_2U^3(x)\cos^2\tau + \ldots].$$

Вычислив интеграл $\int_0^{2\pi}\Phi(x, \tau)\sin\tau d\tau$ и подставив результат в (6.110), получим дифференциальное уравнение, позволяющее определить амплитуду сигнала:

$$\frac{\partial U(x)}{\partial x} = -\alpha U(x) - \frac{3}{8}\mu a_2\rho U^3(x) - \frac{5}{16}\mu a_4\rho U^5(x) -$$

$$- \frac{7}{32}\mu a_6\rho U^7(x)\ldots, \tag{6.113}$$

где учтено, что $\omega L_1 = \beta\rho$.

Дифференциальное уравнение (6.113) можно решить методом разделения переменных. Учитывая граничное условие: при $x=0$ амплитуда $U(0)=U_0$, где $U_0$ — амплитуда входного сигнала, из (6.113) получаем

$$\int_{U_0}^{U} \frac{dU(x)}{\alpha U(x) + \sum_{n=2}^{n} a_{2n-1} U^{2n-1}(x)} = -\int_0^x dx. \qquad (6.114)$$

В частном случае, ограничившись двумя первыми членами в правой части уравнения (6.113), имеем

$$\int_{U_0}^{U} \frac{dU(x)}{\alpha U(x) + bU^3(x)} = -\int_0^x dx, \qquad (6.115)$$

где $b=(3/8)\mu\rho$; $a_2=1$.

Произведя интегрирование, получим

$$U(x)=U_0 e^{-\alpha x} \Big/ \sqrt{1+\frac{3}{8}\frac{\mu\rho}{\alpha}U^2_0(1-e^{-2\alpha x})}. \qquad (6.116)$$

Графики функции (6.116) построены на рис. 6.20,*б*. На начальном участке амплитуда бегущей волны возрастает по экспоненциальному закону $|U(x)| \approx U_0 e^{|\alpha| x}$; затем рост амплитуды замедляется, стремясь при $x \to \infty$ к значению $U_{max}=\sqrt{8|\alpha|/3\mu\rho}$, или при $\alpha \approx -G_0\rho/2$ к $U_{max}=\sqrt{4G_0/3\mu}$ (см. (6.96)).

Последнее выражение имеет ясный физический смысл: при большой отрицательной составляющей ($G_0$), распределенной проводимости и малом значении ее положительной составляющей (параметр $\mu$ в выражении (6.92)) в усилителе можно получить большую амплитуду усиливаемого сигнала. Таким образом, линейное приближение рассматриваемой задачи ($\mu=0$) дает результат в виде экспоненциально возрастающей амплитуды падающей волны вдоль линии передачи, квазилинейное ($\mu \ll 1$) позволяет выявить дополнительный эффект — установить постепенное замедление роста амплитуды волны, стремящейся к некоторому постоянному значению $U_{max}$ (рис. 6.20). С помощью выражений для $U(x)$ (6.116) и $U_{max}$ найдем длину линии $x=l$, при

которой отношение амплитуд равно заданному значению $\xi = U(x)/U_{max} < 1$:

$$l = \frac{1}{2|\alpha|} \ln \frac{(U_{max}/U_0)^2 - 1}{(1/\xi)^2 - 1}. \qquad (6.117)$$

При $\xi = 0{,}95$

$$l = \frac{1}{2|\alpha|} \ln \left[ 10 \left( \left( \frac{U_{max}}{U_0} \right)^2 - 1 \right) \right]. \qquad (6.118)$$

Выходная мощность усилителя с бегущей волной и коэффициент усиления мощности

$$P_{вых} = \frac{|U(x)|^2}{2\rho} \quad \text{и} \quad K_P = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{|U(x)|^2}{|U_0|^2}.$$

С учетом выражения для $U_{max}$ максимальная выходная мощность

$$P_{вых\,max} = \frac{32|\alpha|}{9\mu\rho^2} \approx \frac{8G_0}{9\mu\rho}. \qquad (6.119)$$

При допустимом снижении выходной мощности в $\xi^2$ раз относительно максимального значения длина линии $x = l$ определяется согласно (6.117). При этом

$$K_P = e^{-2\alpha l} \Big/ \left[ 1 + \frac{3\mu\rho^2}{8\alpha} (1 - e^{-2\alpha l}) P_{вх} \right], \qquad (6.120)$$

где $P_{вх} = |U_0|^2/2\rho$ — входная мощность.

В области насыщения при $e^{-2\alpha l} \gg 1$ из (6.120) имеем

$$K_{Рнас} = 8|\alpha|/3\mu\rho^2 P_{вх}. \qquad (6.121)$$

Из выражений (6.120) и (6.121) следует, что коэффициент усиления мощности уменьшается с повышением входной мощности сигнала.

При допущении, принятом при записи (6.115), согласно (6.111) получим дифференциальное уравнение, позволяющее определить изменение фазы сигнала вдоль линии:

$$\frac{\partial\theta(x)}{\partial x} = \frac{1}{2} \frac{R_1 G_0}{\beta} - \frac{3}{8} \frac{\mu}{\beta} R_1 U^2(x).$$

При значениях $x$, соответствующих области насыщения амплитудной характеристики (6.116) (см. рис. 6.20), $\theta(x) = R^2_1 x/2\beta\rho^2$.

При этом выражение (6.99) для бегущей волны примет вид

$$u=U(x)\cos\left[\omega t-\beta x-(R^2_1 x/2\beta\rho^2)\right],$$

где $U(x)$ определяется согласно (6.116).

Нами рассмотрена теоретическая модель усилителя бегущей волны с распределенной отрицательной активной проводимостью. Можно назвать три вида практической реализации данного принципа усиления сигнала. Первый — лампа бегущей волны типа О. Здесь в системе с распределенными параметрами — замедляющей структуре — электронный пучок возбуждает высокочастотное поле (рис. 6.21,*а*). При этом дифференциальные уравнения, описывающие работу системы, можно представить в виде

$$-\frac{\partial u}{\partial x}=R_1 i+L_1\frac{\partial i}{\partial t},$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x}=G_i u+C_1\frac{\partial u}{\partial t}-\frac{\partial i_{\text{кон}}}{\partial t}, \qquad (6.122)$$

где $i_{\text{кон}}$ — конвекционный ток пучка.

Возбуждение поля в замедляющей структуре за счет дополнительного внешнего источника эквивалентно внесению в нее распределенной отрицательной активной проводимости, что и приводит к усилению сигнала. Поэтому уравнения (6.93) и (6.122), отличающиеся только нелинейным членом, можно считать идентичными. В линейном приближении, решая уравнения (6.122), получаем экспоненциальную зависимость напряженности поля от координаты. Учет нелинейных эффектов позволяет найти область насыщения, определить оптимальные параметры прибора, в том числе длину замедляющей системы.

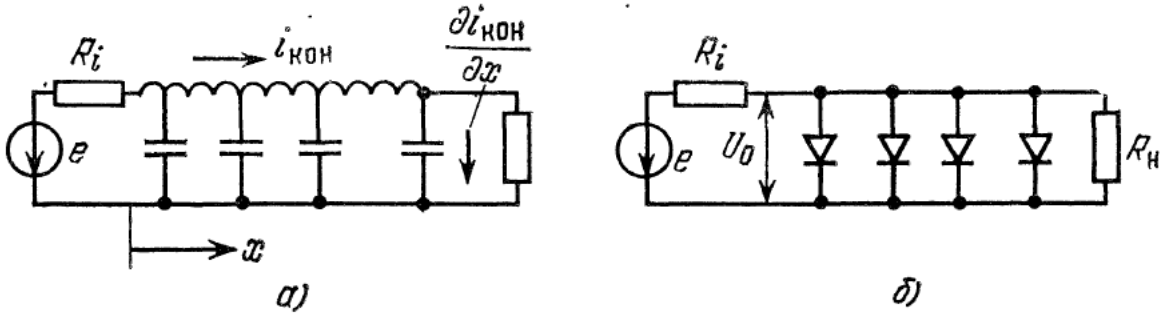



Рис. 6.21

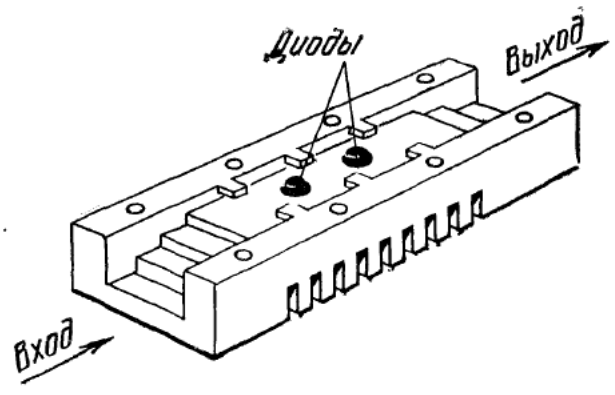



Рис. 6.22

Второй вид — усилитель бегущей волны — можно представить длинной линией с включенными вдоль нее СВЧ полупроводниковыми диодами, имеющими отрицательную активную проводимость (рис. 6.21,*б*). Пример практической реализации подобного усилителя с двумя ЛПД, включенными в волноводный тракт, приведен на рис. 6.22 [6.9, 6.10]. Основные параметры усилителя: выходная мощность 1 Вт, коэффициент усиления 6 дБ, полоса пропускания 8,8 ... 9,8 ГГц. Преимуществом усилителя является отсутствие в нем циркуляторов, недостатком — сложность согласования между отдельными секциями с диодами.

В этом отношении более перспективным является третий вид — усилитель бегущей волны, основанный на использовании эффекта Ганна [6.19]. Как было показано в § 4.2, в диоде Ганна при определенных условиях возможен режим бегущей волны, при котором происходит возрастание малого возмущения объемного заряда в твердом теле (обычно используется арсенид галлия $n$-типа) от катода к аноду по экспоненциальному закону (см. рис. 4.4,*в*). Такой усилитель (рис. 4.9) состоит из рабочего тела, к концам которого подключены две фидерные линии — входная и выходная. Его разновидностью является устройство, называемое транзистором бегущей волны — ТБВ (рис. 6.23,*а*) [6.16, 6.17]. Работа ТБВ основана на комплексном использовании транзисторного механизма возбуждения сигнала и его усилении в диоде Ганна в режиме бегущей волны (рис. 6.23,*б*).

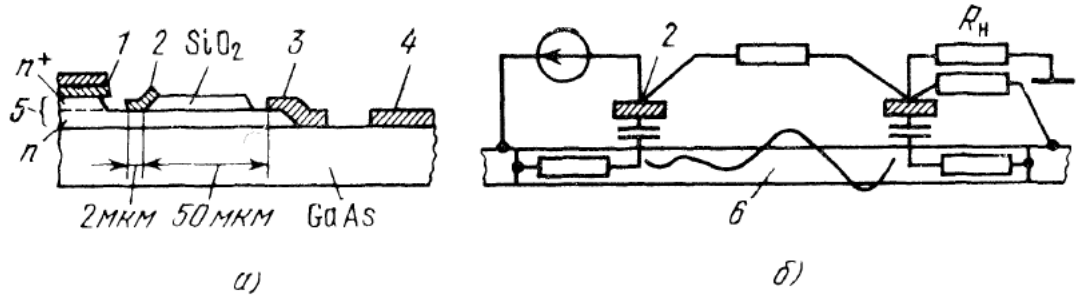



Рис. 6.23

Рабочим телом усилителя является эпитаксиальный слой *5* арсенида галлия *n*-типа толщиной 2 мкм, выращенный на полупроводниковой подложке. Электрод с барьером Шоттки (*2*) возбуждает сигнал. Инжектированный сигнал, преобразованный в бегущую волну пространственного заряда, распространяется вдоль тела прибора *6*. Амплитуда волны при этом возрастает по закону, описываемому выражением (6.116). На выходе усилителя с помощью электрода с барьером Шоттки происходит процесс обратного преобразования волны пространственного заряда в электромагнитные колебания. В состав прибора также входят катод *1*, коллектор *3* и экран *4*.

Согласно [6.17] в одном из типов ТБВ в полосе частот 8 ... 12 ГГц коэффициент усиления $K_P$=15 ... ... 20 дБ. В другом случае [6.16] при частоте 9,2 ГГц с помощью ТБВ был получен $K_P$=28 дБ. Следует отметить положительные свойства ТБВ — большую широкополосность и высокий коэффициент усиления. Время пролета носителей заряда в ТБВ может существенно превышать период высокочастотных колебаний. В этом смысле ТБВ по принципу действия близок к лампе бегущей волны. В заключение следует отметить, что разработка ТБВ находится пока на начальной стадии и ограничивается созданием только лабораторных образцов [6.16, 6.17]. Перспектива практического использования ТБВ в СВЧ радиопередатчиках во многом определяется успехами, которые будут достигнуты в результате проводимых исследований по данной проблеме.

ГЛАВА 7

# СВЧ ДИОДНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

## 7.1. ПАРАМЕТРЫ СВЧ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Параметры, характеризующие работу автогенератора, можно разбить на две группы. К первой относятся величины, определяющие энергетические свойства автогенератора: выходная колебательная мощность сигнала $P_1$, потребляемая мощность от источника постоянного тока $P_0$; КПД $\eta=P_1/P_2$; мощность высших гармоник сигнала $P_n$. Ко второй группе относятся параметры, характеризующие частотные свойства автогенератора: диа-

пазон частот $f_{min} \ldots f_{max}$, в пределах которого возможна механическая, электрическая или электронная перестройка частоты; требуемое значение частоты сигнала автогенератора, которое будем называть номинальным, $f_{ном}$ ($f_{min} \leqslant f_{ном} \leqslant f_{max}$); долговременная нестабильность частоты за определенный интервал времени; кратковременная нестабильность частоты; кратковременная нестабильность фазы сигнала; параметры, определяющие шумовые свойства автогенератора.

Смысл двух первых частотных параметров достаточно ясен и не требует дополнительных пояснений. Остановимся более подробно на остальных понятиях. Сигнал, генерируемый любым автогенератором, не является абсолютно монохроматическим. Из-за различных физических причин происходят изменения амплитуды и фазы этого сигнала, которые иногда носят регулярный характер, а иногда случайный. В результате сигнал автогенератора можно представить в виде

$$u(t)=[U_0+\Delta U_1(t)+\Delta U_2(t)+\Delta U_{ш}(t)]\times$$
$$\times\cos[\omega_{ном}t+\varphi_1(t)+\varphi_2(t)+\varphi_{ш}(t)], \qquad (7.1)$$

где $\Delta U_1(t)$ и $\varphi_1(t)$ — функции, определяющие относительно медленные изменения амплитуды и фазы сигнала из-за изменения внешних условий работы, например температуры окружающей среды или старения элементов автогенератора; $\Delta U_2(t)$ и $\varphi_2(t)$ — функции, характеризующие периодические или близкие к ним изменения амплитуды и фазы сигнала, например, из-за пульсаций питающего напряжения или воздействия на аппаратуру механических вибраций; $\Delta U_{ш}(t)$ и $\varphi_{ш}(t)$ — функции описывающие случайные изменения амплитуды и фазы сигнала, которые обусловлены физическими процессами, протекающими в электронных приборах, например дробовые флюктуации потока носителей заряда или фликкер-эффект [7.1].

На основании выражения для мгновенной частоты

$$f(t)=\frac{1}{2\pi}\frac{d\Phi(t)}{dt},$$

где $\Phi(t)$ — фаза сигнала, с учетом (7.1) получим

$$f(t)=f_{ном}+\Delta f_1(t)+\Delta f_2(t)+\Delta f_{ш}(t), \qquad (7.2)$$

где

$$\Delta f_1(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d\varphi_1(t)}{dt}, \quad \Delta f_2(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d\varphi_2(t)}{dt},$$

$$\Delta f_{ш}(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d\varphi_{ш}(t)}{dt} —$$

— функции, определяющие медленные, периодические или близкие к ним и случайные изменения частоты соответственно.

Как правило, средние значения функций $\Delta f_2(t)$ и $\Delta f_{ш}(t)$ на конечном интервале времени $\tau$ можно принять близким к нулю:

$$\frac{1}{\tau}\int_0^{\tau}\Delta f_2(t)\,dt \approx 0 \text{ и } \frac{1}{\tau}\int_0^{\tau}\Delta f_{ш}(t)\,dt \approx 0. \qquad (7.3)$$

Пример зависимости (7.2) приведен на рис. 7.1.

Различают два вида нестабильности частоты: долговременную и кратковременную. Первая связана с относительно медленными изменениями частоты сигнала за выбранное время $t_0$, вторая — с более быстрыми изменениями частоты в результате воздействия на автогенератор какой-либо внешней периодической силы или физических процессов, протекающих в самом автогенераторе и описываемых случайными функциями.

Кратковременная нестабильность частоты, тесно связанная с понятием нестабильности фазы сигнала, в некоторых случаях играет решающую роль в определении свойств радиосистем. Например, разрешающая способность и дальность действия доплеровской радиолокационной станции во многом зависят от кратковременной нестабильности частоты, определяющей ширину спектральной линии излучаемого сигнала [7.7].

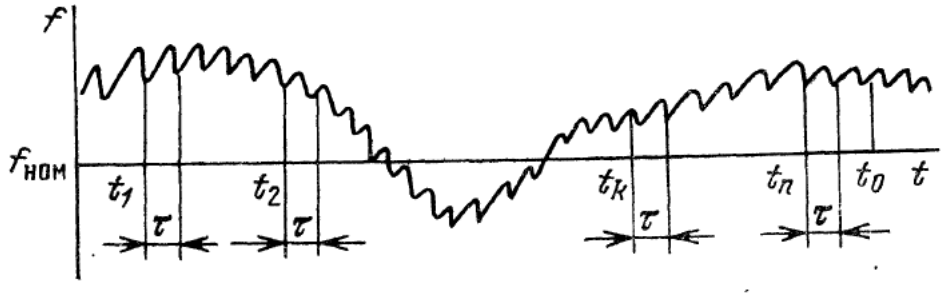



Рис. 7.1

**Долговременная нестабильность частоты за время $t_0$.** Произведем $N$ измерений частоты сигнала за время $t_0$, длительность каждого измерения $\tau$ (рис. 7.1). Для функции (7.2) среднее значение частоты при $k$-м измерении

$$f_{\text{ср}\,k} = \frac{1}{\tau}\int_{t_k}^{t_k+\tau} f(t)\,dt = f_{\text{ном}} + \frac{1}{\tau}\int_{t_k}^{t_k+\tau} \Delta f_1(t)\,dt. \qquad (7.4)$$

Здесь учтены допущения (7.3).

Выражение (7.4) позволяет определить долговременную нестабильность частоты сигнала за время $t_0$: ее максимальное значение

$$\Delta f_{\text{дл max}} = \Delta f_{\text{ср}k\text{max}} = f_{\text{ср}k\text{max}} - f_{\text{ном}}$$

и усредненное значение по $N$ измерениям

$$\Delta f_{\text{дл ср}} = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}(f_{\text{ср}\,k} - f_{\text{ном}}).$$

Время $t_0$ определяется конкретными условиями работы, например, длительностью сеанса связи в системах радиосвязи или общим сроком действия аппаратуры. В одних случаях величина $t_0$ не превышает 10 с, в других может составлять 1 год и более.

**Кратковременная нестабильность частоты.** Под этой величиной понимают среднеквадратическое значение флюктуаций частоты относительно среднего значения. Учитывая допущения (7.3), получаем

$$\Delta f_{\text{ск2}} = \sqrt{\frac{1}{t_0}\int_0^{t_0} [\Delta f_2(t)]^2\,dt}, \qquad (7.5)$$

$$\Delta f_{\text{скш}} = \sqrt{\frac{1}{t_0}\int_0^{t_0} [\Delta f_{\text{ш}}(t)]^2\,dt}. \qquad (7.6)$$

Величина $\Delta f_{\text{ск2}}$ определяет кратковременную нестабильность частоты по отношению к периодическим изменениям частоты сигнала, $\Delta f_{\text{скш}}$ — по отношению

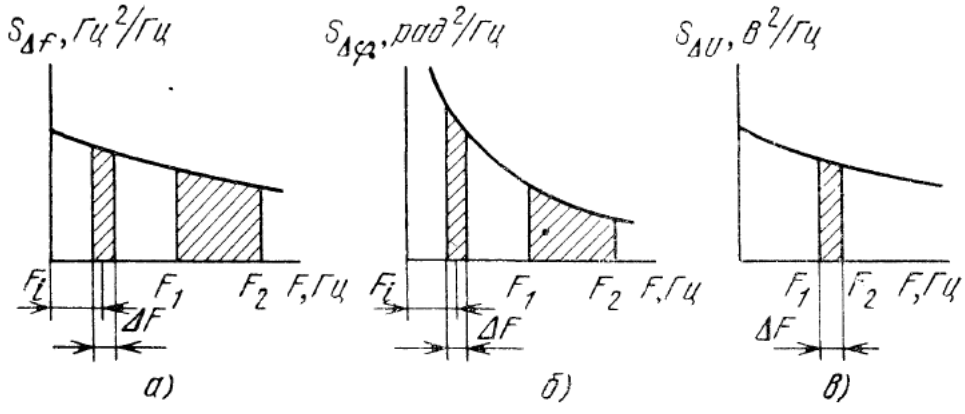



Рис. 7.2

к флюктуациям случайного характера. Примем

$$\Delta f_2(t) = \sum_{k=1}^{n} \Delta f_{mk} \cos \Omega_k t. \tag{7.7}$$

Согласно (7.5) функция (7.7)

$$\Delta f_{ск2} = 0{,}5 \sqrt{\sum_{k=1}^{n} (\Delta f_{mk})^2}\,. \tag{7.8}$$

Прежде чем перейти к определению величины $\Delta f_{скш}$, приведем некоторые положения теории случайных процессов [7.6]. Пусть функция $\Delta f_ш(t)$ описывает стационарный случайный процесс эргодического вида. Такой процесс характеризуется корреляционной функцией $R_{\Delta f}(\tau)$ и энергетическим спектром $S_{\Delta f}(F)$ (рис. 7.2,*а*). Энергетический спектр случайного стационарного процесса

$$S_{\Delta f}(F) = \lim_{t_0 \to \infty} \frac{\overline{|S_t(jF)|^2}}{t_0}, \tag{7.9}$$

где $S_t(jF)$ — комплексный спектр некоторой реализации случайной функции длительностью $t_0$.

Зависимости $R_{\Delta f}(\tau)$ и $S_{\Delta f}(\tau)$ образуют пару преобразований Фурье

$$R_{\Delta f}(\tau) = 0{,}5 \int_{-\infty}^{\infty} S_{\Delta f}(F)\, e^{j2\pi F\tau}\, dF = \int_{0}^{\infty} S_{\Delta f}(F)\, (\cos 2\pi F\tau)\, dF, \tag{7.10}$$

$$S_{\Delta f}(F) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} R_{\Delta f}(\tau)\, e^{-j2\pi F\tau}\, d\tau = 4 \int_{0}^{\infty} R_{\Delta f}(\tau)\, (\cos 2\pi F\tau)\, d\tau. \tag{7.11}$$

Выражение (7.10) позволяет определить среднеквадратическое значение случайной функции $\Delta f_{ш}(t)$:

$$\Delta f_{скш} = \sqrt{R_{\Delta f}(0)} = \sqrt{\int_0^{\infty} S_{\Delta f}(F)\,dF}. \qquad (7.12)$$

Эту же величину можно вычислить и для определенного участка частот флюктуаций частоты сигнала в пределах от $F_1$ до $F_2$ (рис. 7.2,*а*):

$$\Delta f_{ск\Delta} = \sqrt{\int_{F_1}^{F_2} S_{\Delta f}(F)\,dF}. \qquad (7.13)$$

При $S_{\Delta f}(F) \approx \text{const}$ в пределах $F_1 \leqslant F \leqslant F_2$

$$\Delta f_{ск\Delta} = \sqrt{S_{\Delta f}(F_i)\,\Delta F}, \qquad (7.14)$$

где $\Delta F = F_2 - F_1$; $F_i = 0{,}5(F_1 + F_2)$.

Энергетические спектры флюктуаций частоты $\Delta f_{ш}(t)$ и фазы $\Delta\varphi_{ш}(t)$ сигнала связаны соотношением [7.6]

$$S_{\Delta f}(F) = \Omega^2 S_{\Delta\varphi}(F). \qquad (7.15)$$

Нестрогое доказательство данного равенства базируется на следующем. Частота и фаза сигнала связаны зависимостью $\omega = \frac{d\varphi}{dt}$. Поскольку дифференцированию во временной области соотвстствует умножение на $j\Omega$ в частотной области, то с учетом (7.9) для энергетических спектров флюктуаций частоты и фазы получим множитель $\Omega^2 = 4\pi^2 F^2$. Если при $F \to 0$ энергетический спектр флюктуаций фазы $S_{\Delta\varphi}(F) = (1/\Omega^2)\, S_{\Delta f}(F) \to \infty$, то соотношение (7.15) имеет физический смысл только в области частот $F > 0$. Итак, выражения (7.12)—(7.14) позволяют определить кратковременную нестабильность частоты сигнала, вызванную случайными явлениями. Для определения этой нестабильности следует знать энергетический спектр флюктуаций частоты $S_{\Delta f}(F)$ случайной функции $\Delta f_{ш}(t)$.

**Кратковременная нестабильность фазы сигнала.** Все приведенные сведения о кратковременной нестабильно-

сти частоты, соответствующим образом трансформируя, можно отнести к кратковременной нестабильности фазы сигнала. Пусть периодические изменения фазы сигнала

$$\varphi_2(t) = \sum_{k=1}^{n} \Delta\varphi_{mk} \cos \Omega_k t. \tag{7.16}$$

По аналогии с (7.8) среднеквадратическое значение флюктуаций фазы сигнала

$$\Delta\varphi_{ск2} = \frac{1}{2}\sqrt{\sum_{k=1}^{n} (\Delta\varphi_{mk})^2} = \frac{1}{2}\sqrt{\sum_{k=1}^{n}\left(\frac{\Delta f_{mk}}{\Omega_k}\right)^2}. \tag{7.17}$$

Если функция $\varphi_{ш}(t)$ определяет стационарный случайный процесс, то по аналогии с (7.13) с учетом (7.15) получаем для среднеквадратического значения флюктуаций фазы

$$\Delta\varphi_{ск\,\Delta} = \sqrt{\int_{F_1}^{F_2} S_{\Delta\varphi}(F)\, dF} = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2}\int_{F_1}^{F_2} \frac{1}{F^2} S_{\Delta f}(F)\, dF}, \tag{7.18}$$

где $S_{\Delta\varphi}(F)$ — энергетический спектр флюктуаций фазы сигнала, определяемый выражением, аналогичным (7.11) (следует индекс $\Delta f$ заменить на $\Delta\varphi$), или формулой (7.15)

При $S_{\Delta\varphi}(F) \approx \text{const}$ внутри полосы частот $\Delta F = F_2 - F_1$ (7.18) примет вид

$$\Delta\varphi_{ск\,\Delta} = \sqrt{S_{\Delta\varphi}(F_i)\,\Delta F} = \frac{1}{2\pi F_i}\sqrt{S_{\Delta f}(F_i)\,\Delta F}, \tag{7.19}$$

**Шумовые свойства автогенератора.** Согласно (7.1) амплитуда и фаза сигнала автогенератора содержат составляющие, описываемые как регулярными функциями времени $\Delta U_2(t)$ и $\varphi_2(t)$, так и случайными стационарными функциями $\Delta U_{ш}(t)$ и $\varphi_{ш}(t)$. Учесть влияние периодических сигналов, действующих на автогенератор, можно с помощью выражений (7.8) и (7.17), определяющих среднеквадратические значения флюктуаций частоты и фазы сигнала. Действие случайного сигнала приводит к модуляции шумом амплитуды и частоты несущей и размытию спектральной линии сигнала автогенератора. Источниками этого шума являются активные сопротивления (например, сопротивление активных потерь резона-

тора) и поток носителей заряда электронного прибора. Как правило, мощность тепловых шумов активных сопротивлений существенно ниже мощности шумов, обусловленных физическими процессами, протекающими в электронных приборах. Особенно высокий уровень шума свойствен ЛПД из-за лавинного характера генерации электронно-дырочных пар (см. § 5.1).

Шум автогенератора, зависящий от флюктуаций амплитуды $\Delta U_{ш}(t)$ и фазы $\varphi_{ш}(t)$, количественно можно оценить с помощью различных параметров: энергетических спектров флюктуаций амплитуды и фазы, отношения мощности АМ и ЧМ шума к мощности несущих колебаний, дисперсии флюктуаций частоты или фазы. Все они связаны между собой определенными зависимостями, и при известном значении одной из них можно вычислить другие. Определим параметры и характеристики, описывающие шумовые свойства автогенератора, а также связывающие их функциональные зависимости [7.1—7.9]:

— энергетический спектр $S_{\Delta f}(F)$ флюктуаций частоты $\Delta f_{ш}(t)$ сигнала, определяемый выражением (7.11) (рис. 7.2,*а*);

—энергетический спектр $S_{\Delta\varphi}(F)$ флюктуаций фазы $\varphi_{ш}(t)$ сигнала, определяемый выражением, аналогичным (7.11), или формулой (7.15) (рис. 7.2,*б*);

—энергетический спектр $S_{\Delta U}(F)$ флюктуаций амплитуды $\Delta U_{ш}(t)$ сигнала, определяемый выражением, аналогичным (7.11) (рис. 7.2,*в*).

Обычно предполагается, что случайные функции флюктуаций фазы $\varphi_{ш}(t)$ и амплитуды $\Delta U_{ш}(t)$ статистически независимы. Энергетические спектры флюктуаций частоты $S_{\Delta f}(F)$ и фазы $S_{\Delta\varphi}(F)$ связаны соотношением (7.15);

— эффективная девиация частоты $\Delta f_{эф\,д}$ в полосе частот $F_1 \ldots F_2$. Согласно (7.13) имеем (рис. 7.2,*а*)

$$\Delta f_{эф\,д} = \sqrt{\overline{\Delta f^2_{ск\,\Delta}}} = \sqrt{\int_{F_1}^{F_2} S_{\Delta f}(F)\,dF}. \qquad (7.20)$$

Во многих случаях энергетический спектр флюктуаций частоты при учете тепловых и дробовых шумов автогенератора [7.1] можно аппроксимировать зависимостью

$$S_{\Delta f} = a^2_1/(b^2_1 + F^2), \qquad (7.21)$$

где $a_1$, $b_1$ — постоянные коэффициенты, определяемые типом электронного прибора.

Подставив (7.21) в (7.20), получим

$$\Delta f_{\text{эф д}} = \frac{a_1}{\sqrt{b_1}} \sqrt{\operatorname{arctg} \frac{F_2}{a_1} - \operatorname{arctg} \frac{F_1}{a_1}}. \qquad (7.22)$$

При $S_{\Delta f}(F) \approx \text{const}$ в полосе частот $\Delta F = F_2 - F_1$ согласно (7.14) имеем

$$\Delta f_{\text{эф д}} = \sqrt{\overline{S_{\Delta f}(F_i)\,\Delta F}} = 2\pi F_i \sqrt{\overline{S_{\Delta\varphi}(F_i)\,\Delta F}}. \qquad (7.23)$$

Согласно (7.23) значение $\Delta f_{\text{эф д}}$ можно определить через энергетический спектр флюктуаций как частоты, так и фазы, поскольку эти спектры связаны соотношением (7.15);

— эффективная девиация фазы $\Delta\varphi_{\text{эф д}}$ в полосе частот $F_1 \ldots F_2$. Согласно (7.18) и (7.15) (рис. 7.2,*б*)

$$\Delta\varphi_{\text{эф д}} = \sqrt{\overline{\Delta\varphi^2_{\text{ск }\Delta}}} = \sqrt{\overline{\int_{F_1}^{F_2} S_{\Delta\varphi}(F)\,dF}} =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\overline{\int_{F_1}^{F_2} \frac{1}{F^2} S_{\Delta f}(F)\,dF}}. \qquad (7.24)$$

При энергетическом спектре флюктуаций частоты, описываемом выражением (7.21), или соответственно энергетическом спектре флюктуаций фазы $S_{\Delta\varphi}(F) = a^2_1/4\pi^2F^2(b^2_1 + F^2)$ согласно (7.24) получим

$$\Delta\varphi_{\text{эф д}} = \frac{1}{2\pi b_1} \sqrt{\overline{a^2_1 \frac{1}{F_1} - a^2_1 \frac{1}{F_2} - \Delta f^2_{\text{эф д}}}}, \qquad (7.25)$$

где $\Delta f_{\text{эф д}}$ определяется выражением (7.22).

При $S_{\Delta f}(F_i) = \text{const}$ в полосе частот $\Delta F = F_2 - F_1$ или $S_{\Delta\varphi}(F) = S_{\Delta f}(F_i)/4\pi F^2$ из (7.24) следует, что

$$\Delta\varphi_{\text{эф д}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\overline{S_{\Delta f}(F_i) \frac{\Delta F}{F_1 F_2}}}. \qquad (7.26)$$

При малом значении $\Delta F$ произведение $F_1F_2 \approx F^2_i$, и из (7.26) с учетом (7.23) имеем

$$\Delta\varphi_{\text{эф д}} = \frac{1}{2\pi F_i} \sqrt{\overline{S_{\Delta f}(F_i)\,\Delta F}} = \frac{\Delta f_{\text{эф д}}}{2\pi F_i}; \qquad (7.27)$$

— эффективное значение $\Delta U_{эф}$ флюктуаций амплитуды $\Delta U_{ш}(t)$ в полосе частот $F_1 \ldots F_2$. По аналогии с (7.20)

$$\Delta U_{эф} = \sqrt{\int_{F_1}^{F_2} S_{\Delta U}(F)\, dF}. \tag{7.28}$$

Если энергетический спектр флюктуаций амплитуды представить в виде

$$S_{\Delta U} = a^2{}_2/(b^2{}_2 + F^2), \tag{7.29}$$

то по аналогии с (7.22) получим

$$\Delta U_{эф} = \frac{a_2}{\sqrt{b_2}} \sqrt{\operatorname{arctg}\frac{F_2}{b_2} - \operatorname{arctg}\frac{F_1}{b_2}}. \tag{7.30}$$

При $S_{\Delta U}(F) = \text{const}$ в полосе частот $\Delta F = F_2 - F_1$ из (7.28) имеем

$$\Delta U_{эф} = \sqrt{S_{\Delta U}(F_i)\,\Delta F}; \tag{7.31}$$

— отношение мощности ЧМ шума в полосе частот $\Delta F$, отстоящей от частоты несущей на $F_i$, к мощности несущих колебаний ($P_{нес}$).

Примем, что в узкой полосе частот $S_{\Delta f}(F_i) = \text{const}$. Отношение мощности одной боковой составляющей спектра ЧМ колебания ($P_{бч}$) в полосе $\Delta F$ к мощности $P_{нес}$ при индексе частотной модуляции $m_ч \ll 1$

$$\frac{P_{бч}}{P_{нес}} = \frac{1}{4} m^2{}_ч = \frac{1}{2}\left(\frac{\Delta f_{эф\,д}}{F_i}\right)^2, \tag{7.32}$$

где $F_i$ — величина, определяемая согласно рис. 7.2,*а*. Это отношение, выраженное в децибелах, для мощности ЧМ шума с учетом (7.27) примет вид

$$\frac{P_{бш}}{P_{нес}} = -20 \lg \frac{\sqrt{2} F_i}{\Delta f_{эф\,д}} = -20 \lg \frac{1}{\sqrt{2\pi}\Delta\varphi_{эф\,д}}, \tag{7.33}$$

где $\Delta f_{эф\,д}$ и $\Delta\varphi_{эф\,д}$ определяются согласно (7.23) и (7.26);

— отношение мощности АМ шума в полосе частот $\Delta F$, отстоящей от частоты несущей на $F_i$, к мощности $P_{нес}$.

Примем, что в узкой полосе частот $\Delta F$ $S_{\Delta U}(F_i) = \text{const}$. Отношение мощности одной боковой составля-

ющей спектра АМ колебаний ($P_{\text{ба}}$) к мощности $P_{\text{нес}}$

$$\frac{P_{\text{ба}}}{P_{\text{нес}}}=\frac{1}{4}\,m^2_{\text{а}}=\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta U_{\text{эф}}}{U_0}\right)^2. \qquad (7.34)$$

Это отношение, выраженное в децибелах, для мощности АМ шумов в полосе $\Delta F$ с учетом (7.31) примет вид

$$\frac{P_{\text{бш}}}{P_{\text{нес}}}=-10\lg\frac{2U^2_0}{S_{\Delta U}(F_i)\,\Delta F}. \qquad (7.35)$$

Полученные соотношения устанавливают связь между параметрами, характеризующими ЧМ и АМ шум автогенератора. Заметим, что в некоторых случаях мощности ЧМ и АМ шума определяют для двух боковых полос. При этом необходимо величину $\Delta F$ заменить на $2\Delta F$.

Приведем некоторые экспериментальные данные. На рис. 7.3,*а* построены зависимости для АМ шума в полосе 2 Гц (см. (7.35)) для трех типов автогенераторов:

*1*) для диода Ганна при $f_0=9{,}4$ ГГц, $Q=136$, $P_{\text{г}}=125$ мВт;

*2*) для клистрона при $f_0=9{,}4$ ГГц, $P_{\text{г}}=27$ мВт;

*3*) для ЛПД из GaAs при $f_0=11{,}3$ ГГц, $Q=109$; $P_{\text{г}}=350$ мВт [7.5]. Для тех же приборов на рис. 7.3,*б* показаны зависимости эффективной девиации частоты $\Delta f_{\text{эф д}}$, характеризующие уровень ЧМ шума, в полосе 2 Гц (см. (7.23)). При известном значении $\Delta f_{\text{эф д}}$ согласно (7.33) можно найти отношение мощности ЧМ шума к мощности несущей. Так например, при $\Delta f_{\text{эф д}}=10$ Гц, $\Delta F=2$ Гц и $F_i=1$ кГц $P_{\text{бш}}/P_{\text{нес}}=-43$ дБ; при $\Delta f_{\text{эф д}}=1$ Гц и $F_i=1$ кГц $P_{\text{бш}}/P_{\text{нес}}=-63$ дБ.

Из рис. 7.3 следует, что спектральная плотность мощности АМ и ЧМ шума ЛПД примерно на 20 . . . 30 дБ

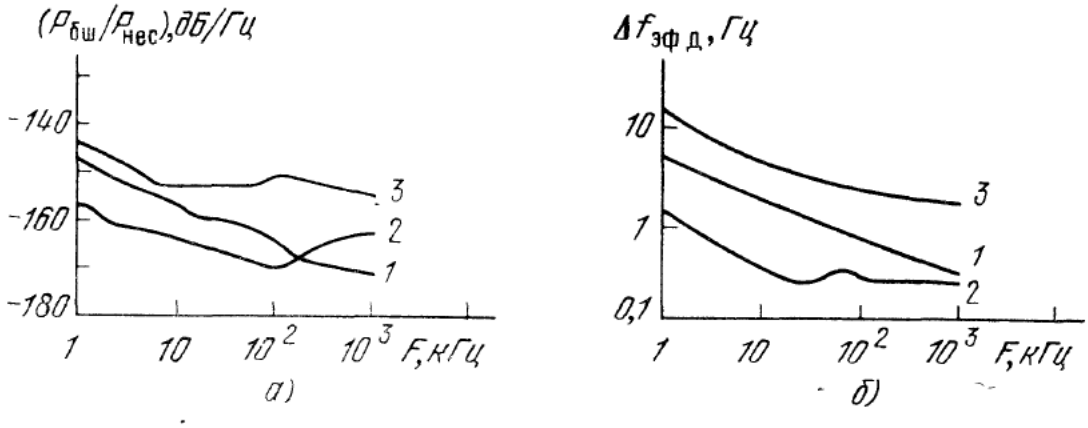



**Рис. 7.3**

выше, чем у диода Ганна и отражательного клистрона. Это обусловлено явлением лавинной генерации носителей заряда, лежащим в основе работы ЛПД (см. § 5.1). По шумовым характеристикам диод Ганна незначительно проигрывает клистрону. Спектральная мощность АМ шума ЛПД слабо зависит от частоты в полосе от 1 кГц до 1 МГц, так как здесь основной вклад вносит дробовый шум лавины, спектр которого близок к белому шуму [7.11, 7.13]. Результаты, приведенные на рис. 7.3 [7.5], хорошо согласуются с теоретическими данными работы [7.11]. Методы измерения кратковременной нестабильности частоты и параметров, определяющих шумовые свойства автогенератора, рассматриваются в [7.1—7.10].

## 7.2. КОНСТРУКЦИИ ДИОДНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Известно много разновидностей автогенераторов с ЛПД и диодом Ганна. Они различаются между собой типом резонатора и способом подключения к нему диода (рис. 7.4). В конструкциях, приведенных на рис. 7.4,*а* ... *г*, в качестве резонатора используются закороченные на одном конце отрезки волновода прямоугольного сечения, в конструкциях на рис. 7.4,*д*, *е* — отрезки коаксиальных линий. При проектировании автогенератора наиболее сложным является согласование сравнительно низкоомного диода с линиями передачи, имеющими волновое сопротивление, порядка десятков и сотен ом. В конструкциях волноводного типа эта задача решается с по-

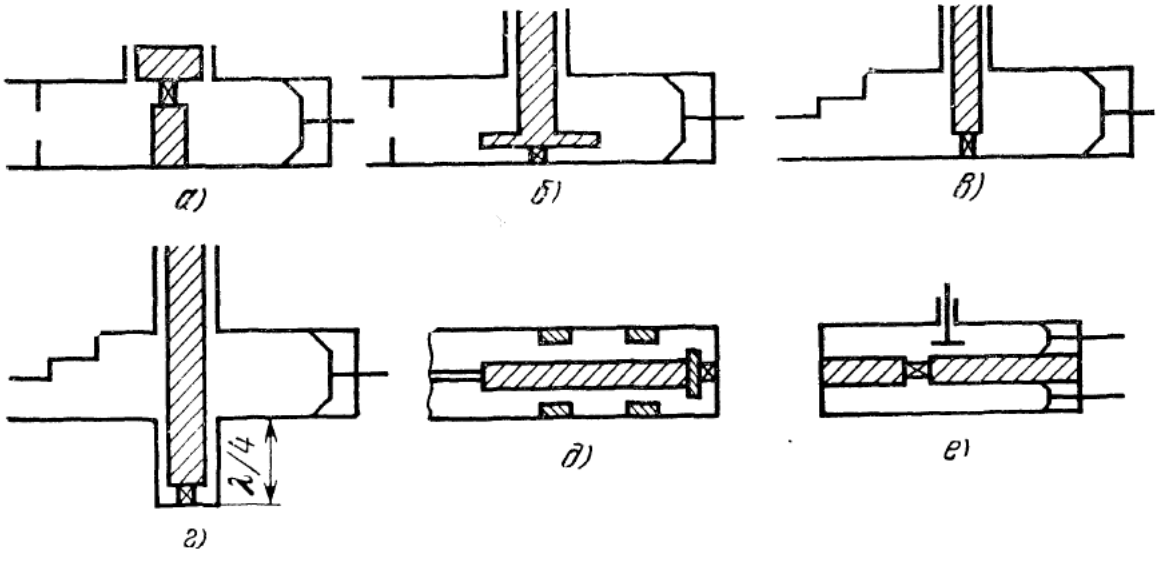



Рис. 7.4

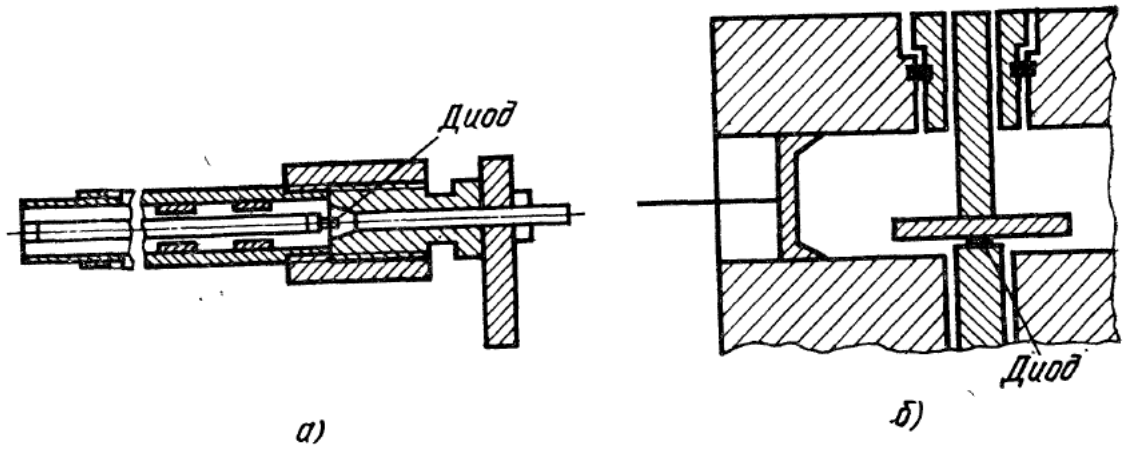



Рис. 7.5

мощью внутриволноводных открытых резонаторов, выполняемых в виде дисков (рис. 7.4,*б*) [7.32], или размещения диода в толстой емкостной диафрагме (рис. 7.4,*а*, *в*).

Эскизы конструкций двух диодных автогенераторов — коаксиального [5.5] и волноводного [7.32] приведены на рис. 7.5. Из них следует, что автогенератор включает следующие элементы: резонатор, в основном определяющий частоту автоколебаний, устройство механической перестройки резонансной частоты, согласующие элементы диода с резонатором, устройство связи с нагрузкой, фильтрующие и развязывающие элементы. В качестве элементов перестройки частоты используют специальные винты, вводимые в полость резонатора, или короткозамыкающие плунжеры. Связь с нагрузкой осуществляется с помощью ступенчатого трансформатора (рис. 7.4,*в*) или специальной диафрагмы, устанавливаемой в волноводе (рис. 7.4,*а*, *б*).

Несмотря на большое число схем автогенераторов анализ их проводится в соответствии с единой методикой, смысл которой заключается в следующем. Резонатор заменяется длинной линией с волновым сопротивлением $\rho$. Для волновода такая эквивалентная замена возможна при существовании одного типа колебаний [2.1]. Элементы, согласующие диод с резонатором, представляются в виде сосредоточенных реактивных параметров. Их рассчитывают по методике, изложенной, например, в [2.1]. Диод также заменяется эквивалентной схемой с сосредоточенными параметрами, в которой учитывают элементы как корпуса прибора, так и активного участка диода в виде отрицательного активного и

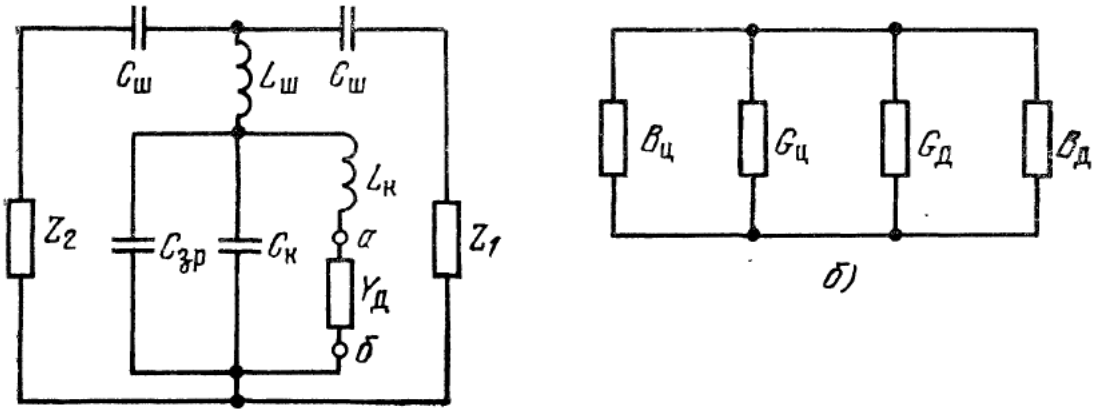



Рис. 7.6

реактивного сопротивлений (см. рис. 4.7 и 5.5). Пример эквивалентной электрической схемы диодного автогенератора типа рис. 7.4,*а* приведен на рис. 7.6,*а*, где $Y_д = -G_д + jB_д$ — эквивалентная проводимость активного участка диода; $C_к$, $L_к$ — эквивалентные параметры корпуса диода; $C_ш$, $L_ш$ — эквивалентные параметры внутриволноводного штыря; $C_{зр}$ — эквивалентная емкость зазора, в котором располагается диод; $Z_1 = j\rho_1 \operatorname{tg}(2\pi l_1/\lambda)$ — входное сопротивление закороченного на одном конце отрезка волновода длиной $l_1$; $\rho_1$ — волновое сопротивление этого отрезка; $Z_2 = \psi(\rho_2; Z_н; l_2; \lambda)$ (см. (2.11)) — входное сопротивление отрезка волновода длиной $l_2$, к которому подключена нагрузка $Z_н$; $\rho_2$ — волновое сопротивление второго отрезка волновода; $Z_н$ — эквивалентное сопротивление нагрузки, пересчитанной в место включения диафрагмы в волноводе; $\lambda$ — длина волны в волноводе.

Аналогично можно составить эквивалентные электрические схемы и других диодных автогенераторов, приведенных на рис. 7.4. В свою очередь, эти схемы можно представить в более общей форме — в виде параллельного соединения проводимостей $Y_д$ и $Y_ц$ (рис. 7.6,*б*). Величина $Y_д$ отображает действие активной части полупроводникового диода; $Y_ц$ есть суммарная эквивалентная проводимость пассивной, линейной части электрической схемы, пересчитанной к точкам *а*, *б* схемы на рис. 7.6,*а*. Проводимость диода

$$Y_д(U, \omega) = -G_д(U, \omega) + jB_д(U, \omega) \qquad (7.36)$$

есть нелинейная функция, зависящая от амплитуды $U$ и частоты сигнала $\omega$. Отрицательную активную $G_д$ и

реактивную $B_д$ проводимости диода Ганна и ЛПД находят в соответствии с методами, изложенными в гл. 4 и 5. Проводимость линейной электрической цепи

$$Y_ц(\omega) = G_ц(\omega) + jB_ц(\omega) \qquad (7.37)$$

зависит только от частоты $\omega$. Цепь может иметь несколько значений резонансных частот последовательного и параллельного типа (см. рис. 7.6,*а*).

## 7.3. АНАЛИЗ СТАЦИОНАРНОГО РЕЖИМА АВТОГЕНЕРАТОРА

Полное представление о работе диодного автогенератора можно получить, составив нелинейное дифференциальное уравнение и определив его возможные решения. Однако такой подход практически возможен только в ограниченном числе случаев при сравнительно простой электрической цепи, например, в виде трех параллельно включенных элементов $L$, $C$, $R$ (см. § 6.3). При более сложном характере электрической цепи, например, в виде, представленном на рис. 7.6,*а*, такой анализ становится весьма затруднительным. Поэтому здесь ограничиваются только рассмотрением установившегося режима автоколебаний в частотной области, основываясь на выражениях (7.36) и (7.37), описывающих проводимость диода и цепи. Для стационарного режима работы справедливо уравнение

$$Y_д(U, \omega) + Y_ц(\omega) = 0, \qquad (7.38)$$

которое распадается на два уравнения — для действительных и мнимых величин. С учетом (7.36) и (7.37) получим из (7.38)

$$-G_д(U, \omega) + G_ц(\omega) = 0, \qquad (7.39)$$

$$B_д(U, \omega) + B_ц(\omega) = 0. \qquad (7.40)$$

Смысл анализа стационарного режима сводится к определению значений $U$ и $\omega$, удовлетворяющих уравнениям (7.39) и (7.40) и условиям устойчивого режима автоколебаний. Для упрощения задачи обычно принимают, что вблизи возможных точек устойчивого равновесия активная и реактивная проводимости диода слабо зависят от частоты сигнала, что позволяет заменить

уравнения (7.39) и (7.40) следующими:

$$-G_{д}(U)+G_{ц}(\omega)=0, \qquad (7.41)$$

$$B_{д}(U)+B_{ц}(\omega)=0. \qquad (7.42)$$

Наиболее простой путь решения этих уравнений — графический. На комплексной плоскости проводимостей наносят графики функций $Y_{ц}(\omega)=G_{ц}(\omega)+\mathrm{j}B_{ц}(\omega)$ и $-Y_{д}(U)=G_{д}(U)-\mathrm{j}B_{д}(U)$, точки пересечения которых и есть возможные решения системы уравнений (7.41)—(7.42) (рис. 7.7,а). Координаты точки $A$ на рис. 7.7,*а* определяют возможную амплитуду $U_{уст}$ и частоту $\omega_0$ автоколебаний в установившемся режиме. При более сложной электрической цепи, например, типа приведенной на рис. 7.6,*а*, график функции $Y_{ц}(\omega)$ может иметь несколько «петель», вследствие чего возможно несколько точек пересечения графиков ($A$, $B$, $C$ на рис. 7.6,*б*). Не все из этих точек могут соответствовать устойчивому решению уравнений, т. е. отвечать второму необходимому условию существования устойчивого режима автоколебаний. Остановимся более подробно на данном вопросе.

**Устойчивость стационарного режима автоколебаний.** Согласно общей теории устойчивости [6.23] стационар-

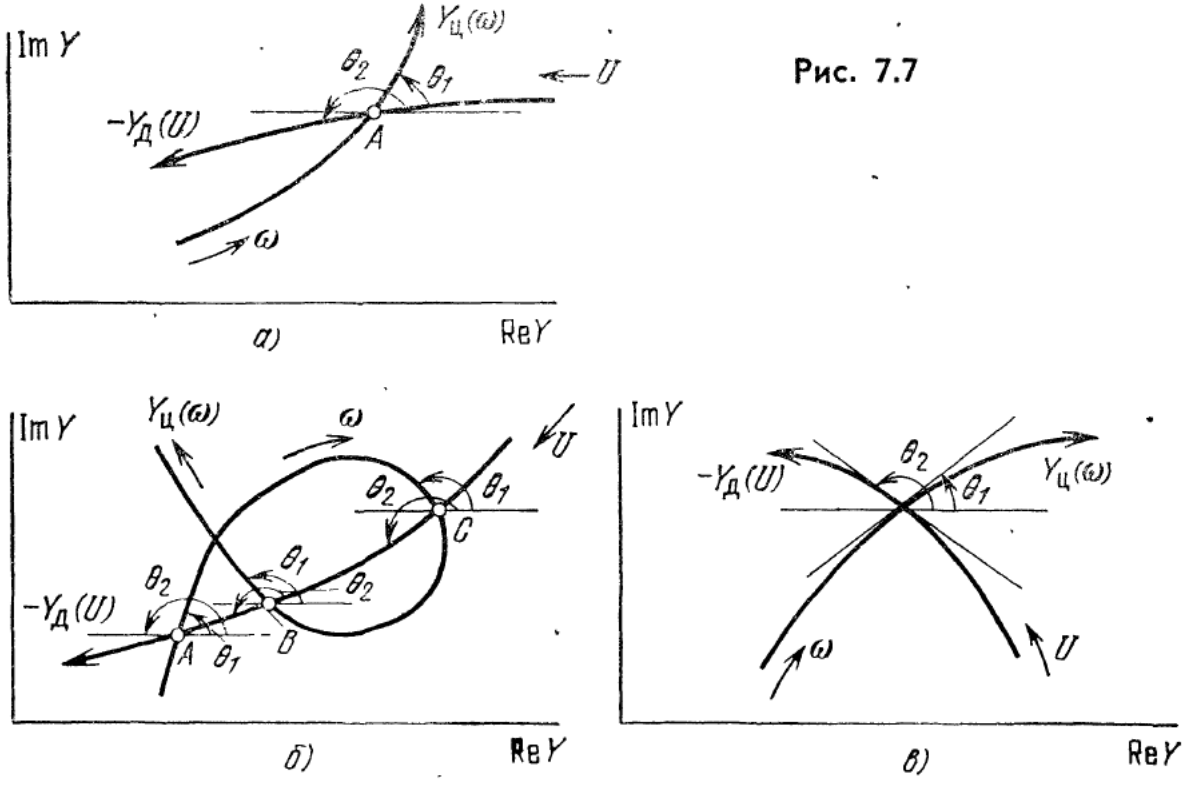



Рис. 7.7

ный режим автогенератора является устойчивым, если малые отклонения амплитуды $\Delta U$ относительно установившегося значения $U_{уст}$ возвращают систему в первоначальное состояние. Предположим, что автоколебания определяются выражением

$$u = U_{уст} e^{\alpha(U)\, t} \cos \omega_0 t. \tag{7.43}$$

Тогда согласно сформулированному условию устойчивости следует иметь

$$\begin{aligned} &\alpha(U) = 0 \text{ при } U = U_{уст}; \\ &\alpha(U) < 0 \text{ при } U > U_{уст}; \\ &\alpha(U) > 0 \text{ при } U < U_{уст}. \end{aligned} \tag{7.44}$$

При таких значениях коэффициента $\alpha$ всякое увеличение или уменьшение амплитуды $U$ относительного $U_{уст}$ будет возвращать систему в первоначальное состояние, т. е. стационарный режим автоколебаний будет устойчивым. Обращаясь к рис. 7.7,*б*, следует проверить все три точки ($A$, $B$, $C$) на выполнение условия устойчивости и оставить только те решения, которые соответствуют данному условию. Производная амплитуды автоколебаний $U = U_{уст} e^{\alpha(U)\, t}$ (см. (7.43) по времени

$$\frac{dU}{dt} = U_{уст} \alpha(U)\, e^{\alpha(U)\, t} = \alpha(U)\, U, \tag{7.45}$$

откуда

$$\frac{d\left(\frac{dU}{dt}\right)}{dU} = \alpha(U) + U \frac{d\alpha(U)}{dU}. \tag{7.46}$$

Поскольку согласно (7.44) $\frac{d\alpha(U)}{dU} < 0$, то вблизи стационарного режима автоколебаний $U \approx U_{уст}$ и $\alpha(U) \approx 0$.

Следовательно, условию устойчивости (7.44) адекватно неравенство

$$\frac{d\left(\frac{dU}{dt}\right)}{dt} < 0. \tag{7.47}$$

Точно такой же результат получен при анализе работы автогенератора методом медленно меняющихся амплитуд (см. § 6.3). В стационарном режиме на плоскости

Таблица 7.1

| Точка | $-\frac{dG_{Д}}{dU}$ | $\frac{dG_{Ц}}{d\omega}$ | $\operatorname{tg}\theta_1 - \operatorname{tg}\theta_2$ | Устойчивость |
|---|---|---|---|---|
| $A$ | $>0$ | $>0$ | $>0$ | Да |
| $B$ | $>0$ | $<0$ | $<0$ | » |
| $C$ | $>0$ | $>0$ | $<0$ | Нет |

проводимостей (см. рис. 7.7), как показано в [5.5, 6.6], условие устойчивости (7.44) или (7.47) при $U>0$ приводится к виду

$$-\frac{dG_{Д}}{dU}\frac{dB_{Ц}}{d\omega}+\frac{dB_{Д}}{dU}\frac{dG_{Ц}}{d\omega}>0, \tag{7.48}$$

который нетрудно преобразовать к

$$-\frac{dG_{Д}}{dU}\frac{dG_{Ц}}{d\omega}(\operatorname{tg}\theta_1^{*}-\operatorname{tg}\theta_2)>0, \tag{7.49}$$

где

$$\operatorname{tg}\theta_1=\frac{dB_{Ц}}{d\omega}\Big/\frac{dG_{Ц}}{d\omega} \text{ и } \operatorname{tg}\theta_2=\frac{dB_{Д}}{dU}\Big/\frac{dG_{Д}}{dU}.$$

Углы $\theta_1$ и $\theta_2$ определяются согласно рис. 7.7,*в*. Оценим устойчивость в соответствии с выражением (7.49) для трех точек $A$, $B$, $C$. Конечный результат, приведенный в табл. 7.1, показывает, что точкам $A$ и $B$ соответствует устойчивый стационарный режим автоколебаний, точке $C$ — неустойчивый. В точке устойчивого равновесия определяется амплитуда $U_{уст}$ и частота $\omega_0$ автоколебаний. Мощность сигнала автогенератора

$$P_{г}=0{,}5U^2_{уст}|G_{Д}(U_{уст})|=0{,}5U^2_{уст}G_{Ц}(\omega_0). \tag{7.50}$$

Согласно изложенной методике [5.5, 6.6] можно оценить устойчивость стационарного режима работы различных схем СВЧ диодных автогенераторов.

## 7.4. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ ДИОДНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

**Долговременная и кратковременная нестабильность частоты диодных автогенераторов.** На примере определения нестабильности частоты автогенераторов с ЛПД

и диодами Ганна сформулируем общие рекомендации по улучшению данного параметра. Исходя из обобщенной эквивалентной схемы автогенератора (рис. 7.6,*б*), согласно (7.40) в стационарном режиме при $U_{уст}=\text{const}$ можно записать уравнение, позволяющее найти частоту автоколебаний:

$$\sum_{k=1}^{n} B_k(\omega)=0, \tag{7.51}$$

где $B_k(\omega)$ — реактивные проводимости отдельных элементов схемы автогенератора, пересчитанные к точкам подключения диода (*а*—*б* на рис. 7.6,*а*). Одна из величин, например $B_i(\omega)$, характеризует реактивную проводимость активного участка диода.

С помощью (7.51) найдем долговременную нестабильность частоты автогенератора под действием некоторого обобщенного дестабилизирующего фактора $\delta$, под которым можно понимать температуру, давление, влажность, степень радиации и т. п. Дважды запишем уравнение (7.51): один раз при значении дестабилизирующего фактора $\delta=\delta_0$ и значении частоты $\omega=\omega_0$; другой раз при изменении этого фактора на величину $\Delta\delta$, что вызывает соответствующее изменение частоты автоколебаний на величину $\Delta\omega$:

$$\sum_{k=1}^{n} B_k(\omega_0;\ \delta_0)=0, \tag{7.52}$$

$$\sum_{k=1}^{n} B_k(\omega_0+\Delta\omega;\ \delta_0+\Delta\delta)=0. \tag{7.53}$$

Разложим в ряд Тейлора функцию (7.53), сохранив только величины первого порядка малости:

$$\sum_{k=1}^{n} B_k(\omega_0;\ \delta_0)+\sum_{k=1}^{n}\frac{\partial B_k(\omega_0;\ \delta_0)}{\partial\omega}\Delta\omega+$$

$$+\sum_{k=1}^{n}\frac{\partial B_k(\omega_0;\ \delta_0)}{\partial\delta}\Delta\delta=0. \tag{7.54}$$

С учетом (7.52) получим из (7.54) для долговременной нестабильности частоты при изменении дестабили-

зирующего фактора $\delta$ на $\Delta\delta$

$$\Delta\omega = -\Delta\delta \sum_{k=1}^{n} \frac{\partial B_k}{\partial \delta} \Bigg/ \sum_{k=1}^{n} \frac{\partial B_k}{\partial \omega}. \qquad (7.55)$$

В частности, при определении влияния температуры на нестабильность частоты следует в (7.55) параметр $\Delta\delta$ заменить на $\Delta t$. Из (7.55) следует два очевидных вывода. Во-первых, необходимо по возможности уменьшать изменение реактивной проводимости под действием дестабилизирующего фактора, например, иметь возможно меньшие значения температурных коэффициентов всех реактивных элементов $B_k$. Во-вторых, следует увеличить производную $\frac{\partial B_k}{\partial \omega}$, характеризующую фиксирующую способность электрической цепи. При последовательном и параллельном колебательных контурах $\frac{\partial B_k}{\partial \omega} = 2Q_э$, где $Q_э$ — эквивалентная добротность нагруженного контура. Таким образом, для уменьшения долговременной нестабильности частоты следует улучшать эталонные свойства элементов $\left(\text{снижать } \frac{\partial B_k}{\partial \delta}\right)$ и увеличивать их фиксирующую способность (повышать $\frac{\partial B_k}{\partial \omega}$, т. е. добротность).

Обратимся к определению кратковременной нестабильности частоты диодных автогенераторов. С помощью (7.32) нетрудно получить следующее приближенное выражение для эффективного значения девиации частоты в полосе $\Delta F$ [7.10, 7.13]:

$$\Delta f_{эф\,д} = \frac{f_0}{Q_э} \sqrt{\frac{kT_0 (T/T_0)\,\Delta F}{P_{нес}}}, \qquad (7.56)$$

где $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц — спектральная мощность шума при стандартной температуре $T_0 = 300$ К; $T$ — эквивалентная температура шума прибора; $Q_э$ — эквивалентная добротность резонатора; $P_{нес}$ — мощность несущих колебаний.

Согласно [7.10, 7.13] мощность АМ шума диодного автогенератора в полосе $\Delta F$

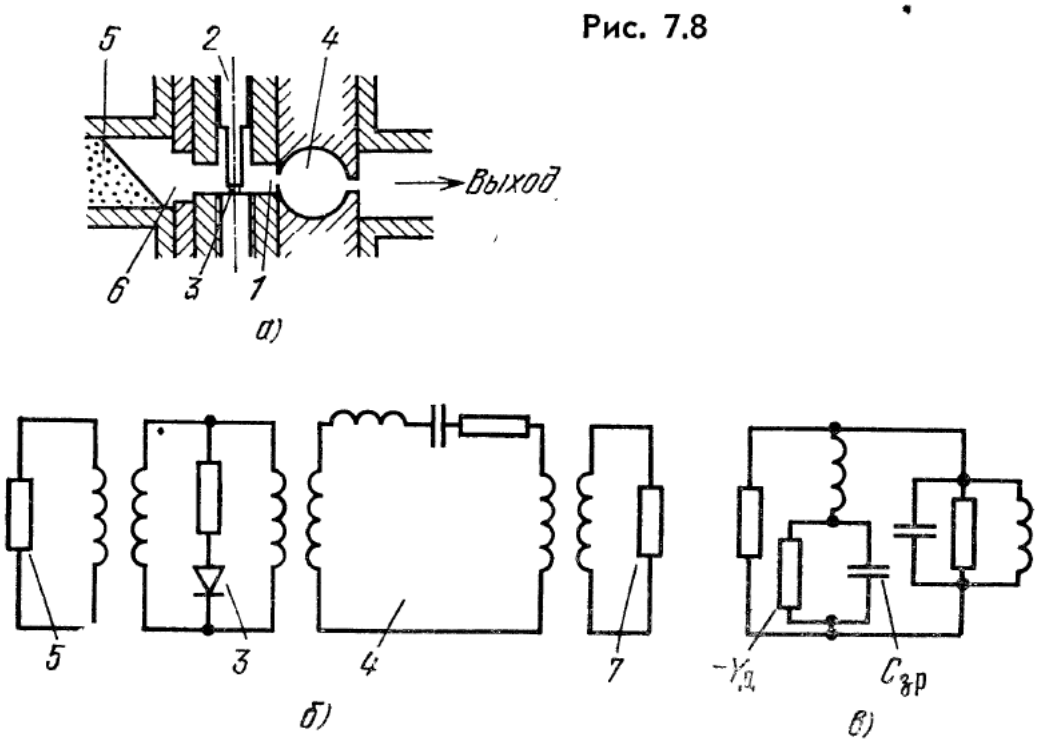
$$\frac{P_{бш}}{P_{нес}} \approx -10\lg \frac{[A^2 + 4Q^2_э (F^2_i/f^2_0)]\, P_{нес}}{2kT_0\Delta F\,(T/T_0)}, \qquad (7.57)$$

где $A$ — постоянный коэффициент, зависящий от типа прибора; $F_i$ — величина, определяемая согласно рис. 7.2,*а*.

В соответствии с (7.56) и (7.57) для уменьшения кратковременной нестабильности частоты следует повышать добротность резонатора и выбирать прибор с возможно меньшей эквивалентной температурой шума.

Известны три метода уменьшения долговременной и кратковременной нестабильности частоты и снижения уровня шума автогенератора [7.12]. Первый основан на подключении к автогенератору внешнего резонатора с высокой добротностью [7.3]. Согласно (7.55)—(7.57) это приводит к уменьшению как долговременной нестабильности частоты, так и мощности ЧМ и АМ шума, а следовательно, и кратковременной нестабильности частоты. Второй метод заключается в синхронизации сигнала диодного автогенератора внешним сигналом с малой нестабильностью частоты и пониженным уровнем шума [7.21—7.32]. При третьем используют стабилизацию частоты автогенератора с помощью системы автоматической подстройки частоты по высокостабильному эталонному автогенератору [7.14—7.16]. Рассмотрим три перечисленных метода стабилизации частоты диодных автогенераторов.

Рис. 7.8



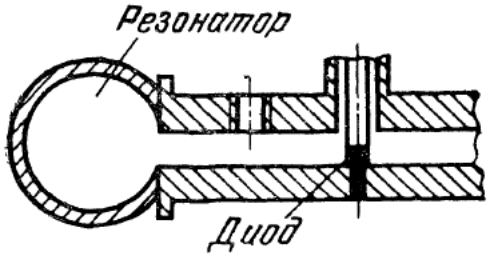



Рис. 7.9

**Стабилизация частоты автогенератора с помощью внешнего резонатора** [7.3, 7.12, 7.13, 7.18, 6.4, 5.13]. Пример конструкции такого автогенератора с внешним резонатором, подключенным по схеме проходного типа, приведен на рис. 7.8,*а*, его эквивалентные схемы — на рис. 7.8,*б*, *в*. Здесь обозначены *1* — объемный резонатор, *2* — клемма смещения, *3* — ЛПД, *4* — высокодобротный резонатор, *5* — поглощающая нагрузка, *6* — волноводный резонатор, *7* — полезная нагрузка. Пример диодного автогенератора, в котором внешний резонатор включен по схеме отражательного типа, показан на рис. 7.9 [5.13, 7.18]. В обеих схемах можно использовать как ЛПД, работающий в IMPATT режиме, так и диод Ганна. Определим, во сколько раз уменьшается долговременная нестабильность частоты автогенератора, если подключить к нему внешний резонатор с высокой добротностью. Будем исходить из эквивалентной схемы, изображенной на рис. 7.8,*в*.

Обозначим эквивалентную реактивную проводимость стабилизирующего резонатора через $B_{ст}$. Тогда по аналогии с (7.55) получим выражение, определяющее долговременную нестабильность частоты при изменении дестабилизирующего фактора $\delta$ на $\Delta\delta$:

$$\Delta\omega = -\Delta\delta\left[\left(\sum_{k=1}^{n}\frac{\partial B_k}{\partial\delta}\right)+\frac{\partial B_{ст}}{\partial\delta}\right]\Bigg/\left[\left(\sum_{k=1}^{n}\frac{\partial B_k}{\partial\omega}\right)+\frac{\partial B_{ст}}{\partial\omega}\right], \tag{7.58}$$

где $\frac{\partial B_{ст}}{\partial\omega}=2Q_{ст}$; $Q_{ст}$ — добротность стабилизирующего резонатора.

Разделив (7.55) на (7.58) и приняв $\frac{\partial B_{ст}}{\partial\omega}=2Q_{ст}$, получим так называемый коэффициент стабилизации частоты, показывающий, во сколько раз уменьшается нестабильность частоты автогенератора с внешним резонатором по сравнению с нестабильностью частоты автогенератора обычного типа [6.4, 7.23]:

$$K_{ст}=\frac{1+2Q_{ст}\Big/\left(\sum_{k=1}^{n}\frac{\partial B_k}{\partial\omega}\right)}{1+\left(\frac{\partial B_{ст}}{\partial\delta}\right)\Big/\left(\sum_{k=1}^{n}\frac{\partial B_k}{\partial\delta}\right)}. \qquad (7.59)$$

Материалом для стабилизирующего резонатора обычно служит инвар, что обеспечивает малое значение ТКЧ, равное $(1\ldots2)\cdot10^{-6}$. Внутренние стенки резонатора обрабатывают с высокой степенью чистоты, что позволяет получить добротность порядка $10^4$. В результате удается повысить стабильность частоты диодного автогенератора за счет внешнего резонатора на один-два порядка. Например, согласно [7.5] в автогенераторе с ЛПД типа рис. 7.8 при частоте 80 ГГц получены следующие результаты: $Q_{ст}=8500$, $K_{ст}=160$, ТКЧ$=2\cdot10^{-6}$.

Как уже указывалось, повышение добротности резонатора приводит также к снижению кратковременной нестабильности частоты и уровня ЧМ и АМ шума. Например, влияние добротности внешнего стабилизирующего резонатора на ЧМ шум автогенератора с диодом Ганна при $f_0=11$ ГГц иллюстрируют графики для $\Delta f_{эф\,д}$ в полосе 2 Гц на рис. 7.10 [7.5], где *1* — при $Q_э=24$, $P_г=275$ мВт; *2* — при $Q_э=146$, $P_г=196$ мВт; *3* — при $Q_э=696$, $P_г=113$ мВт.

**Внешняя синхронизация диодного автогенератора.** В § 6.3 было показано, что режим синхронизации автоколебаний можно рассматривать как промежуточный между усилением и генерацией сигнала. Поэтому режим синхронизации описывается характеристиками как усилителя мощности СВЧ колебаний, так и автогенератора. Основными из них являются зависимость полосы синхронизации от мощности входного сигнала и параметры, определяющие кратковременную нестабильность частоты выходного сигнала. Первая из названных зависимостей с учетом (6.55) характеризуется следующим соотношением:

$$\frac{2\Delta f_{снх}}{f_0}=\frac{k_{снх}}{Q}\sqrt{\frac{P_{вх}}{P_г}}=\frac{k_{снх}}{Q\sqrt{K_P}}, \qquad (7.60)$$

где $\Delta f_{снх}$ — половина полосы синхронизации; $f_0$ — средняя частота этой полосы; $P_{вх}$ — мощность входного синхронизирующего сигнала; $Q$ — добротность колеба-

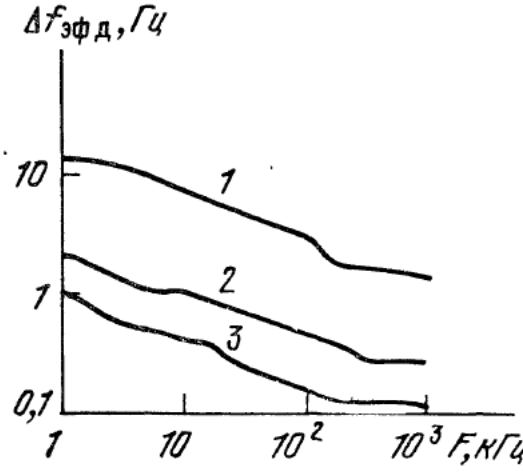



Рис. 7.10

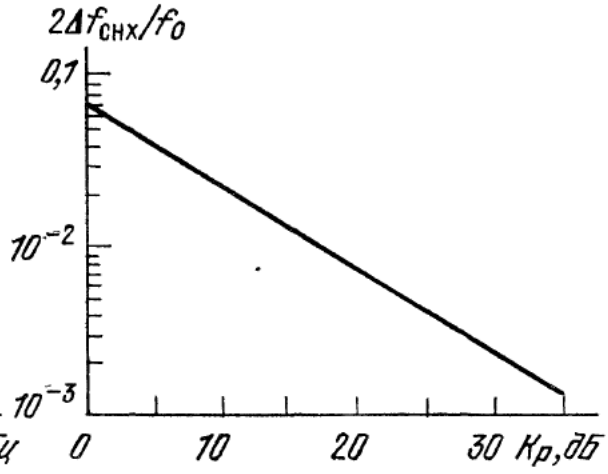



Рис. 7.11

тельной системы; $k_{снх}$ — коэффициент; $K_P$ — коэффициент усиления мощности.

Как показывают экспериментальные исследования [7.22, 7.24, 7.27], коэффициент $k_{снх}$ сравнительно слабо зависит от амплитуды сигнала (рис. 7.11, где $f_0=8$ ГГц, $P_г=600\ldots700$ мВт, $k_{снх}/Q=0{,}075$ [7.24]). При коэффициенте усиления $K_P=10$ дБ полоса синхронизации составит 2%. В других случаях она получается несколько меньшей [7.21, 7.26].

Обратимся ко второму вопросу, связанному с определением кратковременной стабильности частоты синхронизируемого генератора. Согласно [7.21, 7.22, 7.26] энергетический спектр флюктуаций частоты синхронизируемого генератора

$$S_{снх}(F)=\frac{1-(\Delta f/\Delta f_{снх})^2}{1-(\Delta f/\Delta f_{снх})^2+(F/\Delta f_{снх})^2}S_1(F)+$$

$$+\frac{(F/\Delta f_{снх})^2}{1-(\Delta f/\Delta f_{снх})^2+(F/\Delta f_{снх})^2}S_2(F), \qquad (7.61)$$

где $\Delta f$ — отклонение частоты СВЧ сигнала от центральной частоты $f_0$; $S_1(F)$ — энергетический спектр флюктуаций частоты входного синхронизирующего сигнала; $S_2(F)$ — энергетический спектр флюктуаций частоты собственно автогенератора при отсутствии синхронизирующего сигнала.

На центральной частоте, т. е. при $\Delta f=0$, из (7.61) получим

$$S_{снх}(F)=\frac{1}{1+(F/\Delta f_{снх})^2}S_1(F)+\frac{(F/\Delta f_{снх})^2}{1+(F/\Delta f_{снх})^2}S_2(F). \qquad (7.62)$$

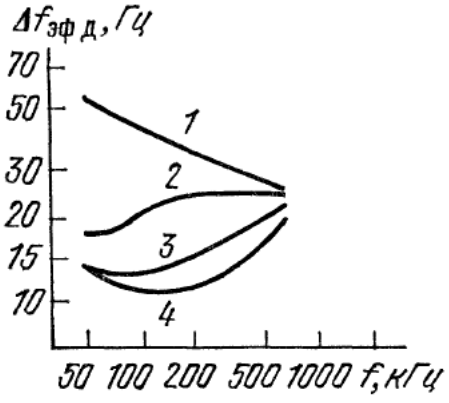



Рис. 7.12

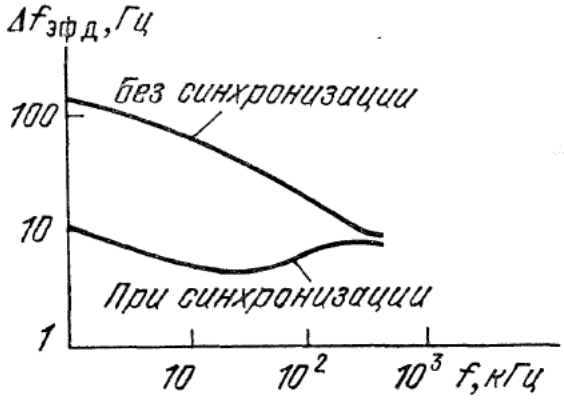



Рис. 7.13

Из анализа выражений (7.61) и (7.62) видно, что вблизи несущей уровень ЧМ шума синхронизируемого автогенератора близок к ЧМ шуму внешнего сигнала; по мере удаления от несущей он становится близким к ЧМ шуму собственно автогенератора. Это означает, что при низкой частоте флюктуаций $F$ частота автогенератора $f$ успевает следить за частотой внешнего синхронизирующего сигнала $f_{\text{снх}}$; с повышением частоты $F$ степень этого слежения ослабевает. Например, согласно (7.62) при $F=0$ $S_{\text{снх}}(F)=S_1(F)$; при $F=\Delta f_{\text{снх}}$ (на краю полосы синхронизации) $S_{\text{снх}}(F)=0{,}5[S_1(F)+S_2(F)]$. Этот вывод хорошо подтверждается экспериментальными данными [7.21, 7.22, 7.23, 7.24]. Например, для автогенератора с диодом Ганна графики $\Delta f_{\text{эф д}}(F)$ в полосе 1 кГц при $f_0=11$ ГГц и $\Delta f=0$ приведены на рис. 7.12 [7.22], где *1* — без синхронизации, *2* — при $P_{\text{вх}}/P_{\text{г}}=-50$ дБ, *3* — при $P_{\text{вх}}/P_{\text{г}}=-40$ дБ, *4* — внешний сигнал. Аналогичные графики при $f_0=6$ ГГц и мощности синхронизирующего сигнала на 20 дБ ниже мощности автогенератора показаны на рис. 7.13 [7.23].

Согласно общей теории синхронизации автогенератора [7.19, 7.29] собственная частота его автоколебаний $f$ и частота внешнего сигнала $f_{\text{снх}}$ могут не только иметь близкие значения ($f\approx f_{\text{снх}}$), но и находиться в кратном отношении: $f\approx(n/m)f_{\text{снх}}$, где $n$, $m$ — целые числа. При $f_{\text{снх}}<f$ (или $n>m$) синхронизация осуществляется на субгармонике частоты автоколебаний, здесь происходит умножение частоты внешнего сигнала в $(n/m)$ раз. При $f_{\text{снх}}>f$ (или $n<m$) синхронизация осуществляется на гармонике частоты автогенератора, здесь происходит деление частоты внешнего сигнала на $(n/m)$. Умножение и деление частоты сигнала путем синхронизации диод-

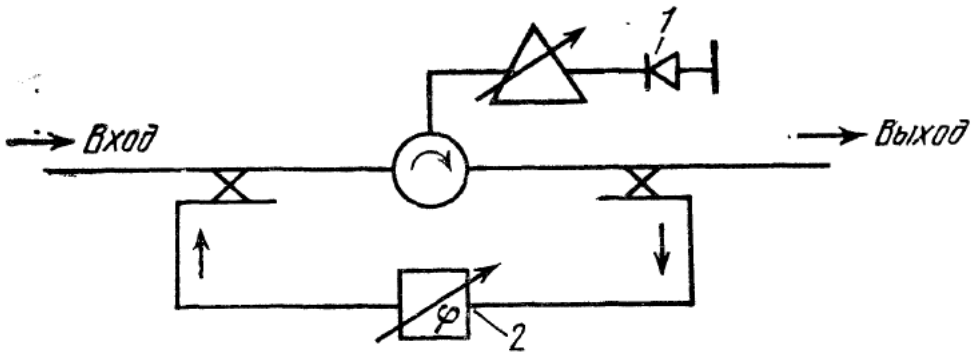



Рис. 7.14

ных автогенераторов подтверждаются экспериментальными данными [7.27, 7.30]. При этом полоса синхронизации обычно сужается по сравнению с полосой при $f \approx f_{\text{снх}}$.

Для повышения коэффициента усиления и расширения полосы синхронизации применяют схему автосинхронизации генератора (рис. 7.14): к обычной схеме диодного автогенератора отражательного типа с циркулятором *1* добавляют цепь обратной связи, по которой часть выходного сигнала возвращается на вход [7.26, 7.31]. При этом фазы входного сигнала и сигнала, подводимого по цепи обратной связи, должны совпадать, для чего используют фазовращатель *2*.

**Управление частотой диодного автогенератора.** Прежде чем перейти к анализу третьего метода стабилизации частоты — с помощью системы автоматического регулирования, рассмотрим вопрос управления частотой диодного автогенератора с помощью варикапа и феррита [7.15]. Возможны различные способы подключения варикапа к колебательной системе автогенератора (рис. 7.15, где *Д* — диод Ганна или ЛПД; *В* — варикап) [7.18]. Изменяя напряжение $U_{\text{у}}$ на варикапе или ток $I_{\text{у}}$ через обмотку электромагнита ферритового элемента, управляют тем самым частотой генератора. Найдем в общем виде зависимость частоты автогенератора $f$ от напряжения $U_{\text{у}}$ или тока $I_{\text{у}}$, для чего обобщенную экви-

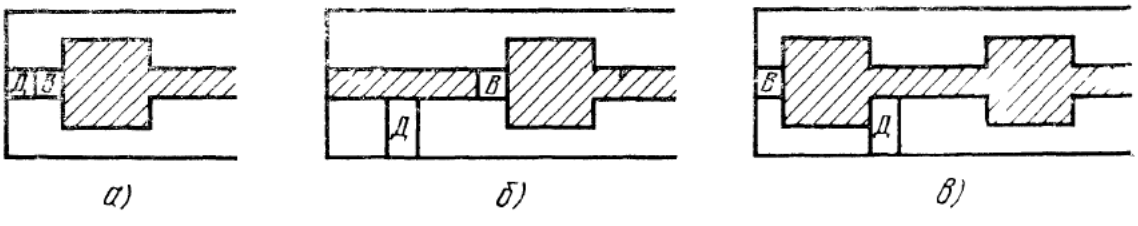



Рис. 7.15

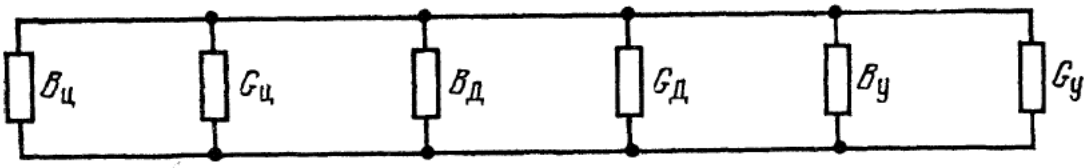



Рис. 7.16

валентную схему диодного автогенератора с управляющим элементом по аналогии с рис. 7.6,*б* представим в виде, изображенном на рис. 7.16, где $B_ц$, $G_ц$, $G_д$, $B_д$ то же, что и на рис. 7.6,*б*; $B_у$ и $G_у$ — эквивалентные реактивная и активная проводимости управляющего элемента, пересчитанные к точкам подключения диода. Поскольку от управляющего напряжения $U_у$ или тока $I_у$ зависят только величины $B_у$ и $G_у$, то выражение (7.55) в рассматриваемом случае примет вид

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta U_у} = -\frac{\partial B_у}{\partial U_у} \Big/ \left(\frac{\partial B_ц}{\partial \omega} + \frac{\partial B_д}{\partial \omega} + \frac{\partial B_у}{\partial \omega}\right) \tag{7.63}$$

или

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta I_у} = -\frac{\partial B_у}{\partial I_у} \Big/ \left(\frac{\partial B_ц}{\partial \omega} + \frac{\partial B_д}{\partial \omega} + \frac{\partial B_у}{\partial \omega}\right), \tag{7.64}$$

где $\Delta U_у$ и $\Delta I_у$ — изменения управляющего напряжения и тока относительно некоторых средних значений $U_{у0}$ и $I_{у0}$.

Формулы (7.63) и (7.64) справедливы только при сравнительно малом изменении частоты примерно в пределах 10%. Следует учитывать, что поскольку с изменением $U_у$ или $I_у$ меняется и активная проводимость управляющего элемента $G_у$, то одновременно с изменением частоты меняется мощность автогенератора.

Пример конструктивного исполнения диодного автогенератора с варикапом по схеме рис. 7.15,*б* приведен в [7.18]. В данной конструкции при средней частоте автоколебаний $f_0 = 7 \ldots 8$ ГГц управление частотой за счет изменения напряжения, приложенного к варикапу, достигает 20 ... 30%.

При использовании варикапа в качестве частотного модулятора следует получить высокую линейность зависимости $\Delta f(U_у)$. Это возможно при сравнительно небольшом относительном изменении частоты сигнала. Так, согласно [7.17] в автогенераторе с диодом Ганна

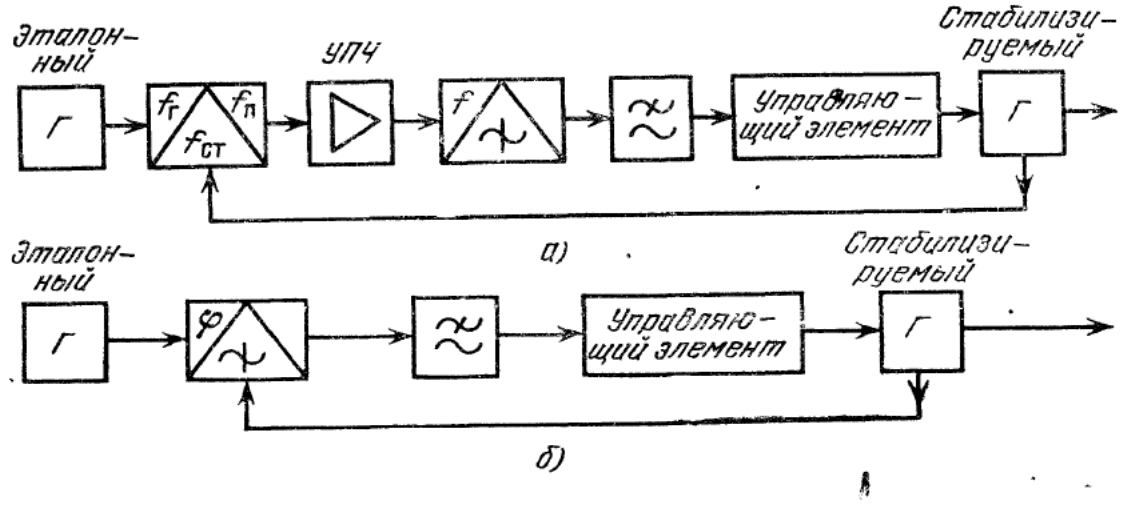



Рис. 7.17

при $f_0 = 10{,}7 \ldots 11{,}7$ ГГц и управлении частотой в пределах $\Delta f = 80$ МГц нелинейность характеристики $\Delta f(U_у)$ не превышает 1%.

С помощью феррита, подключенного к колебательной системе, можно управлять частотой автоколебаний в еще больших пределах, чем с помощью варикапа [4.17]. Например, в автогенераторе с диодом Ганна мощностью 20 мВт с помощью феррита из железо-иттриевого граната перестройка частоты осуществляется в пределах от 7 до 12,5 или от 4 до 8 ГГц.

**Автоматическая подстройка частоты (АПЧ) диодных автогенераторов.** Известны следующие системы АПЧ автогенераторов: частотная (ЧАП, рис. 7.17,*а*), фазовая (ФАП, рис. 7.17,*б*) и комбинированная, включающая несколько систем ЧАП и ФАП [7.15]. Принцип стабилизации частоты диодных автогенераторов с помощью систем АПЧ не отличается от стабилизации других типов автогенераторов [7.15, 7.16]. Поэтому ограничимся лишь определением кратковременной нестабильности частоты диодного автогенератора при использовании системы АПЧ, рассчитав среднеквадратическое значение колебаний частоты (см. § 7.1) [7.15]:

$$\Delta f^2_{ск} = \int_{F_1}^{F_2} |K_1(jF)|^2 S_1(F)\, dF + \int_{F_1}^{F_2} |K_2(jF)|^2 S_2(F)\, dF, \qquad (7.65)$$

где $S_1(F)$ и $S_2(F)$ — энергетические спектры собственных флюктуаций частоты стабилизируемого (диодного) автогенератора и эталонного сигнала; $K_1(jF)$ и $K_2(jF)$ — коэффициенты передачи системы АПЧ, харак-

теризующие зависимость изменения частоты стабилизируемого автогенератора от изменения его собственной частоты и частоты эталонного сигнала; $\Delta F = F_2 - F_1$ — полоса частот колебаний частоты автогенератора $f$, для которой определяется среднеквадратическая девиация.

Как показано в [7.15], в ЧАП при однозвенном *RC*-фильтре нижних частот

$$K_1(\mathrm{j}F) = (1+\mathrm{j}2\pi FT)/(1+K_0+\mathrm{j}2\pi FT), \qquad (7.66)$$

$$K_2(\mathrm{j}F) = K_0/(1+K_0+\mathrm{j}2\pi FT), \qquad (7.67)$$

где $T$ — постоянная времени ФНЧ; $K_0 = S_у S_д$; $S_у$ — крутизна характеристики управляющего элемента; $S_д$ — крутизна линейного участка характеристики частотного дискриминатора.

Как было замечено в § 7,1, энергетические спектры собственных колебаний частоты автогенераторов можно представить в виде

$$S_1(F) = a^2_1/(b^2_1+F^2), \qquad (7.68)$$

$$S_2(F) = a^2_2/(b^2_2+F^2), \qquad (7.69)$$

где $a_1$, $b_1$, $a_2$, $b_2$ — постоянные коэффициенты.

Подставив (7.66)—(7.69) в (7.65), после интегрирования найдем квадрат среднеквадратической девиации частоты в полосе частот $F_1 \ldots F_2$. При $K_0 \gg 1$, $K_0 > 2\pi T b_1$ и $K_0 > 2\pi T b_2$ имеем

$$\Delta f^2_{ск} = \frac{a^2_1}{K^2_0 - 4\pi^2 T^2 b^2_1}\left[\left(\frac{1}{b_1} - 4\pi^2 T^2 b_1\right)\left(\operatorname{arctg}\frac{F_2}{b_1} - \operatorname{arctg}\frac{F_1}{b_1}\right) + \right.$$

$$\left. + 2\pi T\left(K_0 - \frac{1}{K_0}\right)\left(\operatorname{arctg}\frac{2\pi TF_2}{K_0} - \operatorname{arctg}\frac{2\pi TF_1}{K_0}\right)\right] +$$

$$+ \frac{a^2_2 K^2_0}{K^2_0 - 4\pi^2 T^2 b^2_2}\left[\frac{1}{b_2}\left(\operatorname{arctg}\frac{F_2}{b_2} - \operatorname{arctg}\frac{F_1}{b_1}\right) - \right.$$

$$\left. - \frac{2\pi T}{K_0}\left(\operatorname{arctg}\frac{2\pi TF_2}{K_0} - \operatorname{arctg}\frac{2\pi TF_1}{K_0}\right)\right]. \qquad (7.70)$$

Для всего спектра колебаний частоты, приняв $F_1 = 0$ и $F_2 = \infty$, из (7.70) получим

$$\Delta f^2_{ск} = \frac{\pi}{2}\left(\frac{a^2_1}{b_1 K_0}\,\frac{1+2\pi Tb_1K_0}{K_0+2\pi Tb_1} + \frac{a^2_2}{b_2}\,\frac{K_0}{K_0+2\pi Tb_2}\right). \qquad (7.71)$$

При весьма большой постоянной времени фильтра $(T\to\infty)\,\Delta f^2_{ск} = \pi a^2_1/2b_1$. При $T \approx 0$ $\Delta f^2_{ск} = (\pi/2) \times \times [a^2_1/b_1K^2_0) + (a^2_2/b_2)]$, откуда можно сделать следующий вывод. При $T\to\infty$ система ЧАП является столь

инерционной, что флюктуации частоты стабилизируемого автогенератора не отличаются от тех же флюктуаций при отключенной системе авторегулирования. Наоборот, при $T \approx 0$ система практически безынерционна, что позволяет в $K_0$ раз снизить девиацию частоты стабилизируемого автогенератора. При этом, однако, частота автогенератора полностью отслеживает флюктуации частоты эталонного сигнала.

При известных энергетических спектрах собственных флюктуаций частоты стабилизируемого автогенератора и эталонного сигнала (параметры $a_1$, $b_1$, $a_2$, $b_2$) и заданном коэффициенте авторегулирования $K_0$ можно найти постоянную времени $T$, при которой величина $\Delta f^2_{\text{ск}}$ минимальна. Для этого с помощью стандартных методов определения экстремума функции следует найти минимум выражения (7.71) относительно параметра $T$.

По аналогии с системой ЧАП можно рассчитать кратковременную нестабильность частоты автогенератора в системе ФАП, для которой согласно [7.15] коэффициенты передачи при однозвенном $RC$-фильтре нижних частот

$$K_1(jF) = \frac{(j2\pi F)^2 + (j2\pi F/T)}{(j2\pi F)^2 + (j2\pi F/T) + (4S_y U_m/T)}, \tag{7.72}$$

$$_1(jF) = \frac{4S_y U_m/T}{(j2\pi F)^2 + (j2\pi F/T) + (4S_y U_m/T)}, \tag{7.73}$$

где $T$ — постоянная времени ФНЧ; $S_y$ — крутизна управляющего элемента; $U_m$ — максимальное напряжение на выходе фазового дискриминатора.

Подставив (7.72) и (7.73) в (7.65), можно вычислить среднеквадратическую девиацию частоты.

В системе ФАП, как и в системе ЧАП, следует по возможности уменьшать постоянную времени фильтра $T$, чтобы снизить собственные флюктуации частоты стабилизируемого автогенератора. Минимально допустимое значение $T$ определяется условием устойчивости системы [7.15]. Девиацию частоты без нарушения устойчивости можно также уменьшить, применяя более сложный фильтр, например, пропорционально интегрирующий.

ГЛАВА 8

# ТРАНЗИСТОРНЫЕ СВЧ УСИЛИТЕЛИ

## 8.1. КЛАССИФИКАЦИЯ МОЩНЫХ СВЧ ТРАНЗИСТОРОВ

Мощные СВЧ транзисторы подразделяются на две большие группы: биполярные и полевые (см. рис. 1.5). В биполярных происходит перенос как основных носителей заряда в полупроводнике, так и неосновных; в полевом — только основных. В биполярных транзисторах управление током прибора осуществляется за счет заряда неосновных носителей, накапливаемых в базовой области; в полевых — за счет действия электрического поля на поток основных носителей заряда, движущихся в полупроводниковом канале, причем поле направлено перпендикулярно этому потоку. Материалом для мощных СВЧ биполярных транзисторов является кремний, для полевых — кремний или арсенид галлия. Для увеличения мощности прибора в биполярных транзисторах используют многоэмиттерную структуру, в полевых — многоканальную.

Таблица 8.1

| Частота, ГГц | Тип транзистора | $P_{вых}$, Вт | $K_P$, дБ | $\eta$, % |
|---|---|---|---|---|
| 1 | Биполярный | 600 в импульсе | 6 | 35 |
| | „ | 30...70 | 8,5 | 55 |
| 2 | „ | 20...40 | 7 | 40 |
| 3 | „ | 8 | 7 | 35 |
| 4 | „ | 5 | 5,5 | 30 |
| | Полевой | 4...15 | 6 | 44 |
| 6 | Биполярный | 1,5 | 4,4 | 23 |
| | Полевой | 2,7 | 5 | 31 |
| 8 | Биполярный | 0,5 | 6 | 22 |
| | Полевой | 2,2...5,1 | 3,2 | 22 |
| 12 | Полевой | 2,0 | 5 | 20 |
| 15 | „ | 0,45 | 5,2 | 6,7 |

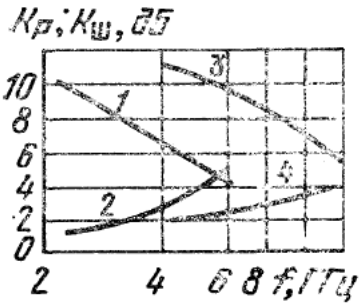



Рис. 8.1

По свойствам и характеристикам различия между приборами сводятся к следующему (табл. 8.1). В диапазоне частот до 3 ... 4 ГГц бóльшую мощность имеют биполярные транзисторы, выше этой частоты — полевые, которые при этом обладают большим коэффициентом усиления и меньшим коэффициентом шума (рис. 8.1, где *1*, *2* — относится к биполярным транзисторам, *3*, *4* — к полевым).

Худшие показатели биполярных транзисторов в СВЧ диапазоне связаны, в частности, со сравнительно инерционным процессом управления током прибора, обусловленным накоплением неосновных носителей заряда в области базы. Процесс управления током в полевом транзисторе является менее инерционным, в результате чего улучшаются частотные свойства прибора. Полевые транзисторы по сравнению с биполярными имеют большее входное сопротивление, что способствует их лучшему согласованию с источником возбуждения. Кроме того, полевые транзисторы обладают лучшей линейностью амплитудной характеристики, лучшей температурной стабильностью параметров, более высокой радиационной стойкостью, в них отсутствует явление вторичного пробоя. В зависимости от назначения, мощности, диапазона частот и других требований следует отдавать предпочтение применению в усилителях и других СВЧ устройствах биполярных или полевых транзисторов.

## 8.2. БИПОЛЯРНЫЕ СВЧ ТРАНЗИСТОРЫ

Структура таких приборов является многоэмиттерной, изготавливаются они по планарно-эпитаксиальной технологии [5.12]. В основном применяется два вида структур: решетчатая и полосковая. В первом случае эмиттеры, располагаемые в теле базы, имеют форму квадратиков, причем их число может достигать нескольких сотен. Все эмиттеры с помощью металлизированных полосок соединяются параллельно.

В полосковой структуре (рис. 8.2,*а*) эмиттер (*3*) имеет гребенчатую форму. Такую же форму имеют контактные площадки выводов базы (*2*) и эмиттера (*1*)

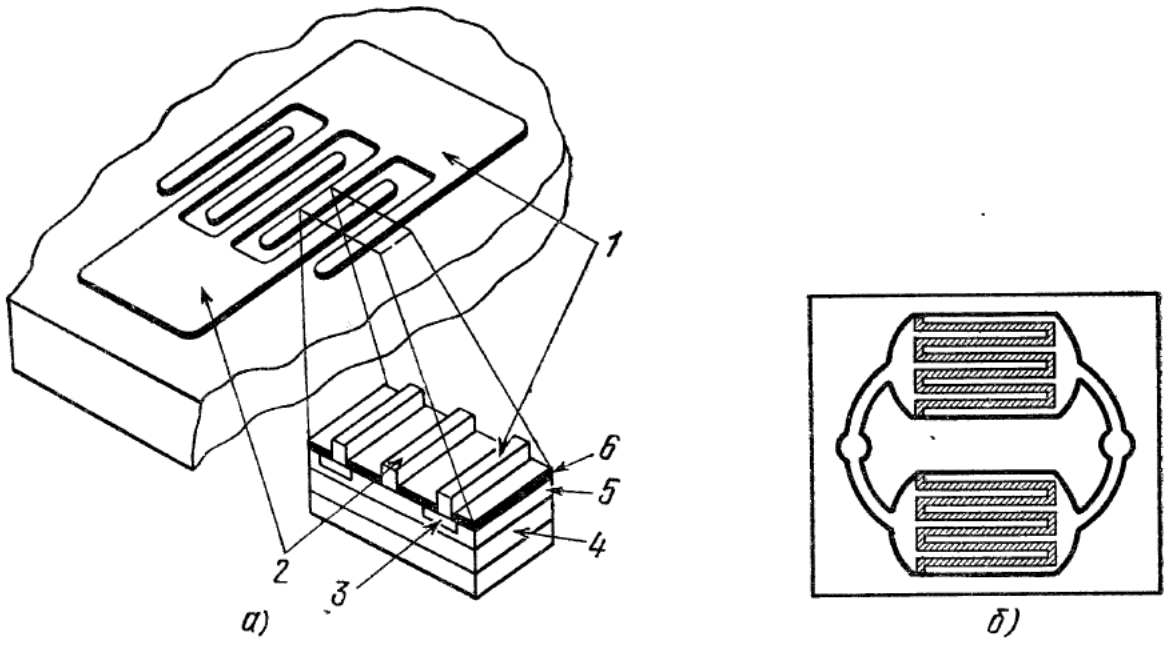



Рис. 8.2

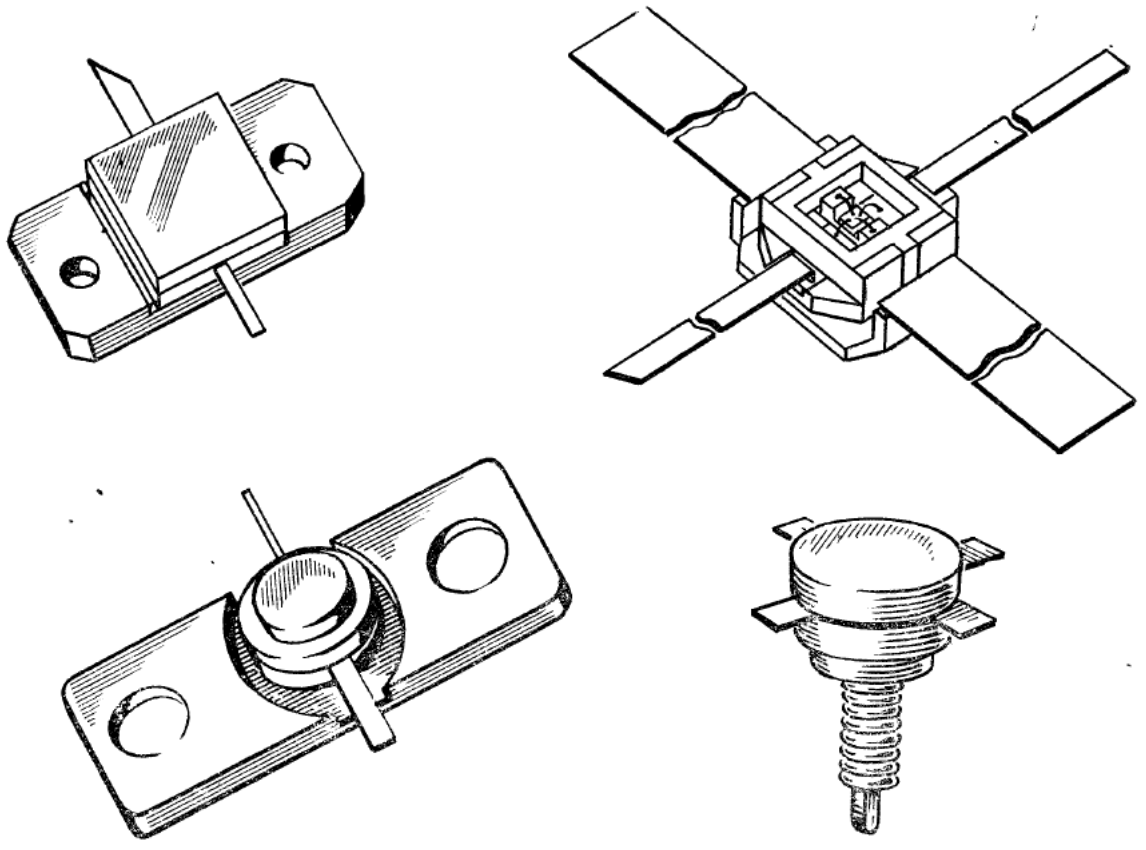


Рис. 8.3

прибора. Кроме того, в состав прибора входят: коллектор (*4*), база (*5*) и изоляционный оксидный слой (*6*). Общее число полосков — эмиттеров — в приборе может достигать нескольких десятков.

Обе названных структуры обеспечивают высокое отношение периметра эмиттера к площади коллектора, что позволяет успешно преодолевать отрицательные последствия эффекта оттеснения, состоящего в смещении к внешнему краю эмиттера тока неосновных носителей заряда, и поддерживать плотность тока не больше допустимого значения. Кроме того, в этих структурах ширина базовой области может быть малой (до 0,3 мкм), что обеспечивает работу транзистора в СВЧ диапазоне. Для повышения выходной мощности СВЧ транзистора на одном кристалле располагают несколько структур, а в одном корпусе прибора размещают несколько кристаллов (рис. 8.2,*б*). Различают бескорпусные и корпусные (рис. 8.3) транзисторы.

Частотные свойства многоэмиттерного транзистора определяются, в первую очередь, временем переноса заряда от эмиттера к коллектору $\tau_{эк}$. Согласно [1.8] для одномерной модели СВЧ плоскостного биполярного транзистора (рис. 8.4,*а*)

$$\tau_{эк} = \tau_{эз} + \tau_{тб} + \tau_{ок} + \tau_{кз}, \qquad (8.1)$$

где $\tau_{эз}$ — постоянная времени заряда барьерной емкости эмиттерного перехода $C_{эз}$; $\tau_{тб}$ — время пролета неосновными носителями заряда базовой области шириной $W_б$; $\tau_{ок}$ — время переноса заряда в обедненном слое коллектора шириной $W_{ок}$; $\tau_{кз}$ — постоянная времени заряда барьерной емкости активной части коллекторного перехода $C_{ка}$. На рис. 8.4 обозначены *1* — эмиттер, *2* — обедненный слой эмиттера, *3* — базовая область, *4* — обедненный слой коллектора, *5* — коллектор.

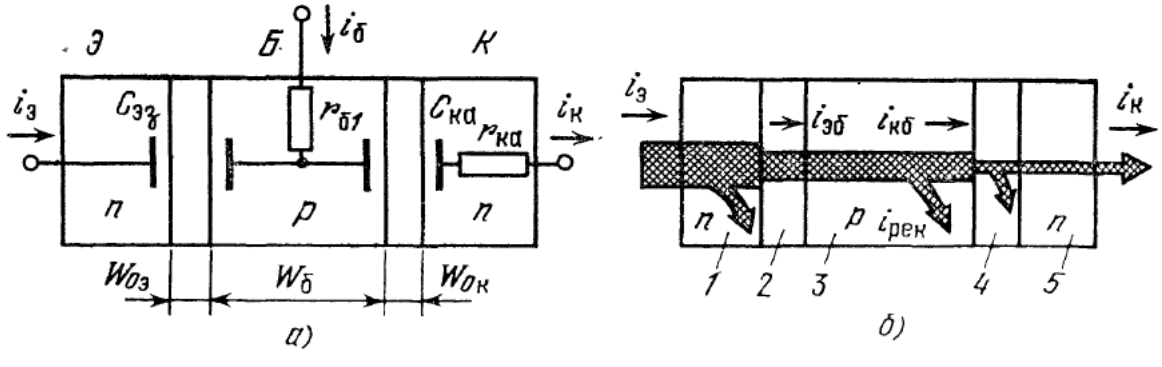



**Рис. 8.4**

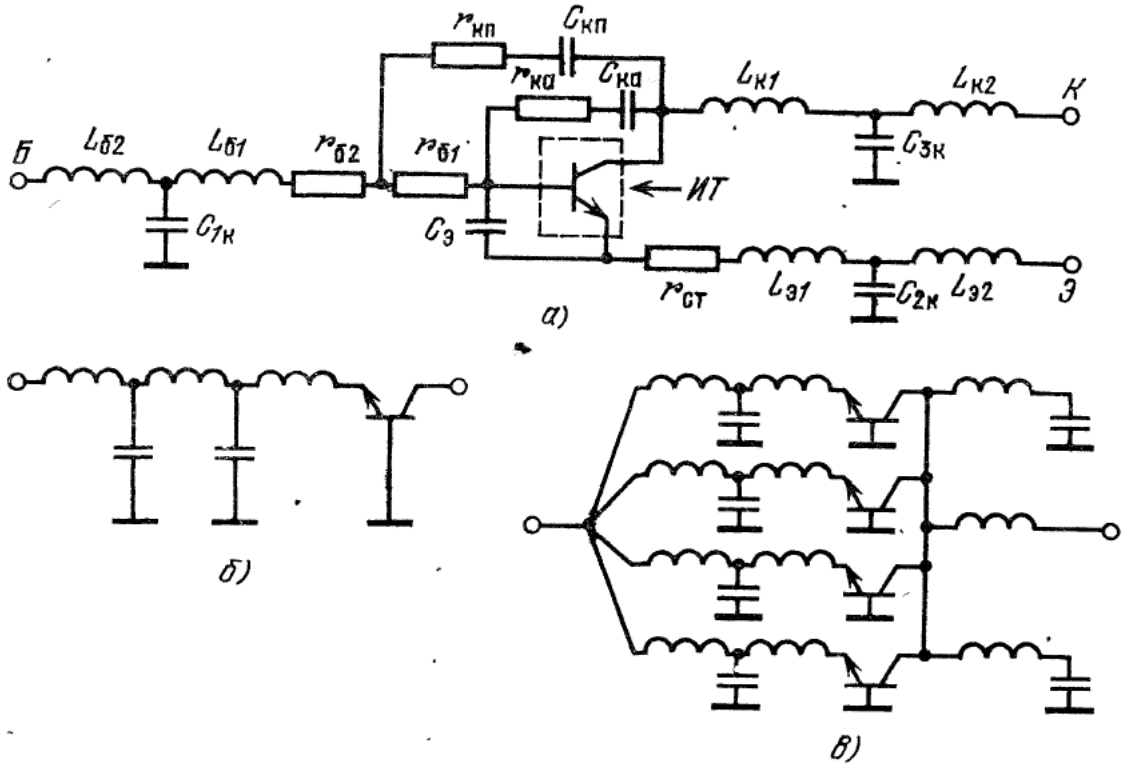



Рис. 8.5

Постоянные времени определяются следующими выражениями:

$\tau_{эз} = r_э C_{эз}$,

где $r_э$ — диффузионное сопротивление открытого эмиттерного перехода;

$\tau_{кз} = (r_{б1} + r_{ка}) C_{ка}$,

где $r_{б1}$ — часть распределенного сопротивления базы; $r_{ка}$ — сопротивление растекания высокоомного коллекторного слоя (рис. 8.5,*а*);

$\tau_{тб} = W_б / v_{др}$,

где $W_б$ — ширина базовой области при дрейфовом механизме переноса заряда; $v_{др}$ — дрейфовая скорость пролета носителей через базу.

Пренебрегая величиной $\tau_{ок}$, наименьшей из всех слагаемых в (8.1), с учетом последних равенств получим

$$\tau_{эк} = (W_б / v_{др}) + r_э C_{эз} + (r_{б1} + r_{ка}) C_{ка}. \quad (8.2)$$

Величина, обратная времени переноса заряда от эмиттера к коллектору, называется граничной частотой транзистора $f_{гр} = 1/2\pi\tau_{эк}$, которая определяется экспериментальным путем в соответствии с выражением

$$f_{гр} = |h_{21э}| f, \quad (8.3)$$

где $|h_{21э}|$ — модуль коэффициента усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером при частоте сигнала $f$.

При $f=f_{гр}$ мощные СВЧ многоэмиттерные транзисторы обычно имеют коэффициент усиления мощности $K_P=2 \ldots 4$. Поэтому максимальная частота усиления транзистора, как правило, не превышает $f_{гр}$. Частотные свойства биполярного транзистора обусловлены, в первую очередь, зависимостями коэффициентов усиления по току в схемах с общей базой (ОБ) и общим эмиттером (ОЭ) от частоты усиливаемого сигнала. Согласно [1.8] коэффициент усиления по току в схеме ОБ в малосигнальном режиме

$$h_{21б}=i_к/i_э=k_и\beta^*\beta_m, \qquad (8.4)$$

где $k_и=i_{эб}/i_э$ — коэффициент инжекции эмиттерного $p$—$n$-перехода; $\beta^*=i_{кб}/i_{эб}$ — коэффициент переноса носителей через базу; $\beta_m=i_к/i_{кб}$ — коэффициент переноса носителей через обедненный слой коллектора.

Диаграмма, раскрывающая смысл данных коэффициентов для одномерной модели транзистора, представлена на рис. 8.4,*б*. Выражение (8.4) преобразуем к виду

$$h_{21б}=h_{21б0}/(1+jh_{21б0}f/f_{гр}), \qquad (8.5)$$

где $h_{21б0}$ — значение коэффициента $h_{21б}$ при низкой частоте сигнала.

Коэффициент усиления по току при малом сигнале для схемы ОЭ

$$h_{21э}=h_{21э0}/(1+jh_{21э0}f/f_{гр}), \qquad (8.6)$$

где $h_{21э0}$ — значение коэффициента $h_{21э}$ при низкой частоте.

В соответствии с общей методикой, изложенной в § 1.2, определим максимальную мощность СВЧ биполярного транзистора. Здесь, как и в других типах полупроводниковых приборов, эта мощность ограничена пробивным значением напряженности электрического поля, приложенного к коллекторному переходу, и длиной пролетного участка, т. е. шириной базы $W_б$. Примем во внимание следующие обстоятельства. Максимальное обратное напряжение, приложенное к коллекторному переходу, $U_{КБ}=U_0+U_m$, где $U_0$ — постоянное напряжение коллекторного источника питания; $U_m$ — амплитуда высокочастотного коллекторного напряжения.

Пусть $U_m = 0{,}6\,U_0$, т. е. коэффициент $\xi_{доп} = 0{,}6$. Следует иметь $U_{КБ} < U_{прб}$, где $U_{прб}$ — пробивное значение напряжения коллекторного перехода. Поэтому считаем $k_{прб} = E_{доп0}/E_{прб} = 0{,}5$. Дрейфовая скорость носителей заряда $v_{др} = v_{нас}$, т. е. коэффициент $\gamma = 1$. Время пролета носителей заряда через базу $\tau_б = W_б/v_{др}$, а полное время переноса носителей заряда от эмиттера к коллектору $\tau_{эк} \approx 2\tau_б = 1/\omega_{гр}$. Предположим, что частота сигнала равна граничной частоте $\omega = \omega_{гр}$. Тогда для пролетного угла через область базы получим

$$\theta_{пр} = \tau_б \omega = 0{,}5\tau_{эк}\omega_{гр} = 0{,}5. \qquad (8.7)$$

Подставив полученные значения в (1.6), имеем

$$(P_1 R_{1э}) f^2[\text{ГГц}^2] = 2200 \text{ Вт}\cdot\text{Ом}. \qquad (8.8)$$

Соображения, высказанные ранее (см. § 5.1) относительно выбора сопротивления $R_{1э}$, полностью относятся и к рассматриваемому случаю работы биполярного транзистора. Поэтому, приняв $R_{1э} = 10$ Ом, из (8.8) получим

$$P_1 f^2[\text{ГГц}^2] = 220 \text{ Вт}. \qquad (8.9)$$

Согласно (8.8) теоретически максимальная мощность биполярного транзистора при $R_{1э} = 10$ Ом при частоте 10 ГГц равна 2,2 Вт, при частоте 5 ГГц она составляет 9 Вт.

С уменьшением частоты сигнала вступает в действие второй фактор, ограничивающий максимальную мощность транзистора: отвод тепла от прибора (см. § 1.2). Поэтому в непрерывном режиме максимальная мощность СВЧ транзистора, по всей видимости, не может быть больше 50 ... 100 Вт, а в импульсном — 1 кВт. Следует заметить, что к настоящему времени многие типы многоэмиттерных СВЧ транзисторов по своим параметрам близко подошли к теоретическому пределу (табл. 8.2).

Ключевым моментом при расчете транзисторных усилителей мощности является выбор модели транзистора. Последняя может быть представлена эквивалентной электрической цепью или некоторой матрицей параметров. Эквивалентная схема транзистора состоит из двух основных частей: внутренней, называемой также идеальным транзистором, отображающей физические процессы, протекающие в $p$—$n$-переходах, и внешней, включающей сопротивления активных потерь кристалла

Таблица 8.2

| Тип транзистора | $f$, ГГц | $P_{вых}$, Вт | $K_P$, дБ | $\eta$, % | $E_к$, В |
|---|---|---|---|---|---|
| КТ913А | 1 | 3 | 4 | 45 | 28 |
| КТ913Б | 1 | 5 | 4 | 45 | 28 |
| КТ913В | 1 | 10 | 4 | 55 | 28 |
| КТ916В | 1 | 20 | 4 | 55 | 28 |
| NEM1040 | 1 | 40 | 4 | — | 20 |
| MSC1020 | 1 | 20 | 10 | 60 | 28 |
| MSC1600M | 1 | 600 | 6 | 35 | 50 |
| MSC1330 | 1,3 | 30 | 8,5 | 55 | 28 |
| КТ919А | 2 | 4,4 | 4 | 30 | 28 |
| КТ942К | 2 | 10 | 4 | 30 | 28 |
| MSC2010 | 2 | 10 | 7 | 35 | 28 |
| MSC82020M | 2 | 20 | 7,8 | 40 | 28 |
| NEM2020 | 2 | 20 | — | — | 20 |
| MSC3005 | 3 | 5 | 5 | 30 | 28 |
| NEM3008 | 3 | 8 | — | — | 20 |
| MSC4005 | 4 | 5 | 4 | 30 | 28 |
| NEM4205 | 4,2 | 5 | — | — | 20 |

Примечания. 1. Транзистор MSC1600M предназначен для импульсного режима работы с длительностью импульса менее 10 мкс при коэффициенте скважности более 100. 2. Транзисторы КТ913 и КТ916В используются в схеме с ОЭ, остальные—в схеме с ОБ.

и реактивные сопротивления выводов электродов (рис. 8.5,*а*, где ИТ — идеальный транзистор; $L_{б1}$, $L_{э1}$, $L_{к1}$, $L_{б2}$, $L_{э2}$, $L_{к2}$ — индуктивности внешней и внутренней частей выводов электродов; $C_{1к}$, $C_{2к}$, $C_{3к}$ — емкости выводов электродов относительно корпуса транзистора; $r_{б1}$, $r_{б2}$ — части распределенного активного сопротивления базы; $C_{ка}$ и $C_{кп}$ — активная (внутренняя) и пассивная (внешняя) барьерные емкости перехода коллектор — база; $C_э$ — барьерная емкость перехода эмиттер — база; $r_{ка}$ и $r_{кп}$ — части распределенного активного сопротивления коллектора; $r_{ст}$ — суммарное сопротивление стабилизирующих резисторов, включаемых последовательно с эмиттерами).

Внутри корпуса некоторых мощных СВЧ транзисторов размещается специальная согласующая цепь (рис. 8.5,*б*), выполненная в виде интегральной пленочной схемы (см. § 3.2) и расширяющая полосу пропускания прибора [8.37]. В других случаях внутри одного корпуса транзистора располагается несколько кристаллов, каждый из которых имеет отдельную согласующую цепь (рис. 8.5,*в*). Параметры такого составного тран-

зистора типа MSC1600M с импульсной мощностью 600 Вт приведены в табл. 8.2 [8.39].

Все параметры внешней части эквивалентной схемы транзистора, за исключением зарядных емкостей $p$—$n$-переходов, можно считать постоянными, не зависящими от мощности сигнала. Значительно сложнее обстоит вопрос с составлением и описанием внутренней части эквивалентной схемы — идеальным транзистором. При стремлении сблизить результаты, получаемые в реальном транзисторе и его модели, эта часть схемы должна отражать следующие физические явления:

— изменение состояния эмиттерного и коллекторного переходов — из открытого в закрытое и обратно — в зависимости от значения и полярности приложенного к ним напряжения и существование в связи с этим трех рабочих областей: отсечки, активной и насыщения;

— зависимость диффузионной емкости и сопротивления открытого $p$—$n$-перехода от напряжения;

— зависимость тока коллектора от коллекторного напряжения при работе в активной области;

— зависимость граничной частоты $f_{гр}$ от коллекторного тока и напряжения.

Известно несколько моделей идеального транзистора. Одна из них, называемая моделью Эберса—Молла, для схемы транзистора с ОБ изображена на рис. 8.6,*а*. Здесь приняты следующие обозначения: $C_{э\,диф}$ и $C_{к\,диф}$ — диффузионные емкости эмиттерного и коллекторного переходов; $r_{э\,диф}$ и $r_{к\,диф}$ — их диффузионные сопротивления; $i_{кг}$ и $i_{эг}$ — эквивалентные генераторы тока.

Эта схема отображает следующие физические явления, протекающие в транзисторе: инжекцию носителей эмиттером и коллектором в область базы при открытых $p$—$n$-переходах; накопление неосновных носителей заряда в области базы; их перенос от эмиттера к коллектору и от коллектора к эмиттеру. При работе транзисто-

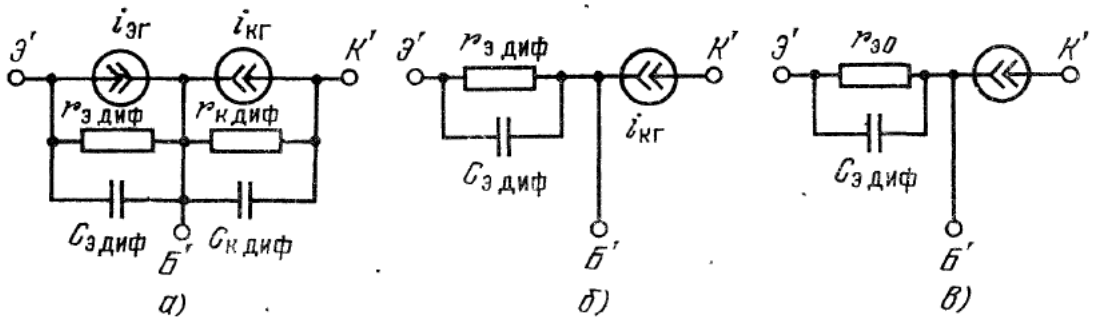



Рис. 8.6

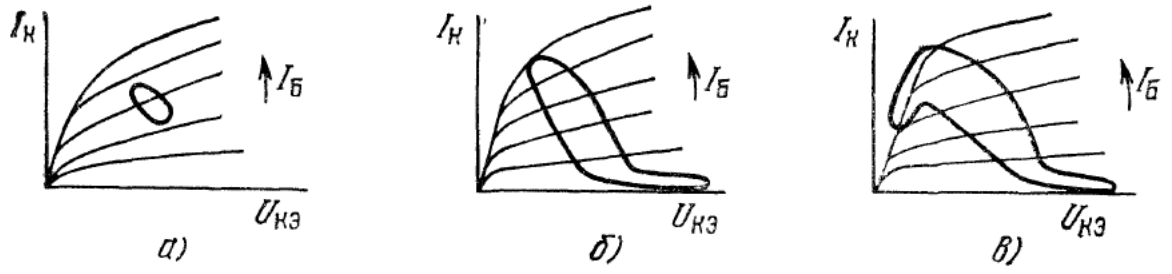



Рис. 8.7

ра только в активной области (к эмиттерному переходу приложено прямое напряжение, к коллекторному — обратное) эквивалентная схема упрощается и принимает вид, показанный на рис. 8.6,*б* при схеме с ОБ или рис. 8.6,*в* при схеме с ОЭ. Здесь имеет место перенос носителей заряда только от эмиттера к коллектору. Так как перечисленные эффекты нелинейны, то все параметры идеального транзистора (рис. 8.6) описываются нелинейными функциями.

В зависимости от усиливаемого сигнала в транзисторе различают два крайних режима работы: малого и большого сигналов. При малом сигнале используется одна область — активная, при большом — две (отсечки и активная) или три (отсечки, активная и насыщения). Судить о числе используемых областей можно по расположению динамической характеристики, т. е. функции, связывающей мгновенные значения коллекторного тока и напряжения $i_К(u_{КЭ})$, на плоскости вольт-амперных характеристик. Три возможных случая расположения динамической характеристики приведены на рис. 8.7. Первый из них (рис. 8.7,*а*) относится к малому сигналу, два других (рис. 8.7,*б*, *в*) — к большому. Для случая, представленного на рис. 8.7,*б*, транзистор в течение каждого периода колебаний последовательно находится в двух областях: отсечки и активной. Для случая, представленного на рис. 8.7,*в*, транзистор в течение каждого периода колебаний последовательно переходит из области отсечки в активную и затем насыщения.

Как следует из рассмотрения эквивалентных схем рис. 8.5 и 8.6, в соответствии со сделанными замечаниями о нелинейном характере параметров входящих в них элементов работа транзистора в режиме большого сигнала описывается нелинейным дифференциальным уравнением высокого порядка. Поэтому исследование полной модели транзистора, учитывающей основные не-

линейные эффекты, оказывается практически возможным с помощью ЭВМ или аналитически при упрощениях эквивалентной схемы, в частности, полигональной аппроксимации нелинейных зависимостей [8.1—8.4].

Второй метод описания модели транзистора — с помощью матрицы параметров — носит формализованный характер, он совершенно не затрагивает физические процессы, протекающие в полупроводниковом приборе. В этом случае транзистор рассматривается как активный четырехполюсник. При малом сигнале такой четырехполюсник можно считать линейным и описать его работу двумя линейными уравнениями, составленными относительно падающих и отраженных волн напряжения на входе и выходе прибора (см. § 2.2). При данном методе матрица $S$-параметров транзистора имеет вид

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}, \tag{8.10}$$

где

$$S_{11} = |S_{11}(\omega)| e^{j\varphi_{11}(\omega)}; \tag{8.11}$$

$$S_{22} = |S_{22}(\omega)| e^{j\varphi_{22}(\omega)}; \tag{8.12}$$

$$S_{12} = |S_{12}(\omega)| e^{j\varphi_{12}(\omega)}; \tag{8.13}$$

$$S_{21} = |S_{21}(\omega)| e^{j\varphi_{21}(\omega)}. \tag{8.14}$$

Физический смысл этих комплексных величин и методы их измерения рассмотрены в § 2.2. Согласно (8.11)—(8.14) восемь рациональных функций полностью характеризуют СВЧ транзистор в рабочем диапазоне частот. При $S$-параметрах возможен табличный метод описания свойств транзистора, что весьма удобно при использовании ЭВМ для расчета полупроводниковых усилителей.

Можно установить связь между параметрами эквивалентной схемы транзистора (рис. 8.5, 8.6) и $S$-параметрами. Однако эти зависимости носят столь сложный харак-

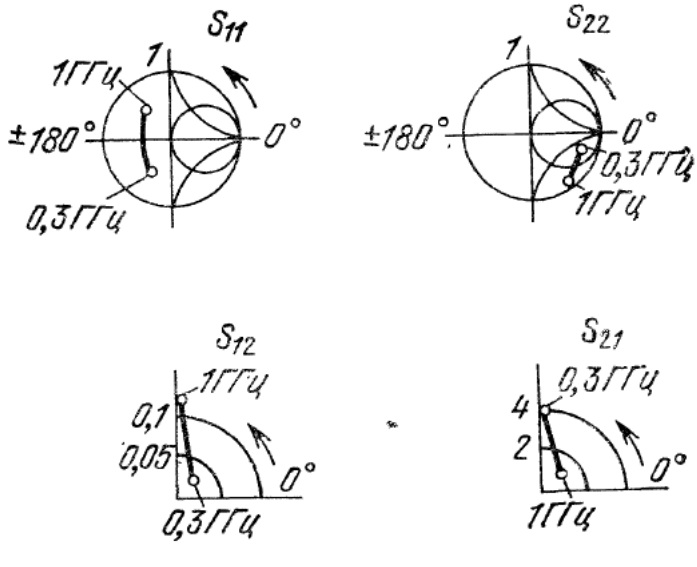



Рис. 8.8

тер, что практически пользоваться ими трудно. Поэтому следует отдать предпочтение экспериментальному методу определения $S$-параметров транзистора. В качестве примера на рис. 8.8 приведены характеристики $S$-параметров одного из биполярных транзисторов (МТ1061) [8.5].

Сложнее обстоит дело с описанием свойств транзистора с помощью $S$-параметров в режиме большого сигнала. В первом приближении $S$-параметров можно определить через отношения первых гармоник падающих и отраженных волн напряжения при удовлетворительной фильтрации высших гармоник, что обычно соблюдается. При этом значения $S$-параметров зависят не только от частоты, но и от амплитуды сигнала, в первую очередь входной падающей волны напряжения (подробнее см. в § 8.7).

### 8.3. ПОЛЕВЫЕ СВЧ ТРАНЗИСТОРЫ

Основным классификационным признаком СВЧ полевых транзисторов [8.21—8.25] является метод уравнения потоком основных носителей заряда, движущихся в полупроводниковом канале. По данному признаку различают три типа приборов:

— полевой транзистор с изолированным затвором или со структурой металл — окисел — полупроводник (так называемый МОП-транзистор);

— полевой транзистор с управляющим $p$—$n$-переходом;

— металлополупроводниковый полевой транзистор с барьером Шоттки.

**Полевой транзистор с изолированным затвором (МОП-транзистор).** Известно несколько разновидностей структур приборов данного типа [8.24, 8.25]. Рассмотрим две из них: горизонтального (рис. 8.9,*а*) и вертикального (рис. 8.9,*б*) типа. В первой имеются три полупроводниковые области: $n^+$, $p$, $n^+$ и канал $n$-типа, в котором от истока к стоку под действием приложенного напряжения проходит поток основных носителей заряда — электронов (заметим, что в полупроводниковом канале $p$-типа такими носителями будут дырки). Управление потоком носителей осуществляется за счет действия поперечного электрического поля на поверхностную проводимость полупроводника. Это электрическое поле создается с помощью конденсатора МОП-типа,

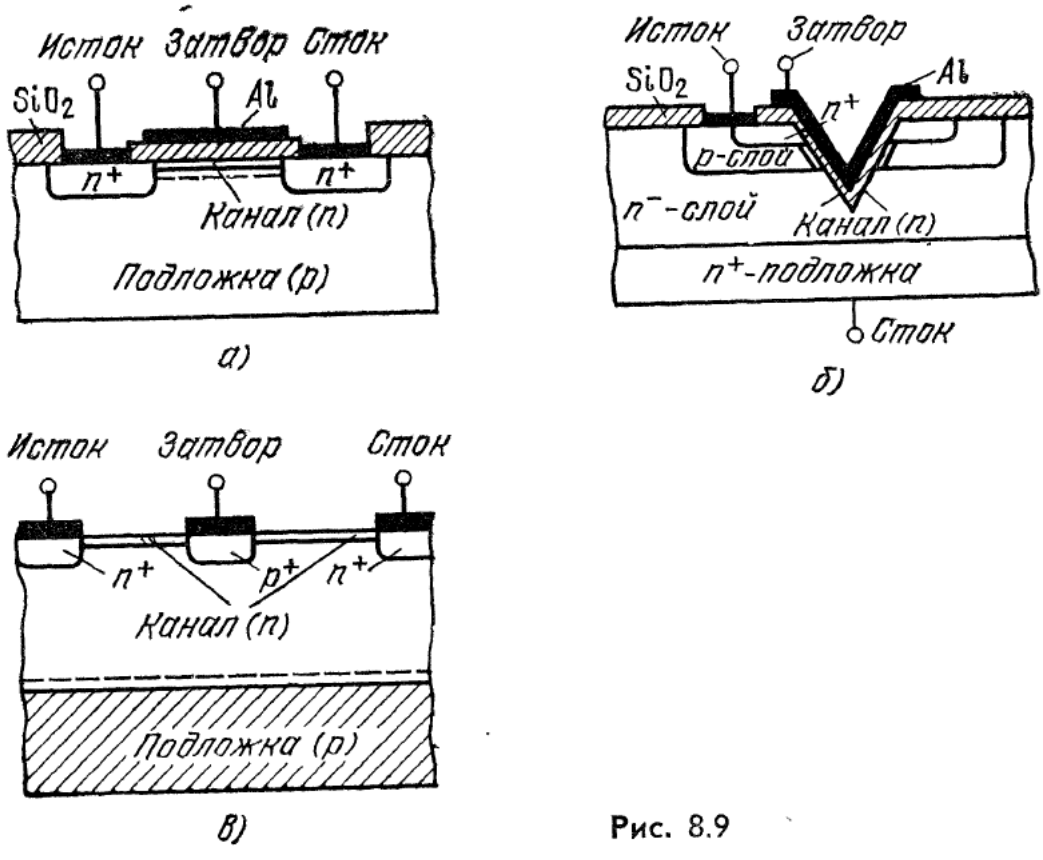



Рис. 8.9

включающего металлический электрод (затвор), изолятор (диэлектрик — окисел $SiO_2$) и полупроводник — канал $n$-типа основных носителей (в других случаях используется канал $p$-типа). Напряжение, приложенное между изолированным затвором и истоком, обусловливает появление в полупроводниковом канале на границе с изолятором индуцированного заряда, влияющего на проводимость канала.

Существенно большую мощность в полевом транзисторе с изолированным затвором можно получить при вертикальной структуре (рис. 8.9,*б* [8.24]). Здесь ток через кристалл кремния, включающий четыре слоя: $n^+$, $p$, $n^-$ и $n^+$, проходит в вертикальном направлении, что позволяет, с одной стороны, уменьшить длину полупроводникового канала, определяющего высокочастотные свойства прибора, а с другой — повысить плотность тока и пробивное напряжение между истоком и стоком, т. е. увеличить мощность прибора. В качестве примера укажем, что при вертикальной структуре длину канала можно уменьшить до 1,5 мкм по сравнению с 5 мкм при горизонтальной структуре [8.24]. Благодаря $n^-$-области в вертикальной структуре обеспечивается повышенное пробивное напряжение между истоком и стоком и малая

емкость обратной связи. Как следует из сравнения рис. 8.2,*а* и 8.9,*б*, МОП-транзистор с вертикальной структурой имеет определенное сходство с биполярным транзистором. При создании областей канала и истока в МОП-транзисторе используются те же методы диффузии, что и при получении областей базы и эмиттера в биполярном транзисторе.

**Полевой транзистор с *p*—*n*-переходом.** Как и в предыдущем случае, здесь также разработано несколько типов структур [8.21]. Одна из них изображена на рис. 8.9,*в*. Управление током прибора осуществляется с помощью обратно смещенного *p* — *n*-перехода. При канале *n*-типа затвором служит полупроводник с проводимостью *p*-типа; при канале *p*-типа — затвор *n*-типа. Запирающее напряжение, прикладываемое между затвором и истоком (в рассматриваемом случае отрицательное), позволяет увеличить *p*-область пространственного заряда и перекрыть область *n*-канала, что приводит к уменьшению проводимости последнего и тока стока.

**Металлополупроводниковый полевой транзистор.** Необходимость изоляции затвора от полупроводникового канала в МОП-структуре с помощью окисла (см. рис. 8.9) отрицательно сказывается на увеличении граничной частоты полевого транзистора. Применение затвора с барьером Шоттки, называемого в этом случае металлополупроводниковым [8.21—8.23], позволяет в определенной степени устранить это ограничение. Материалом для данного прибора служит кремний или арсенид галлия, что позволяет снизить активные потери в приборе и поднять максимальную частоту усиления.

В приведенной на рис. 8.10 одной из структур металлополупроводникового СВЧ полевого транзистора [8.21] удается существенно уменьшить длину активной части полупроводникового канала (до 1...2 мкм) и повысить тем самым частоту усиливаемого сигнала до 6...8 ГГц. За счет большой ширины $W$ канала (до 2...3 мм) и применения многоканальной структуры повышается ток прибора и отдаваемая им мощность. В качестве примера

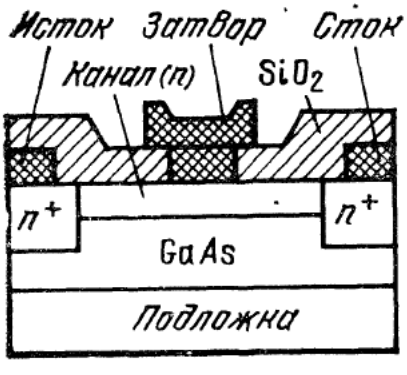



Рис. 8.10

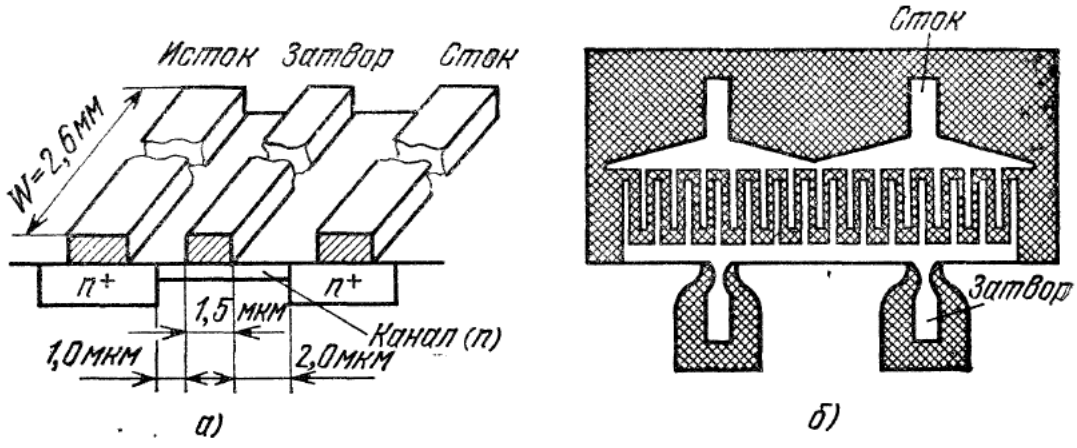



Рис. 8.11

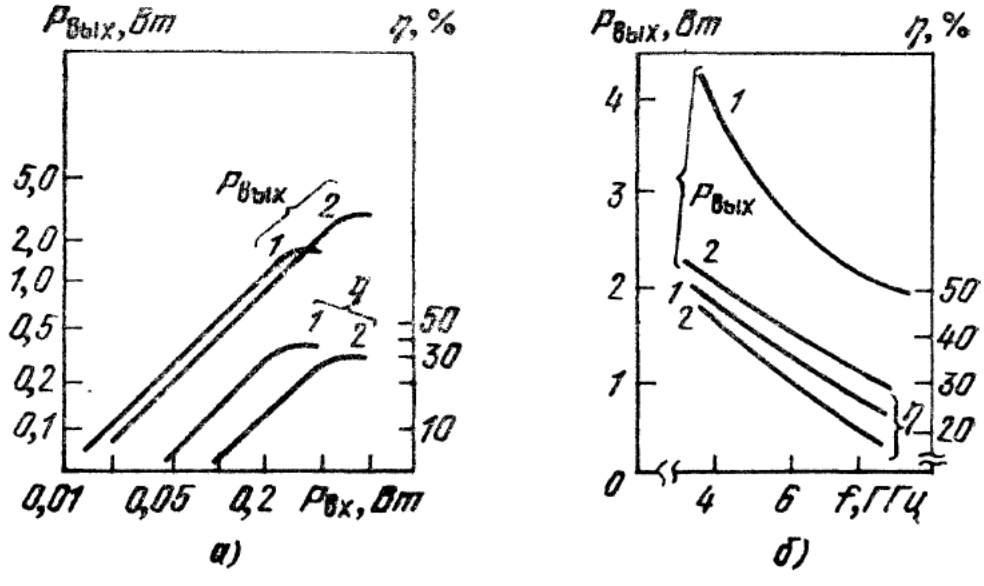



Рис. 8.12

на рис. 8.11,*а* показаны основные геометрические размеры одной ячейки металлополупроводникового полевого транзистора мощностью 2 Вт при частоте 4 ГГц. Транзистор многоканальный, он содержит 28 истоков, 28 стоков и 52 затвора [8.22]. Однотипные электроды прибора соединяются параллельно (рис. 8.11,*б*). На рис. 8.12 приведены динамические характеристики данного типа СВЧ полевого транзистора ($f_0$=6 ГГц, $E_{си}$= =13 В) при размещении в одном корпусе одного (кривая *1*) и двух (кривая *2*) структур [8.22]. Внешний вид одного из типов СВЧ полевых транзисторов [8.23] показан на рис. 8.3. Параметры нескольких транзисторов приведены в табл. 8.3 [8.21].

**Эквивалентная схема и частотные свойства СВЧ полевых транзисторов.** Эквивалентные схемы всех трех типов полевых транзисторов при малом сигнале весьма

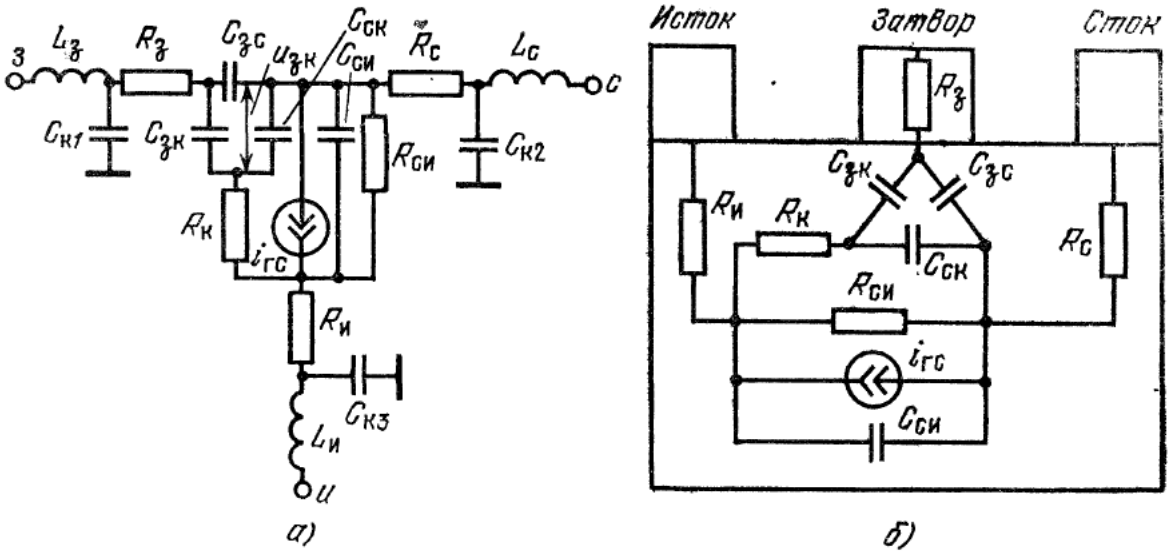



**Рис. 8.13**

близки и содержат: межэлектродные емкости, емкости, характеризующие полупроводниковый канал, сопротивления активных потерь, индуктивности выводов электродов и генератор тока, определяющий усилительные свойства прибора (рис. 8.13,*а* [8.21, 8.33]). Элементы этой схемы: $R_З$, $R_С$, $R_И$ и $R_К$ — сопротивления активных по-

Таблица 8.3

| Тип транзистора | $f$, ГГц | $P_{вых}$, Вт | $K_Р$, дБ |
|---|---|---|---|
| MSC88005 | 4 | 2 | 5 |
| MSC88020 | 4 | 5 | 6 |
| MSC88004 | 6 | 1 | 7 |
| MSC88010 | 6 | 2,5 | 6 |
| MSC88104 | 12 | 1 | 5,5 |
| MSC88110 | 12 | 2 | 5 |
| MSC88202 | 15 | 0,45 | 5,5 |
| MSC88204 | 15 | 0,8 | 4 |

Примечание. Для всех транзисторов $E_{СИ}$=9 В.

терь соответственно в цепи затвора, стока, истока и канала; $R_{СИ}$ — выходное сопротивление прибора сток — исток; $L_З$, $L_С$, $L_И$ — индуктивности выводов затвора, стока и истока; $C_{ЗС}$, $C_{ЗК}$, $C_{СК}$ — емкости, характеризующие полупроводниковый канал; $C_{СИ}$ — выходная емкость сток — исток; $i_{ГС}$ — эквивалентный генератор тока сто-

ка — обозначены на модели структуры транзистора (рис. 8.13,*б*). Ток эквивалентного генератора

$$i_{гс} = S_{п} e^{-j\omega\tau_{к}} u_{зк}, \qquad (8.15)$$

где $S_{п}$ — крутизна характеристики по подложке; $\tau_{к}$ — время пролета основных носителей по каналу; $u_{зк}$ — напряжение затвор — канал (см. рис. 8.13,*а*).

Приведем в качестве примера значения параметров эквивалентной схемы металлополупроводникового полевого транзистора при $U_{СИ} = 5$ В; $U_{ЗС} = 0$; $I_{СИ} = 70$ мА [8.21]: максимальная частота усиления — 12 ГГц; $C_{зк} = 0{,}62$ пФ; $C_{зс} = 0{,}014$ пФ; $C_{ск} = 0{,}02$ пФ; $C_{си} = 0{,}12$ пФ; $R_{з} = 2{,}9$ Ом; $R_{с} = 3$ Ом; $R_{и} = 2$ Ом; $R_{к} = 2{,}6$ Ом; $L_{з} = 0{,}05$ нГ; $L_{с} = 0{,}05$ нГ; $L_{и} = 0{,}04$ нГ; $R_{си} = 400$ Ом; $S_{п} = 53$ мА/В; $\tau_{к} = 5$ пс.

Частотные свойства СВЧ полевого транзистора в первом приближении определяются постоянной времени

$$\tau = \tau_{к} + \tau_{зи}, \qquad (8.16)$$

где $\tau_{к} = l_{к}/v_{з}$ — время пролета основных носителей заряда через канал; $l_{к}$ — длина канала; $v_{з}$ — скорость движения носителей заряда; $\tau_{зи} = (R_{з} + R_{к} + R_{и})[C_{зк} + C_{зс}C_{ск}/(C_{зс} + C_{ск})]$ — постоянная времени цепи затвор — канал — исток.

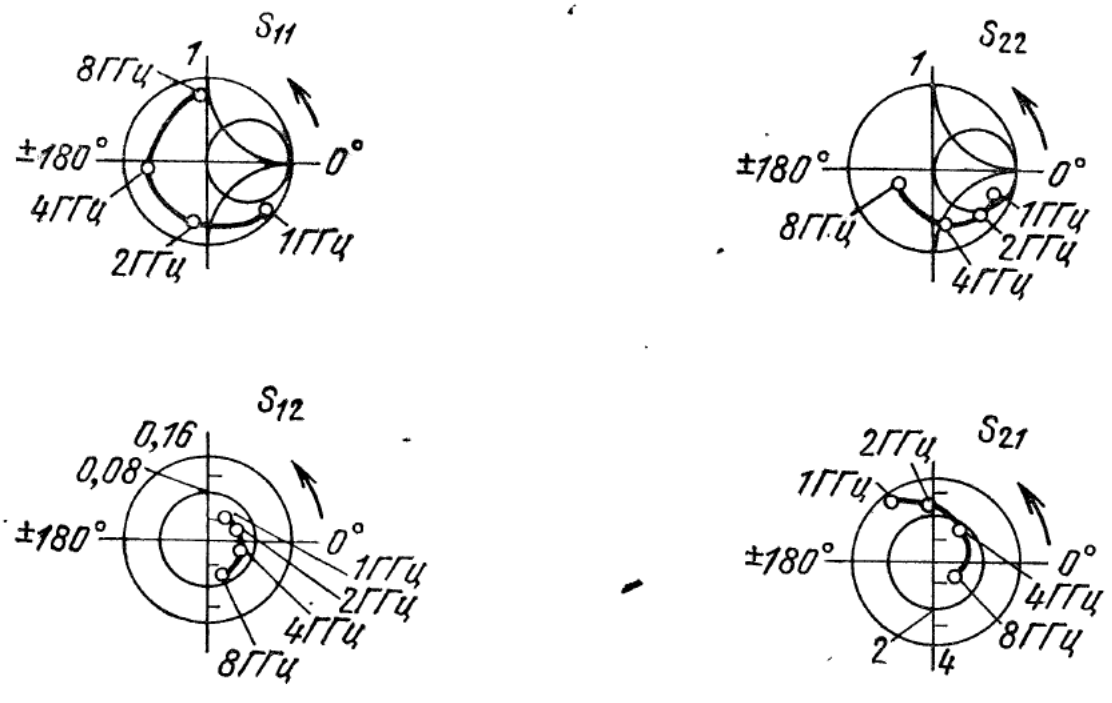



Рис. 8.14

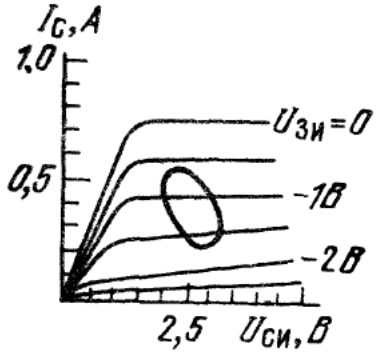



Рис. 8.15

Граничная частота, близкая к максимальной частоте усиления,

$$f_{гр} = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi(\tau_к + \tau_{зи})}. \qquad (8.17)$$

Напряженность электрического поля в канале превышает пороговое значение (см. рис. 1.4), поэтому скорость движения носителей близка к скорости насыщения $v_з \approx v_{нас}$. Из рис. 1.4 для арсенида галлия имеем $v_{нас} \approx 10^7$ см/с. В соответствии с (8.17) для повышения максимальной частоты усиления транзистора следует, во-первых, уменьшать величину $\tau_к$ или при $v_з = \text{const}$ длину канала $l_к$, во-вторых, уменьшать величину $\tau_{зи}$ или емкость затвор — канал $C_{зк}$. Последнее утверждение позволяет понять возможность повышения максимальной частоты усиления полевого транзистора за счет перехода от МОП-структуры (рис. 8.8) к металлополупроводниковой (рис. 8.10). В первом случае емкость затвор — канал определяется свойствами изолирующего окисла $SiO_2$, во втором — емкостью барьера Шоттки, что позволяет существенно снизить значение $C_{зк}$.

Учитывая сказанное, ориентировочно оценим граничную частоту полевого транзистора на примере металлополупроводниковой структуры. Приняв $l_к = 1$ мкм, $v_з = 10^7$ см/с, получим $\tau_к = l_к / v_з = 10$ пс. Используя значения емкостей и сопротивлений, приведенные в предыдущем примере, имеем $\tau_{зи} = 5$ пс. Согласно (8.17) $f_{гр} = 10$ ГГц.

**$S$-параметры полевого транзистора.** Эквивалентная схема СВЧ полевого транзистора (рис. 8.13) позволяет лучше понять физические процессы, протекающие в приборе. Однако пользоваться ею при расчете усилителя или генератора в СВЧ диапазоне трудно, поскольку большинство ее параметров, как правило, неизвестно. Поэтому здесь, как и в случае биполярного транзистора (см. § 8.1), более предпочтительным оказывается описание свойств полевого транзистора в режиме малого сигнала с помощью матрицы $S$-параметров (8.10)—(8.14). Поскольку данный метод определения свойств линейного активного четырехполюсника является формализованным, то все сказанное в § 8.1 об этой матрице применительно к биполярному транзистору в полной мере мож-

но отнести и к СВЧ полевому транзистору. В качестве примера на рис. 8.14 приведены характеристики $S$-параметров одного из типов металлополупроводникового полевого транзистора [8.27].

**Вольт-амперные или статические характеристики полевого транзистора.** Различают два вида таких характеристик: передаточные $I_С = Ф_1(U_{ЗИ}, U_{СИ})$ и выходные $I_С = Ф_2(U_{СИ}, U_{ЗИ})$, где $I_С$ — ток стока; $U_{ЗИ}$ и $U_{СИ}$ — напряжения затвор — исток и сток — исток.

С помощью этих характеристик можно выбрать значения питающих напряжений и установить амплитуду сигнала при высокой частоте. В качестве примера выходные характеристики металлополупроводникового СВЧ полевого транзистора мощностью 1 Вт на частоте 6 ГГц приведены на рис. 8.15 [8.29].

Появились сведения [1.5] о разработке мощных СВЧ полевых транзисторов, имеющих в непрерывном режиме мощность 30 Вт на частоте 1 ГГц, мощность 100 Вт на частоте 2 ГГц, мощность 5 ... 10 Вт на частоте 10 ГГц.

## 8.4. ТРАНЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ В ЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ

Работу транзистора—активного четырехполюсника—можно описать с помощью матрицы $S$-параметров (8.10). Если $S$-параметры не зависят от амплитуды сигнала, режим работы транзисторного усилителя является линейным, которому, как правило, соответствует работа при так называемом малом сигнале. Линейный режим более полно можно определить с помощью динамической характеристики, т. е. зависимости мгновенного значения тока от напряжения на выходе прибора. Для биполярного транзистора динамическая характеристика $i_К(u_{КЭ})$, для полевого — $i_С(u_{СИ})$. При линейном режиме эти характеристики занимают только центральную часть активной области на плоскости вольт-амперных характеристик (рис. 8.15).

Исследование усилителя в линейном режиме сводится к рассмотрению следующих вопросов: расчету или измерению $S$-параметров транзистора; определению номинального коэффициента усиления мощности $K_{Рном}$ и условий устойчивости; расчету параметров электриче-

ских цепей, обеспечивающих необходимое согласование транзистора с источником возбуждениня и нагрузкой, и получению заданной амплитудно-частотной характеристики.

Обобщенная схема транзисторного усилителя (рис. 8.16) состоит из трех частей: собственно транзистора, выходной и входной согласующих электрических цепей. Выходная цепь служит для согласования транзистора с нагрузкой, входная — с источником возбуждения. Обе цепи представляют собой реактивные четырехполюсники (§ 2.4), активными потерями в которых можно пренебречь. Помимо согласования цепи могут выполнять и некоторые иные функции, например, осуществлять коррекцию амплитудно-частотной характеристики усилителя. В последнем случае в цепь могут вводиться активные сопротивления сосредоточенного типа. Такие пассивные четырехполюсники называют цепями с диссипативными потерями. С их помощью можно, например, свести к минимуму КСВ на входе усилителя.

$S$-параметры транзистора, как и коэффициенты отражения Г (рис. 8.16), определяют обычно по отношению к стандартному волновому сопротивлению фидера $\rho_0=50$ Ом. Измерение $S$-параметров транзистора производится по методике, описанной в § 2.2. $S$-параметры транзистора являются комплексными частотно-зависимыми величинами, задаваемыми в виде графиков на круговой диаграмме (см., например, рис. 8.8 и 8.14) или таблицы.

**Номинальный коэффициент усиления по мощности.** Под величиной $K_{P\text{ном}}$ понимают отношение мощности в нагрузке $P_н$ к номинальной мощности источника возбуждения $P_{г\,ном}=E^2_{im}/8\mathrm{Re}(Z_i)$, где $E_{im}$ — амплитуда ЭДС; $\mathrm{Re}(Z_i)$ — активная составляющая внутреннего сопротивления генератора. Величину $K_{P\text{ном}}$ представим в виде произведения пяти сомножителей:

$$K_{P\text{ном}}=\frac{P_н}{P_{г\,ном}}=\frac{P_н}{P_{нпад}}\frac{P_{нпад}}{P_{1пад}}\frac{P_{1пад}}{P_{2пад}}\frac{P_{2пад}}{P_{3пад}}\frac{P_{3пад}}{P_{гном}}, \qquad (8.18)$$

где $P_{нпад}$, $P_{1пад}$, $P_{2пад}$, $P_{3пад}$ — мощности падающих волн на входе и выходе отдельных четырехполюсников (см. рис. 8.16).

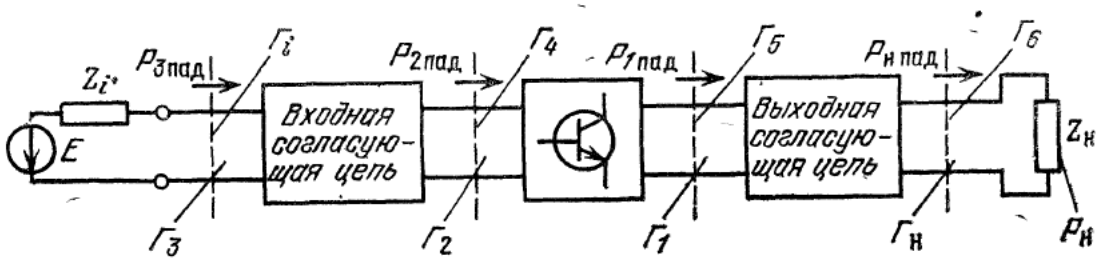



Рис. 8.16

Как следует из § 2.3, отношение мощностей падающих волн в активном и пассивном четырехполюсниках

$$P_н/P_{нпад}=1-|\Gamma_н|^2, \tag{8.19}$$

$$P_{нпад}/P_{1пад}=(1-|\Gamma_1|^2)/(1-|\Gamma_н|^2), \tag{8.20}$$

$$P_{1пад}/P_{2пад}=|S_{21}|^2/|1-S_{22}\Gamma_1|^2, \tag{8.21}$$

$$P_{2пад}/P_{3пад}=(1-|\Gamma_3|^2)/(1-|\Gamma_2|^2), \tag{8.22}$$

$$P_{3пад}/P_{г\,ном}=(1-|\Gamma_i|^2)/|1-\Gamma_i\Gamma_3|^2, \tag{8.23}$$

где $\Gamma_н$, $\Gamma_i$, $\Gamma_1$, $\Gamma_2$, $\Gamma_3$ — коэффициенты отражения нагрузки и источника возбуждения, а также различных участков схемы рис. 8.16.

Согласно (2.37) на входе транзистора

$$\Gamma_2=S_{11}+S_{12}S_{21}\Gamma_1/(1-S_{22}\Gamma_1). \tag{8.24}$$

Значения $\Gamma_1$ и $\Gamma_3$ на входе согласующих цепей определяются по методике, описанной в § 2.4.

Подставив (8.19)—(8.23) в (8.18), получим

$$K_{Pном}=\frac{(1-|\Gamma_1|^2)(1-|\Gamma_3|^2)(1-|\Gamma_i|^2)|S_{21}|^2}{|1-S_{22}\Gamma_1|^2(1-|\Gamma_2|^2)|1-\Gamma_i\Gamma_3|^2}. \tag{8.25}$$

Умножим числитель и знаменатель выражения (8.25) на разность $(1-|S_{22}|^2)$. В результате

$$K_{Pном}=K_{P1}K_{P2}K_{P3}, \tag{8.26}$$

где

$$K_{P1}=\frac{(1-|\Gamma_1|^2)(1-|S_{22}|^2)}{|1-S_{22}\Gamma_1|^2} \tag{8.27}$$

— коэффициент передачи мощности выходной согласующей цепи (см. § 2.3);

$$K_{P2}=K_P=\frac{|S_{21}|^2}{(1-|S_{22}|^2)(1-|\Gamma_2|^2)} \tag{8.28}$$

— собственный коэффициент усиления мощности транзистора;

$$K_{P3}=\frac{(1-|\Gamma_3|^2)(1-|\Gamma_i|^2)}{|1-\Gamma_3\Gamma_i|^2} \tag{8.29}$$

— коэффициент передачи мощности входной согласующей цепи.

При оптимальном согласовании транзистора с нагрузкой и источником возбуждения следует иметь

$$\Gamma_1=\overset{*}{S}_{22} \text{ и } \Gamma_3=\overset{*}{\Gamma}_i. \tag{8.30}$$

При этом коэффициенты $K_{P1}=1$ и $K_{P3}=1$ и номинальный коэффициент усиления мощности (8.26) примет оптимальное значение, определяемое только выражением (8.28): $K_{P\text{ном}}=K_P$. Собственный коэффициент усиления транзистора уменьшается с повышением частоты и с достаточной точностью описывается функцией

$$K_P=K_{P\omega 1}/(\omega/\omega_{\text{гр}})^n, \tag{8.31}$$

где $K_{P\omega 1}$ — значение $K_P$ при $\omega=\omega_1$; $\omega_1$ — высшая частота усиления; $n=1\ldots 2$ — коэффициент, зависящий от схемы включения транзистора и режима его работы.

С другой стороны, зависимость $K_P(\omega)$ можно определить согласно (8.28) при известных зависимостях $S$-параметров и коэффициента отражения нагрузки $\Gamma_н$ от частоты. При $|S_{12}|\ll 1$ или $\Gamma_1=0$ согласно (8.24) $\Gamma_2=S_{11}$ и выражение (8.28) принимает вид

$$K_P=\frac{|S_{21}|^2}{(1-|S_{22}|^2)(1-|S_{11}|^2)} \tag{8.32}$$

В качестве примера на рис. 8.17 приведен график функции $K_P(\omega)$ при $S$-параметрах транзистора, определяемых согласно рис. 8.8.

**Номинальный коэффициент усиления по мощности при использовании цепей с диссипативными потерями.** Пример такой цепи рассмотрен в § 2.3 (см. рис. 2.6).

Цепь с диссипативными потерями помимо функции согласования источника сигнала с нагрузкой осуществляет также функцию коррекции амплитудно-частотной характеристики, в частности ее выравнивание в определенной полосе частот. Мощность сигнала, отражаемого от входа или выхода транзистора, поглощается специально введенными в цепь резисторами, что позволяет свести к минимуму коэффициенты отражения по входу и выходу усилителя и повысить его устойчивость. В этом и состоит основное преимущество цепей с диссипативными потерями. Коэффициент передачи мощности такой цепи определяется выражениями (2.49) и (2.60). Учитывая их, можно найти номинальный коэффициент усиления мощности транзисторного усилителя

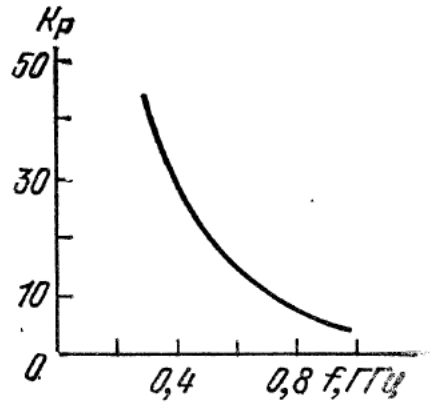


Рис. 8.17

$$K_{P\text{ном}}=K_{P1}K_{P1R}K_{P2}K_{P3}K_{P3R}, \qquad (8.33)$$

где $K_{P1R}$ и $K_{P3R}$ — коэффициенты передачи мощности, учитывающие активные потери соответственно в выходной и входной согласующих цепях. При отсутствии диссипативных потерь $K_{P1R}=1$ и $K_{P3R}=1$.

**Коэффициент усиления мощности $K_P$.** С учетом (8.18) и (8.33)

$$K_P=P_н/P_{вх}=K_{P\text{ном}}B_{вх}=K_{P1}K_{P1R}K_{P2}K_{P3R},$$

где $$B_{вх}=\frac{P_{г\,ном}}{P_{вх}}=\frac{|1-\Gamma_i\Gamma_з|^2}{(1-|\Gamma_i|^2)(1-|\Gamma_з|^2)}=\frac{1}{K_{P3}}$$

— рабочее затухание входной цепи за счет отражения сигнала (см. § 2.3). Поскольку $B_{вх}\geqslant 1$, то $K_P\geqslant K_{P\text{ном}}$. При оптимальном согласовании во входной цепи ($\Gamma_з=\Gamma^*_i$) $B_{вх}=1$ и $K_P=K_{P\text{ном}}$.

**Устойчивость.** Исследовать устойчивость транзисторного усилителя в линейном режиме работы наиболее целесообразно с помощью иммитансного критерия [8.1]. Согласно этому критерию необходимым и достаточным условием устойчивости усилителя при $|S_{11}|<1$ и $|S_{22}|<1$ являются выполнением неравенств $|\Gamma_2|<1$ и $|\Gamma_5|<1$ (обозначения соответствуют рис. 8.16). Приведенные неравенства имеют ясный физический смысл: на входе и выходе транзистора (коэффициенты отражения $\Gamma_2$ и $\Gamma_5$) амплитуда отраженной волны должна быть

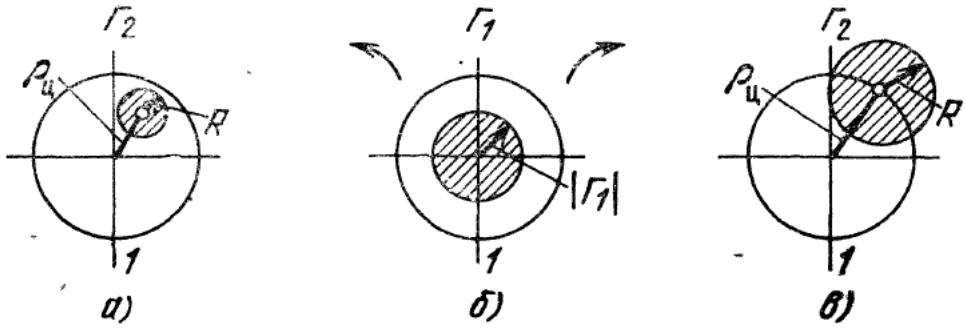



Рис. 8.18

меньше амплитуды падающей волны, что гарантирует отсутствие самовозбуждения. Анализ устойчивости проведем по отношению к коэффициенту отражения $\Gamma_2$ (см. рис. 8.16), преобразовав выражение (8.24) к виду

$$\Gamma_2 = \frac{\Delta_S}{S_{22}} + \frac{S_{12}S_{21}}{S_{22}(1 - S_{22}\Gamma_1)}, \qquad (8.34)$$

где $\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

Согласно правилу конформных отображений для функций комплексной переменной [2.7] при зависимости (8.34) круг радиусом $|\Gamma_1|$ отобразится в плоскости комплексной переменной $\Gamma_2$ в круг радиусом

$$R = |S_{12}S_{21}||\Gamma_1| / (1 - |S_{22}|^2|\Gamma_1|^2) \qquad (8.35)$$

с координатами центра

$$\rho_ц = (S_{11} - \Delta_S S_{22}^*|\Gamma_1|^2) / (1 - |S_{22}|^2|\Gamma_1|^2). \qquad (8.36)$$

Поскольку нагрузка $Z_н$ может принимать любые значения в области действительных частот, то $0 \leqslant \Gamma_1 \leqslant 1$. Графическое решение рассматриваемой задачи представлено на рис. 8.18, из рассмотрения которого следует возможность существования двух случаев. Во-первых, круг, соответствующий функции $\Gamma_2$, полностью расположен внутри круга единичного радиуса (рис. 8.18,*а*). Это означает, что при нагрузке, модуль коэффициента отражения которой меньше $|\Gamma_1|$, а фаза произвольна, усилитель абсолютно устойчив. Во-вторых, этот круг частично расположен вне окружности единичного радиуса (рис. 8.18,*в*), что указывает на возможность неустойчивой работы усилителя, поскольку при некоторых значениях $\Gamma_1 |\Gamma_2| > 1$.

Из рассмотрения рис. 8.18 следует, что условию абсолютной устойчивости $|\Gamma_2| < 1$ при заданном значении $\Gamma_1$ (рис. 8.18,*б*) соответствует выполнение неравен-

ства $(R+|\rho_{ц}|)<1$ (рис. 8.18,*а*). Подставив в него выражения (8.35) и (8.36), после соответствующих преобразователей найдем условие абсолютной устойчивости усилителя

$$1-|S_{11}|^2-|\Gamma_1|^2|S_{22}|^2-2|\Gamma_1||S_{12}S_{21}|+$$
$$+|\Gamma_1|^2|\Delta_S|^2>0. \qquad (8.37)$$

В самом крайнем случае при $|\Gamma_1|=1$

$$(1-|S_{11}|^2-|S_{22}|^2+|\Delta_S|^2)/2|S_{12}S_{21}|>1. \qquad (8.38)$$

Выполнение (8.38) гарантирует устойчивость усилителя при любой нагрузке, за исключением отрицательного активного сопротивления. Выражение (8.37) позволяет найти допустимое значение модуля коэффициента отражения нагрузки при заданных $S$-параметрах транзистора и произвольной фазе

$$|\Gamma_1|<\frac{|S_{12}S_{21}|-\sqrt{|S_{12}S_{21}|^2-(1-|S_{11}|^2)(|\Delta_S|^2-|S_{22}|^2)}}{|\Delta_S|^2-|S_{22}|^2}. \qquad (8.39)$$

Обозначим правую часть неравенства через $|\Gamma_{1гр}|$. Проведя на круговой диаграмме полных сопротивлений окружность радиусом $|\Gamma_{1гр}|$, можно определить область возможных значений нагрузки $Z_н$, при которых усилитель абсолютно устойчив. Условие устойчивости следует проверять в диапазоне частот, учитывая, что вне рабочей полосы коэффициент отражения нагрузки может резко возрастать, например, из-за включения на выходе усилителя полосового фильтра.

Расчет устойчивости усилителя связан с выполнением большого объема вычислений и поэтому обычно проводится с помощью ЭВМ в рамках общей задачи машинного проектирования (см. § 9.3). Результаты такого расчета при $S$-параметрах транзистора, соответствующих рис. 8.8, представлены на рис. 8.19. На рис. 8.19,*а* показан результат расчета граничного значения модуля коэффициента отражения $|\Gamma_{1гр}|$ согласно (8.39), на рис. 8.19,*б* приведены годографы коэффициента отражения $\Gamma_2$, соответствующие значению $|\Gamma_{1гр}|$. Координаты центра и радиуса окружностей на плоскости коэффициента отражения $\Gamma_2$ рассчитаны в соответствии с (8.35) и (8.36). Поскольку рассматривается граничный случай, то эти окружности касаются окружности радиусом

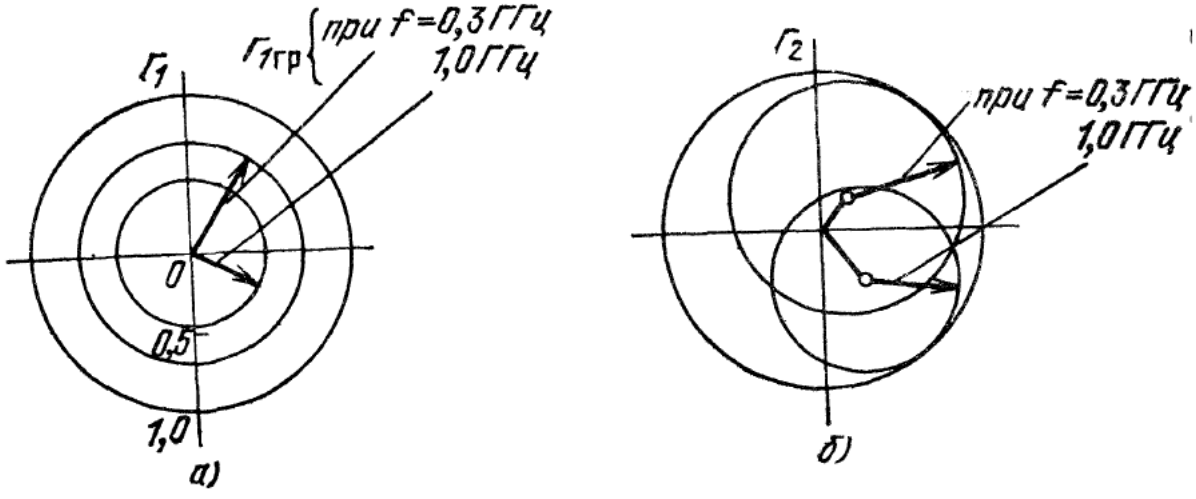



Рис. 8.19

$|\Gamma_2|=1$. Согласно рис. 8.19,*а* на нижней частоте диапазона следует иметь модуль коэффициента отражения со стороны нагрузки транзистора $|\Gamma_1|<0{,}7$, на высшей частоте $|\Gamma_1|<0{,}48$ (см. рис. 8.16).

**Коэффициент шума.** К современным радиопередающим устройствам предъявляются весьма жесткие требования по такому параметру, как мощность излучаемого шума. Несмотря на то, что мощность собственных шумов радиопередатчика по отношению к мощности полезного сигнала может быть весьма незначительна (например, порядка —120 ... 140 дБ), этот шум может оказаться ощутимой помехой для радиоприемных устройств, расположенных на сравнительно близком расстоянии от радиопередатчика. Поэтому следует принимать необходимые меры для снижения мощности его шума.

Известно, что уровень собственных шумов четырехполюсника определяется коэффициентом шума

$$K_{\text{ш}}=\frac{P_{\text{с}i}/P_{\text{ш}i}}{P_{\text{сн}}/P_{\text{шн}}}=\frac{P_{\text{шн}}}{P_{\text{ш}i}K_{P\text{ном}}}, \qquad (8.40)$$

где $P_{\text{с}i}/P_{\text{ш}i}$, $P_{\text{сн}}/P_{\text{шн}}$ — отношения мощностей сигнала и шума входного источника и в нагрузке на выходе четырехполюсника соответственно; $K_{P\text{ном}}=P_{\text{сн}}/P_{\text{с}i}$ — номинальный коэффициент усиления четырехполюсника.

Из (8.40) получим

$$P_{\text{шн}}=P_{\text{ш}i}K_{P\text{ном}}K_{\text{ш}}=kT_0\Delta f K_{P\text{ном}}K_{\text{ш}}, \qquad (8.41)$$

где $P_{\text{ш}i}=kT_0\Delta f$ — мощность шума стандартного источника; $T_0=300$ К — стандартная температура; $kT_0=4\cdot10^{-21}$ Вт/Гц — спектральная мощность шума при стандартной температуре; $\Delta f$ — эффективная полоса пропускания четырехполюсника.

Мощность шума в нагрузке складывается из мощности собственных шумов четырехполюсника ($P_{\text{ш сб}}$) и мощности шума источника, усиленного четырехполюсником ($P_{\text{ш}i}K_{P\text{ном}}$). Следовательно,

$$K_{\text{ш}}=(P_{\text{ш сб}}+P_{\text{ш}i}K_{P\text{ном}})/P_{\text{ш}i}K_{P\text{ном}}=1+(T_{\text{ш}}/T_0), \qquad (8.42)$$

где $T_{\text{ш}}$ — эффективная температура шума усилителя.

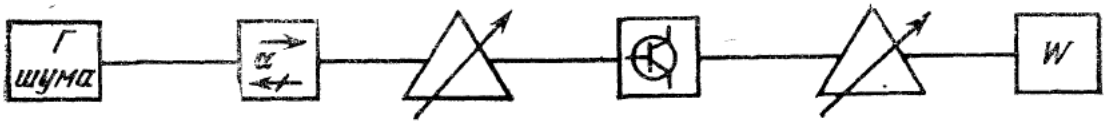



Рис. 8.20

С учетом (8.41) и (8.42) мощность собственных шумов усилителя

$$P_{\text{ш сб}} = P_{\text{шн}} - P_{\text{ш}i} K_{P\text{ном}} = kT_0 \Delta f K_{P\text{ном}} (K_{\text{ш}} - 1) = kT_{\text{ш}} \Delta f K_{P\text{ном}}. \quad (8.43)$$

При последовательном включении нескольких усилителей их общий коэффициент шума

$$K_{\text{ш}1} = K_{\text{ш}1} + (K_{\text{ш}2} - 1)/K_{P\text{ном}1} + (K_{\text{ш}3} - 1)/K_{P\text{ном}1} K_{P\text{ном}2} + \ldots, \quad (8.44)$$

где $K_{\text{ш}1}$, $K_{\text{ш}2}$, ..., — коэффициенты шума 1-го, 2-го и т. д. усилителей; $K_{P\text{ном}1}$, $K_{P\text{ном}2}$ — соответственно их номинальные коэффициенты усиления мощности.

Обычно достаточно ограничиться двумя первыми слагаемыми в (8.44), причем наибольший вклад в коэффициент шума вносит первый каскад, который обычно является весьма маломощным и и работает в линейном режиме. Поэтому подробно разработанные методики расчета и измерения коэффициента шума в технике радиоприемных устройств можно полностью применить в рассматриваемом случае. Коэффициент шума усилителя рассчитывают, представляя все источники шума транзистора в виде эквивалентных генераторов и определяя их суммарную мощность на выходе схемы. Однако точность таких расчетов невысока и поэтому обычно предпочтение отдают экспериментальным методам.

Основными частями структурной схемы измерения коэффициента шума (рис. 8.20) являются два перестраиваемых согласующих СВЧ трансформатора на входе и выходе транзистора (см. § 2.4), генератор шума и устройства измерения коэффициентов усиления и шума. Коэффициент шума $K_{\text{ш}}$ определяют по формуле (8.42). Поочередно настраивая согласующие устройства, добиваются минимального коэффициента усиления шума $K_{\text{ш min}}$ или максимального коэффициента усиления мощности $K_{P\max}$. Следует заметить, что условия получения $K_{\text{ш min}}$ и $K_{P\max}$ обычно не совпадают, однако расхождение между ними может быть и незначительным.

Таблица 8.4

| Режим измерения | Частота, ГГц | $K_P$, дБ | $K_{\text{ш}}$, град | $Z_{\text{вх ц}}$, Ом | $Z_{\text{вых ц}}$, Ом |
|---|---|---|---|---|---|
| $K_{P\max}$ | 1,0 | 11...11,8 | 255...290 | 1,27+$j$7,7 | 20+$j$49 |
| $K_{\text{ш min}}$ | | 8,6...10,6 | 165...240 | 17+$j$29 | 20+$j$49 |
| $K_{P\max}$ | 1,5 | 7,2...7,8 | 315...360 | 25+$j$2 | 23+$j$28 |
| $K_{\text{ш min}}$ | | 6,4...7,3 | 270...285 | 24+$j$27 | 23+$j$28 |

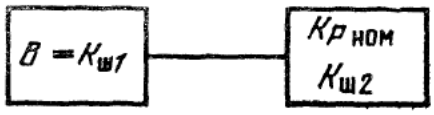



Рис. 8.21

В табл. 8.4 приведены результаты измерения $K_{ш\,min}$ и $P_{Pmax}$ транзистора КТ3101А-2. Там же указаны входные сопротивления согласующих цепей (рис. 8.20), необходимые для получения $K_{ш\,min}$ и $K_{Pmax}$. Следует заметить, что значение $K_{ш\,min}$ в основном зависит от настройки входной согласующей цепи.

Рассмотрим вопрос влияния диссипативных потерь на коэффициент шума. Пусть последовательно включены пассивный четырехполюсник, характеризуемый функцией затухания $B$, и усилитель с коэффициентом шума $K_{ш2}$ (рис. 8.21). Активные сопротивления являются источником флюктуационного шума, и поэтому при температуре пассивного четырехполюсника, равной $T_0=300$ К, его коэффициент шума $K_{ш1}=B$. В соответствии с (8.44) коэффициент шума обоих четырехполюсников — пассивного и активного

$$K_ш=K_{ш1}+(K_{ш2}-1)/K_{Pном1}=B+(K_{ш2}-1)B=K_{ш2}B. \qquad (8.45)$$

Таким образом, из-за четырехполюсника с диссипативными потерями коэффициент шума усилителя увеличивается в $B$ раз. Согласно проведенному анализу для снижения коэффициента шума усилителя следует проводить оптимальное согласование по входу транзистора и исключать диссипативные потери во входной согласующей цепи. Эти положения необходимо учитывать при проектировании малошумящих широкополосных транзисторных усилителей.

## 8.5. МНОГОКАСКАДНЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Высокочастотный тракт полупроводникового радиопередатчика может включать большое число последовательно включенных транзисторных усилителей. Общее число транзисторов, входящих в высокочастотный тракт, определяется требуемой выходной мощностью $P_н$ при заданной мощности источника входного сигнала $P_{г\,ном}$. Обобщенную эквивалентную схему такого многокаскадного транзисторного усилителя можно представить в виде последовательно соединенных $n$ четырехполюсников, причем $n$ — всегда нечетное число (рис. 8.22). Четырехполюсники, имеющие нечетный номер (1, 3, 5, ..., $n$), есть согласующие электрические цепи; четный (2, 4, 6, ..., $n-1$) — транзисторы. Номинальный коэффициент усиления мощности всего усилительного тракта

$$K_{Pном}=\frac{P_н}{P_{г\,ном}}=\frac{P_н}{P_{н\,пад}}\frac{P_{нпад}}{P_{1пад}}\cdots\frac{P_{(n-2)пад}}{P_{(n-1)пад}}\frac{P_{(n-1)пад}}{P_{nпад}}\frac{P_{nпад}}{P_{г\,ном}}, \qquad (8.46)$$

где $P_{1пад}$, $P_{2пад}$, ..., $P_{nпад}$ — мощность падающих волн на входе и выходе четырехполюсников (см. рис. 8.22).

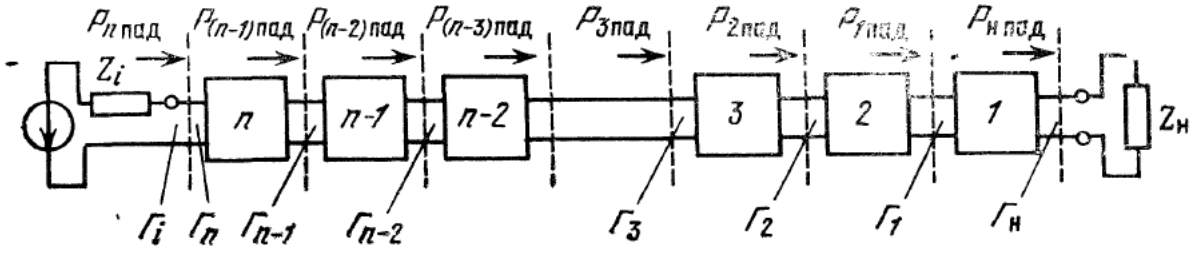



Рис. 8.22

Перепишем (8.46) в ином виде

$$K_{Pном}=H_н\cdot H_1\cdot H_2\ \ldots\ H_k\ \ldots\ H_{n-2}\cdot H_{n-1}\cdot H_n\cdot H_i, \qquad (8.47)$$

где $H_н=P_н/P_{нпад}$; $H_i=P_{npад}/P_{г\,ном}$; $H_k=P_{(k-1)пад}/P_{kпад}$ $(1\leqslant k\leqslant n)$.

Согласно результатам, полученным в § 2.3, коэффициент для нагрузки

$$H_н=1-|\Gamma_н|^2; \qquad (8.48)$$

для источника входного сигнала

$$H_i=(1-|\Gamma_i|^2)/|1-\Gamma_i\Gamma_n|^2, \qquad (8.49)$$

где $\Gamma_н$, $\Gamma_i$, $\Gamma_n$ — коэффициенты отражения, обозначенные на рис. 8.22.

Для транзистора (четырехполюсника с четным номером) коэффициент

$$H_k=|S_{21k}|^2/|1-S_{22k}\Gamma_{k-1}|^2 \text{ при } k=2,\ 4,\ \ldots,\ n-1, \qquad (8.50)$$

где $S_{21k}$, $S_{22k}$ — $S$-параметры $k$-го транзистора.

Для согласующей цепи (четырехполюсника с нечетным номером) коэффициент

$$H_k=(1-|\Gamma_k|^2)K_{PkR}/(1-|\Gamma_{k-1}|^2) \text{ при } k=1,\ 3,\ \ldots,\ n, \qquad (8.51)$$

где $\Gamma_k$ и $\Gamma_{k-1}$ — коэффициенты отражения на входе $k$-й и $(k-1)$-й цепи; $K_{PkR}$ — коэффициент, определяющий затухание в цепи из-за активного сопротивления (цепь с диссипативными потерями, см. рис. 2.6).

Для реактивного четырехполюсника $K_{PkR}=1$. Коэффициент отражения на входе транзистора (при $k=2,\ 4,\ 6,\ \ldots,\ n-1$)

$$\Gamma_k=S_{11k}+(S_{12k}S_{21k}\Gamma_{k-1})/(1-S_{22k}\Gamma_{k-1}), \qquad (8.52)$$

где $S_{11k}$, $S_{12k}$, $S_{21k}$, $S_{22k}$ — $S$ — параметры транзистора.

Для устойчивой работы усилителей необходимо выполнить условие $|\Gamma_k|<1$ во всей частотной области. На входе согласующей цепи ($k=1,\ 3,\ 5,\ \ldots,\ n$) коэффициент

$\Gamma_k$ зависит от $\Gamma_{k-1}$, а также от структуры и параметров самой цепи. При цепях лестничного типа с сосредоточенными и распределенными параметрами для определения $\Gamma_k$ используют методику, описанную в § 2.4 (см. табл. 2.1, 2.2). Подставив в (8.47) выражения (8.48) — (8.51) и умножив каждый коэффициент $H_k$ на отношение $(1-|S_{22k}|^2)/(1-|S_{22k}|^2)$, получим

$$K_{P\text{ном}}=P_{\text{н}}/P_{\text{г ном}}=K_{P1}K_{P2}\ \ldots\ K_{Pk}\ \ldots\ K_{Pn}, \qquad (8.53)$$

где

$$K_{Pk}=|S_{21k}|^2/[(1-|S_{22k}|^2)(1-|\Gamma_k|^2)] \text{ при } k=2,\ 4,\ \ldots\ \ldots,\ n-1 \qquad (8.54)$$

— собственный коэффициент усиления $k$-го транзистора в согласованном по входу и выходу режиме работы;

$$K_{Pk}=\frac{(1-|\Gamma_k|^2)(1-|S_{22(k+1)}|)^2}{|1-\Gamma_k S_{22(k+1)}|^2}K_{PkR}$$

при $k=1,\ 3,\ \ldots,\ n-2$ (8.55)

— коэффициент передачи мощности $k$-й согласующей цепи (помимо входной);

$$K_{Pn}=\frac{(1-|\Gamma_n|^2)(1-|\Gamma_i|^2)}{|1-\Gamma_n\Gamma_i|^2}K_{PnR} \qquad (8.56)$$

— коэффициент передачи мощности входной согласующей цепи, имеющей номер $n$ (см. рис. 8.22).

В частном случае — при однокаскадном транзисторном усилителе, т. е. включающем три четырехполюсника ($n=3$) (см. рис. 8.16), коэффициенты $K_{Pk}$ определяются согласно (8.27)—(8.29). С помощью выражений (8.53)—(8.56) можно рассчитать номинальный коэффициент усиления мощности высокочастотного тракта при любом числе последовательно включенных транзисторов, разделенных электрическими цепями. Для расчета величины $K_{P\text{ном}}$ необходимо знать $S$-параметры всех транзисторов, коэффициенты отражения нагрузки ($\Gamma_{\text{н}}$) и

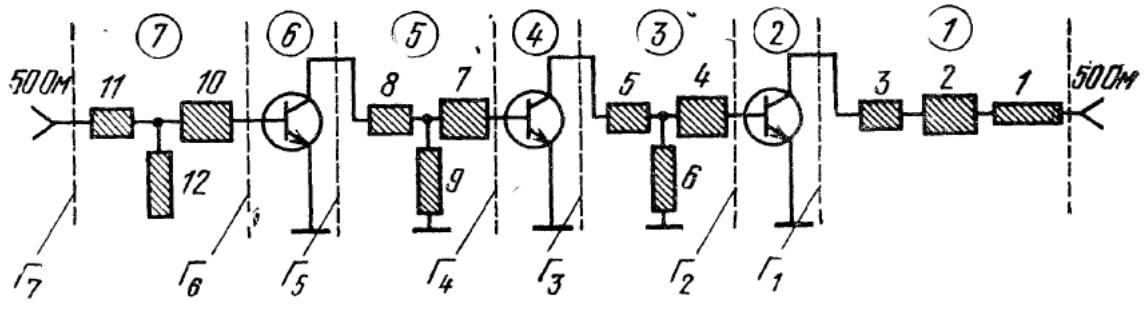



Рис. 8.23

источника возбуждения ($\Gamma_i$), а также структуру и параметры согласующих цепей для определения коэффициентов отражения $\Gamma_k$. Рассчитаем $K_{P\text{ном}}$ для трехкаскадного транзисторного усилителя (рис. 8.23), который включает три транзистора (четырехполюсники *2*, *4*, *6*) и четыре согласующие цепи (*1*, *3*, *5*, *7*). Во всех цепях, кроме входной, используются только четырехполюсники реактивного типа. Поэтому выражения (8.53)—(8.56) примут вид

$$K_{P\text{ном}}=K_{P1}K_{P2}\ \ldots\ K_{P7}, \qquad (8.57)$$

где

$$K_{P1}=(1-|\Gamma_1|^2)\,(1-|S_{22\,2}|^2)\,/\,|1-\Gamma_1 S_{22\,2}|^2;$$

$$K_{P2}=|S_{21\,2}|^2/[(1-|S_{22\,2}|^2)\,(1-|\Gamma_2|^2)];$$

$$K_{P3}=(1-|\Gamma_3|^2)\,(1-|S_{22\,4}|^2)\,/\,|1-\Gamma_3 S_{22\,4}|^2;$$

$$K_{P4}=|S_{21\,4}|^2/[(1-|S_{22\,4}|^2)\,(1-|\Gamma_4|^2)];$$

$$K_{P5}=(1-|\Gamma_5|^2)\,(1-|S_{22\,6}|^2)\,/\,|1-\Gamma_5 S_{22\,6}|^2;$$

$$K_{P6}=|S_{21\,6}|^2/[(1-S_{22\,6}|^2)\,(1-|\Gamma_6|^2)];$$

$$K_{P7}=(1-|\Gamma_7|^2)\,(1-|\Gamma_i|^2)\,K_{P7R}/\,|1-\Gamma_7\Gamma_i|^2,$$

$K_{P1}$, $K_{P3}$, $K_{P5}$, $K_{P7}$ — коэффициенты передачи мощности электрических цепей; $K_{P2}$, $K_{P4}$, $K_{P6}$ — собственные коэффициенты усиления мощности транзисторов (рис. 8.23). Коэффициенты отражения на входе транзисторов

$$\Gamma_2=S_{11\,2}+(S_{12\,2}S_{21\,2}\Gamma_1)\,/\,(1-S_{22\,2}\Gamma_1),$$

$$\Gamma_4=S_{11\,4}+(S_{12\,4}S_{21\,4}\Gamma_3)\,/\,(1-S_{22\,4}\Gamma_3),$$

$$\Gamma_6=S_{11\,6}+(S_{12\,6}S_{21\,6}\Gamma_5)\,/\,(1-S_{22\,6}\Gamma_5).$$

Коэффициенты отражения на входе согласующих цепей $\Gamma_1$, $\Gamma_3$, $\Gamma_5$, $\Gamma_7$ определяются по методике, изложенной в § 2.4 (см. табл. 2.1, 2.2), последовательно, начиная с $\Gamma_1$ и кончая $\Gamma_7$. Пример расчета приведен в § 9.3.

## 8.6. ТРАНЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ БАЛАНСНОГО ТИПА

Усилитель балансного типа (рис. 8.24) состоит из двух одинаковых усилителей (У1 и У2) и двух мостовых устройств (*A* и *B*) квадратурного типа (см. § 3.4), включенных на входе и выходе устройства. По сравнению с обычным усилителем балансный имеет два преимущества: в нем склады-

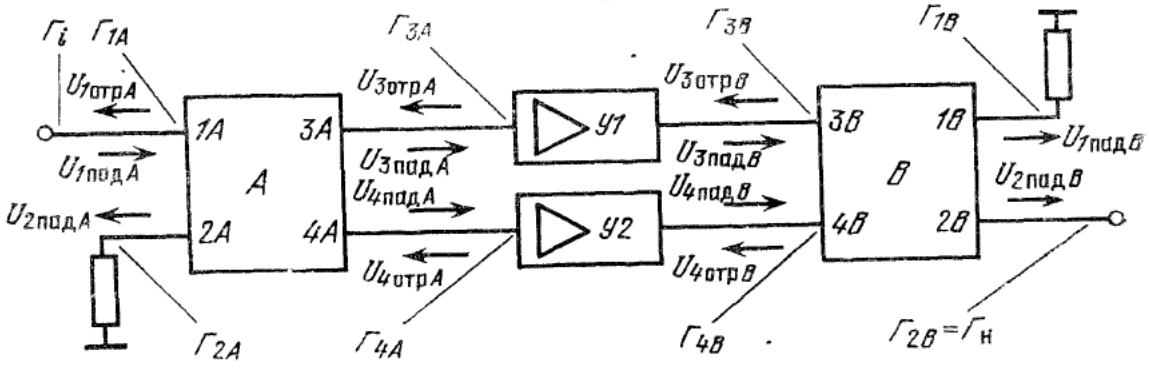



Рис. 8.24

ваются мощности двух сигналов, т. е. выходная мощность удваивается, и он позволяет получить малый КСВ по входу устройства в широкой полосе частот и тем самым повысить устойчивость работы всего СВЧ тракта. Снижение КСВ обусловлено тем, что мощность сигналов, отраженных от входов однотипных усилителей, при квадратурных мостовых устройствах поступает в балластную нагрузку. Примем (см. § 3.4), что матрицы S-параметров входного ($A$) и выходного ($B$) квадратурных мостовых устройств в рабочей полосе частот имеют вид

$$[S_A]=\begin{bmatrix} 0 & 0 & \gamma_A & \delta_A \\ 0 & 0 & \delta_A & \gamma_A \\ \gamma_A & \delta_A & 0 & 0 \\ \delta_A & \gamma_A & 0 & 0 \end{bmatrix}; \tag{8.58}$$

$$[S_B]=\begin{bmatrix} 0 & 0 & \gamma_B & \delta_B \\ 0 & 0 & \delta_B & \gamma_B \\ \gamma_B & \delta_B & 0 & 0 \\ \delta_B & \gamma_B & 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{8.59}$$

где $\gamma_A$, $\delta_A$, $\gamma_B$, $\delta_B$ — частотно-зависимые функции, которые для мостовых устройств не связанных линиях (см. § 3.4) определяются по (3.21) и (3.22). Примем коэффициенты отражения балластных нагрузок равными нулю: $\Gamma_{2A}=0$ и $\Gamma_{1B}=0$. На основании матрицы (8.58) для входного мостового устройства ($A$) имеем следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} &U_{1\text{отр}A}=\gamma_A U_{3\text{отр}A}+\delta_A U_{4\text{отр}A},\\ &U_{2\text{пад}A}=\delta_A U_{3\text{отр}A}+\gamma_A U_{4\text{отр}A},\\ &U_{3\text{пад}A}=\gamma_A U_{1\text{пад}A},\ U_{3\text{отр}A}=\Gamma_{3A}U_{3\text{пад}A},\\ &U_{4\text{пад}A}=\delta_A U_{1\text{пад}A},\ U_{4\text{отр}A}=\Gamma_{4A}U_{4\text{пад}A}. \end{aligned} \tag{8.60}$$

Решив уравнения (8.60), получим следующие результаты. Отношение мощностей падающих волн

$$H_{3A}=P_{3\text{пад}A}/P_{1\text{пад}A}=|\gamma_A|^2, \quad (8.61)$$

$$H_{4A}=P_{4\text{пад}A}/P_{1\text{пад}A}=|\delta_A|^2, \quad (8.62)$$

$$H_{2A}=P_{2\text{пад}A}/P_{1\text{пад}A}=|\delta_A|^2|\gamma_A|^2|\Gamma_{3A}+\Gamma_{4A}|^2. \quad (8.63)$$

Поскольку $\Gamma_{2A}=0$, то $P_{2\text{пад}A}$ — мощность сигнала, поступающего в балластную нагрузку.

Коэффициент отражения по входу устройства

$$\Gamma_{1A}=U_{1\text{отр}A}/U_{1\text{пад}A}=\gamma^2{}_A\Gamma_{3A}+\delta^2{}_A\Gamma_{4A}. \quad (8.64)$$

Из § 3.4 следует, что в квадратурном мостовом устройстве на центральной частоте $\gamma^2{}_A=-\delta^2{}_A$. Поэтому при одинаковых усилителях, имеющих равные коэффициенты отражения по входу $\Gamma_{3A}=\Gamma_{4A}$, согласно (8.64) получим $\Gamma_{1A}=0$. При этом мощность отраженных от входов усилителей сигналов полностью передается в балластную нагрузку (см. 8.63). Таким образом, балансная схема при определенных условиях обеспечивает полную развязку с предыдущим каскадом, что существенно повышает устойчивость работы СВЧ усилительного тракта.

На основании матрицы (8.59) при $\Gamma_{1B}=0$ для выходного мостового устройства ($B$) получим следующую систему уравнений:

$$U_{1\text{пад}B}=\gamma_B U_{3\text{пад}B}+\delta_B U_{4\text{пад}B};\ U_{3\text{отр}B}=\delta_B U_{2\text{отр}B};$$

$$U_{2\text{пад}B}=\delta_B U_{3\text{пад}B}+\gamma_B U_{4\text{пад}B};\ U_{4\text{отр}B}=\gamma_B U_{2\text{отр}B}. \quad (8.65)$$

С учетом уравнения $U_{2\text{отр}B}=\Gamma_{2B}U_{2\text{пад}B}$ получим для отраженных сигналов во входных каналах $3B$ и $4B$:

$$U_{3\text{отр}B}=\delta_B\Gamma_{2B}(\delta_B U_{3\text{пад}B}+\gamma_B U_{4\text{пад}B}),$$

$$U_{4\text{отр}B}=\gamma_B\Gamma_{2B}(\delta_B U_{3\text{пад}B}+\gamma_B U_{4\text{пад}B}).$$

При $\Gamma_{2B}=0$ $U_{3\text{отр}B}=0$ и $U_{4\text{отр}B}=0$.

Сигнал с входного канала $1A$ в выходной $2B$ проходит по двум путям равной длины (см. рис. 8.24). На основании этого можно сделать вывод, что с обоих усилителей сигналы в канал $2B$ приходят в фазе и поэтому второе уравнение (8.65) можно записать относительно модулей

$$|U_{2\text{пад}B}|=|\delta_B||U_{3\text{пад}B}|+|\gamma_B||U_{4\text{пад}B}|. \quad (8.66)$$

При равных коэффициентах усиления обоих усилителей в балансной схеме на основании (8.61) и (8.62)

получим для отношения модулей амплитуд падающих волн в каналах $3B$ и $4B$:

$$\frac{|U_{3\text{пад}B}|}{|U_{4\text{пад}B}|}=\frac{|\gamma_A|}{|\delta_A|}. \qquad (8.67)$$

Учитывая (8.66) и (8.67), мощность падающей волны в выходном канале ($2B$) устройства

$$P_{2\text{пад}B}=P_{3\text{пад}B}(|\delta_B||\gamma_A|+|\gamma_B||\delta_A|)^2/|\gamma_A|^2. \qquad (8.68)$$

При определении номинального коэффициента усиления мощности балансного усилителя по сравнению с обычным усилителем следует учесть влияние мостовых устройств на коэффициент усиления. На основании выражения (8.53), с учетом (8.61) и (8.62) получим для усилителей У1 и У2 (рис. 8.24)

$$K_{P\text{ном}1}=K_{P1}K_{P2}\ldots K_{Pn-1}K_{PnA3}|\gamma_A|^2, \qquad (8.69)$$

$$K_{P\text{ном}2}=K_{P1}K_{P2}\ldots K_{Pn-1}K_{PnA4}|\delta_A|^2, \qquad (8.70)$$

где

$$K_{PnA3}=(1-|\Gamma_{3A}|^2)(1-|\Gamma_i|^2)/|1-\Gamma_i\Gamma_{1A}|^2; \qquad (8.71)$$

$$K_{PnA4}=(1-|\Gamma_{4A}|^2)(1-|\Gamma_i|^2)/|1-\Gamma_i\Gamma_{1A}|^2; \qquad (8.72)$$

$K_{P1}$, $K_{P2}$, ..., $K_{Pn-1}$ — коэффициенты (см. (8.54) — (8.56)); $\Gamma_{1A}$ — коэффициент отражения по входу (8.64). В У1 коэффициент отражения нагрузки есть $\Gamma_{3B}$, для У2 — $\Gamma_{4B}$. Поэтому согласно (8.55) $\Gamma_1=\Gamma_{3B}$ для У1 и $\Gamma_1=\Gamma_{4B}$ для У2. При расчете коэффициента усиления балансной схемы в целом ($K_{P\text{ном}0}$) следует учесть также действие выходного мостового устройства. Примем $\Gamma_{2B}=0$. Тогда согласно (8.65) $\Gamma_{3B}=0$ и $\Gamma_{4B}=0$. Кроме того, будем считать равными коэффициенты отражения по входу усилителей $\Gamma_{3A}=\Gamma_{4A}=\Gamma_n$. В результате коэффициенты усиления (8.69) и (8.70)
$K_{P\text{ном}1}=K_{P\text{ном}}|\gamma_A|^2$ и $K_{P\text{ном}2}=K_{P\text{ном}}|\delta_A|^2$,
где $K_{P\text{ном}}$ — коэффициент усиления одного усилителя, определяемый согласно (8.53).

При $\Gamma_{2B}=0$ мощности, передаваемые усилителями в выходное мостовое устройство,
$P_{н1}=P_{3\text{пад}B}=K_{P\text{ном}1}P_{г\,\text{ном}}$ и $P_{н2}=P_{4\text{пад}B}=K_{P\text{ном}2}P_{г\,\text{ном}}$.

Мощность в нагрузке $P_н=P_{2\text{пад}B}$. С учетом последних выражений в соответствии с (8.68) номинальный коэффициент усиления всего балансного усилителя

$$K_{P\text{ном}0}=P_н/P_{г\,\text{ном}}=(|\delta_B||\gamma_A|+|\gamma_B||\delta_A|)^2K_{P\text{ном}}. \qquad (8.73)$$

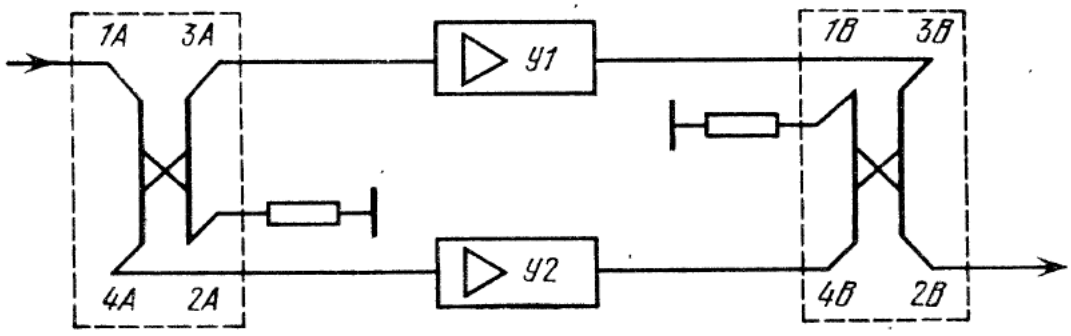



Рис. 8.25

При идентичных мостовых устройствах $A$ и $B$ (рис. 8.24) $\gamma_A=\gamma_B$ и $\delta_A=\delta_B$, поэтому

$$K_{Р\text{ном}0}=4|\gamma_A|^2|\delta_A|^2K_{Р\text{ном}}. \qquad (8.74)$$

В широкополосных усилителях балансного типа обычно используют мостовые устройства на связанных линиях и их разновидности (см. § 3.4) (рис. 8.25). Для них согласно (3.21) и (3.22)

$$\gamma_A=\frac{j\sin\theta}{\cos\theta+j\sqrt{2}\sin\theta};\quad \delta_A=\frac{1}{\cos\theta+j\sqrt{2}\sin\theta}, \qquad (8.75)$$

где $\theta=2\pi l/\lambda_д$ — фазовая постоянная.

При описании свойств мостовых устройств функциями (8.75) получим следующие выражения, определяющие работу усилителя балансного типа. Коэффициент усиления всей схемы (8.74)

$$K_{Р\text{ном}0}=4K_{Р\text{ном}}(\sin^2\theta)/(1+\sin^2\theta)^2. \qquad (8.76)$$

Коэффициенты усиления У1 и У2

$$K_{Р\text{ном}1}=K_{Р\text{ном}}\sin^2\theta/(1+\sin^2\theta) \text{ и}$$

$$K_{Р\text{ном}2}=K_{Р\text{ном}}/(1+\sin^2\theta). \qquad (8.77)$$

Модуль коэффициента отражения на входе всего устройства при $\Gamma_{3A}=\Gamma_{4A}$ согласно (8.64)

$$|\Gamma_{1A}|=|\Gamma_{3A}|\cos^2\theta/(1+\sin^2\theta). \qquad (8.78)$$

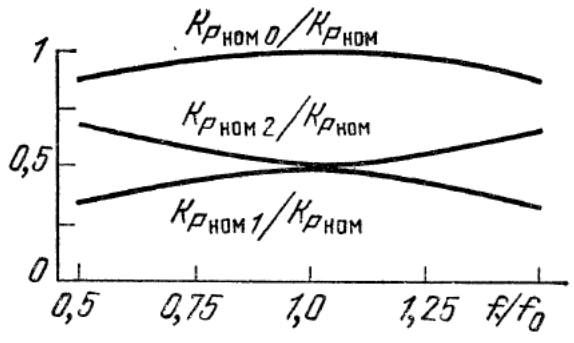



Рис. 8.26

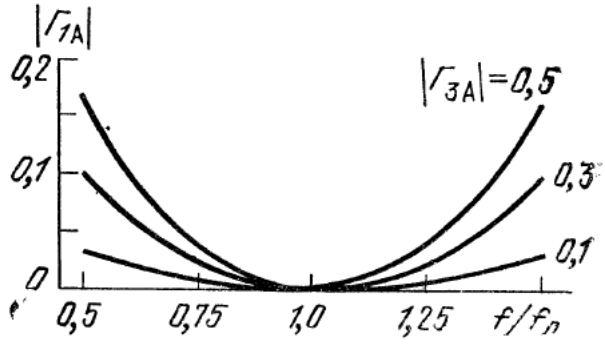



Рис. 8.27

Графики нормированных функций (8.76)—(8.78) построены на рис. 8.26 и 8.27. С их помощью можно проследить изменение свойств балансного усилителя в полосе частот.

В заключение отметим, что иногда в балансных усилителях используют специальные транзисторы, включающие два кристалла и имеющие два входа и выхода. В таком транзисторе согласующие цепи располагаются внутри корпуса (см. рис. 8.5,*б*), что обеспечивает большую полосу пропускания прибора. Например, один из балансных транзисторов имеет следующие параметры: $P_{вых}$=125 Вт, $K_P$=8 ... 10 дБ, $\eta$=60 ... 70%, $E_к$=28 В, диапазон частот 225 ... 400 МГц [8.40].

## 8.7. ТРАНЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ В РЕЖИМЕ БОЛЬШОГО СИГНАЛА

Анализ усилителя в этом режиме (см. рис. 8.7,*б*, *в*) по сравнению с режимом малого сигнала усложняется, поскольку $S$-параметры транзистора становятся зависимыми не только от частоты, но и от мощности сигнала. Кроме того, весьма затруднительным становится измерение параметров $S_{12}$ и $S_{22}$ из-за подачи сигнала со стороны нагрузки усилителя. Поэтому в режиме большого сигнала обычно ограничиваются определением входного и выходного сопротивлений транзистора при заданных условиях работы, что позволяет сформулировать требования, предъявляемые к входной и выходной согласующим электрическим цепям (см. рис. 8.16), и синтезировать последние.

Кроме того, для режима большого сигнала необходимо рассчитать номинальный коэффициент усиления мощности $K_{Pном}$ (см. § 8.4). Затем следует построить нагрузочную характеристику, т. е. зависимость выходной мощности от нагрузки, так как не всегда удается обеспечить оптимальное согласование выхода транзистора с нагрузкой, значение которой может меняться в сравнительно больших пределах. Следующий вопрос включает рассмотрение нелинейных свойств усилителя, что особенно важно при усилении так называемых сложных сигналов, состоящих, например, из двух и более несущих колебаний. Для этого следует в первую очередь определить амплитудную и фазоамплитудную характеристики усилителя. Последний вопрос заключается в анализе устойчивости транзисторного усилителя пр

большом сигнале, связанной с параметрическими явлениями, обусловленными нелинейностью емкостей $p$—$n$-переходов.

Итак, исследование СВЧ транзисторного усилителя в режиме большого сигнала сводится к рассмотрению пяти вопросов: определению входного и выходного сопротивлений транзистора и коэффициента усиления мощности, построению нагрузочной характеристики, анализу нелинейных свойств и условий устойчивости. Последний исследован в [8.1] и здесь не рассматривается, нелинейным искажениям сложного сигнала посвящен § 8.8. Перейдем к рассмотрению трех первых вопросов.

**Входное и выходное сопротивления транзистора.** Входное сопротивление транзистора в режиме большого сигнала является величиной комплексной, частотно-зависимой и нелинейной. Предположим, что в результате расчета или измерений известны амплитуда первой гармоники тока $I_{1вх}$ и напряжения $U_{1вх}$ на входе прибора, а также разность фаз $\varphi_{1вх}$ между ними. Тогда можно вместо прибора включить такое линейное сопротивление $Z_{1вх}=(U_{1вх}/I_{1вх})\ e^{j\varphi_{1вх}}$, при котором все три величины сохраняют свои значения и которое поэтому можно считать входным сопротивлением прибора. Учитывая соотношение (2.10), сказанное легко перенести и на коэффициент отражения по входу прибора, измеренный относительно первых гармоник падающей и отраженной волн напряжения.

Выходную цепь транзистора можно представить в виде параллельно соединенных эквивалентного генератора тока первой гармоники сигнала $I_{г1}$, внутреннего дифференциального сопротивления по первой гармонике $R_{i1}$ (см. § 1.3) и реактивного сопротивлениня транзистора $X_{вых}$, обычно емкостного характера (рис. 8.28). Пусть измерено сопротивление нагрузки $Z_н$, при котором транзистор отдает максимальную мощность при определенной мощности входного сигнала. Данное значение $Z_н=Z_{н\,опт}$ есть комплексно-сопряженная величина по отношению к сопротивлению, составленному из $R_{i1}$ и $X_{вых}$ (рис. 8.28). Поэтому под выходным сопротивлением транзистора будем понимать величину $Z_{вых}=Z^*_{н\,опт}$. В режиме большого сигнала все параме-

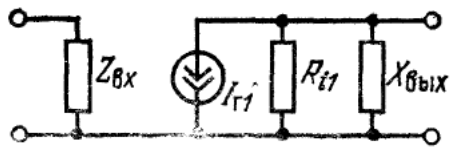


Рис. 8.28

тры элементов эквивалентной схемы (рис. 8.28) зависят от частоты и мощности сигнала, что существенно усложняет синтез входной и выходной согласующих электрических цепей, особенно при широкой полосе частот. Поэтому здесь приходится отказываться от классического метода синтеза электрических цепей и переходить к методу параметрического синтеза с помощью ЭВМ (см. гл. 9).

Возможны два подхода к определению входного и выходного сопротивлений транзистора. Первый основан на анализе эквивалентной модели транзистора с известными значениями входящих в нее элементов (см. рис. 8.5 и 8.13) и расчете по определенной методике входного сопротивления транзистора и требуемого сопротивления нагрузки [8.1—8.4]. Однако такой подход целесообразен только на сравнительно низких частотах, когда на выходные характеристики транзистора в основном влияет ограниченное число элементов эквивалентной схемы и теоретическая модель прибора весьма близка к модели, используемой при расчетах.

В СВЧ диапазоне картина существенно меняется. Поэтому здесь более продуктивным оказывается другой подход, состоящий в измерении полных входного и выходного сопротивлений транзистора в режиме большого сигнала согласно схеме, приведенной на рис. 8.29. С помощью перестраиваемого согласующего СВЧ трансформатора *СУ1* добиваются оптимального согласования входного сопротивления транзистора с источником возбуждения. Критерием такого согласования является минимум отраженной волны во входной цепи, измеряемой специальным датчиком. С помощью другого перестраиваемого согласующего СВЧ трансформатора *СУ2* добиваются согласования выходного сопротивления транзистора с нагрузкой. Здесь критерием оптимального согласования является получение максимальной мощности в нагрузке $P_{н\,max}$. По результатам измерений находят

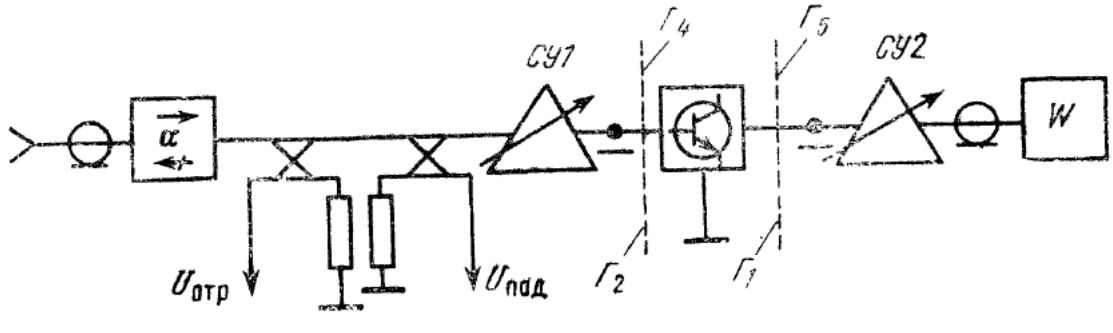



**Рис. 8.29**

коэффициент усиления транзистора в оптимальном, согласованном по входу и выходу режиме работы: $K_P = P_{н\,max}/P_{г\,ном}$. Отключив транзистор, измеряют коэффициенты отражения $\Gamma_{1опт}$ и $\Gamma_{4опт}$, характеризующие выходную и входную согласующие цепи. Два последних параметра позволяют синтезировать согласующие электрические цепи в транзисторных усилителях мощности (см. § 9.4).

Возможны различные модификации перестраиваемых согласующих СВЧ трансформаторов, одна из них — с переменной емкостью конденсатора, перемещаемого вдоль коаксиальной линии, рассмотрена в § 2.4 (рис. 2.17). Там же приведены формулы (2.107) и (2.109) и графики (рис. 2.18), позволяющие найти сопротивление прибора по полученным в результате эксперимента значениям емкости конденсатора и длины линии.

Поскольку при оптимальном согласовании коэффициенты отражения цепи и прибора — комплексно-сопряженные величины (см. § 2.3), то $\Gamma_{вх} = \Gamma_2 = \Gamma^*_{4опт}$ и $\Gamma_{вых} = \Gamma_5 = \Gamma^*_{1опт}$. Зная коэффициенты отражения, по круговой диаграмме или по формулам (2.96) и (2.97) определяют входное ($Z_{вх}$) и выходное ($Z_{вых}$) сопротивления транзистора в исследуемом режиме работы.

Из сказанного следует, что входное и выходное сопротивления транзистора являются функцией двух параметров: частоты ω (рис. 8.30 для транзистора КТ919А) и мощности $P_{вх}$ входного сигнала. Поэтому при проектировании транзисторного усилителя мощности следует знать зависимости $Z_{вх}(\omega, P_{вх})$ и $Z_{вых}(\omega, P_{вх})$ или соответствующие им коэффициенты отражения $\Gamma_{вх}(\omega, P_{вх})$ и $\Gamma_{вых}(\omega, P_{вх})$. Характеристики сопротивления можно

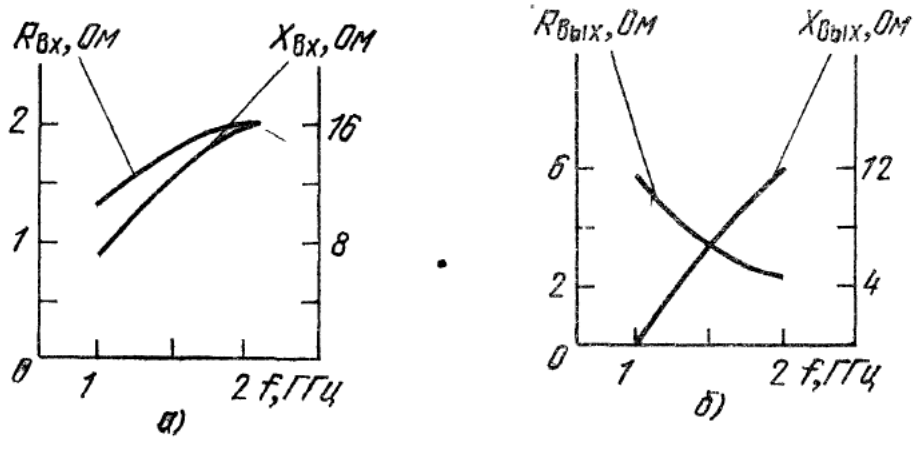



Рис. 8.30

Таблица 8.5

| Транзистор | $f$, МГц | $P_{вых}$, Вт | $P_{вх}$, Вт | $E_к$, В | $Z_{вх}$, Ом | $Z_{вых}$, Ом |
|---|---|---|---|---|---|---|
| КТ913В | 600 | 10 | 2 | 28 | $2+j10$ | $9{,}8-j17{,}8$ |
| КТ913В | 1000 | 8 | 2,5 | 28 | $1{,}2+j14$ | $13{,}4-j5{,}9$ |
| КТ942А | 1600 | 7 | 1,2 | 24 | $1{,}1+j13{,}7$ | $1{,}4+j11{,}5$ |

представить в виде семейства графиков на плоскости функции комплексной переменной, коэффициенты отражения — в виде графиков на круговой диаграмме сопротивлений. Сопротивления $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ транзисторов, параметры которых приведены в табл. 8.5, соответствуют определенной длине выводов электродов. Поскольку эти сопротивления измерены в сечениях *а—а* и *б—б* (рис. 8.31), топология платы, ограниченная этими линиями, должна быть идентична топологии усилителя. Подобный подход к измерению параметров транзистора существенно повышает точность проектирования.

Согласно данным, приведенным в табл. 8.5, в СВЧ диапазоне входное комплексное сопротивление биполярного транзистора носит индуктивный характер, что связано с существенным влиянием выводов базы и эмиттера на это сопротивление. При этом вводится понятие добротности входной цепи $Q_{вх}=|X_{вх}|/R_{вх}$, которая для мощных транзисторов может достигать 10 и больше. Заметим, что с повышением добротности входного сопротивления транзистора уменьшается полоса пропускания усилителя (§ 2.4). Для частичного устранения этого недостатка внутрь корпуса некоторых мощных биполярных транзисторов вводят специальную согласующую цепь, выполненную в виде интегральной пленочной схемы (см., например, рис. 8.5,*б*). С ее помощью удается расширить полосу пропускания усилителя в определенном диапазоне частот.

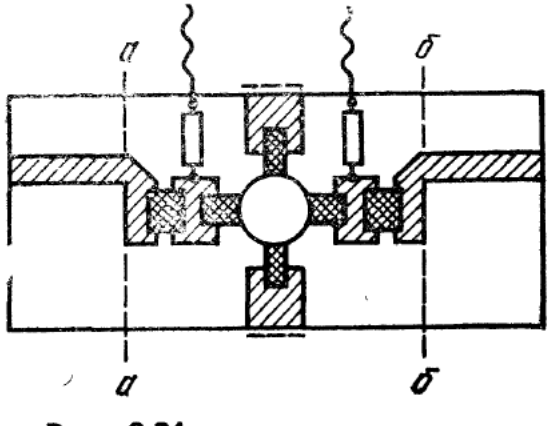


Рис. 8.31

Выходное комплексное сопротивление мощного биполярного транзистора носит обычно емкостный характер,

так как оно зависит от емкости коллектор — база. Результаты измерений параметров транзистора в динамическом режиме на высокой частоте позволяют отказаться от традиционной эквивалентной схемы и перейти к цифровой, двумерной модели прибора, определяемой тремя характеристиками: функциями входного $Z_{вх}(f; P_{вх})$ и выходного $Z_{вых}(f; P_{вх})$ комплексных сопротивлений, а также функцией коэффициента усиления мощности в оптимальном режиме $K_P(f; P_{вх})$, где $P_{вх}$ и $f$ — мощность и частота входного сигнала. Данные зависимости представляются в табличной (цифровой) или графической форме и используются при синтезе входной и выходной согласующих цепей транзисторного усилителя с помощью ЭВМ (см. § 9.4).

**Номинальный коэффициент усиления мощности.** Под S-параметрами транзистора в режиме большого сигнала будем понимать коэффициенты, определяемые через отношения амплитуд первых гармоник падающих и отраженных волн напряжения. С учетом этого допущения номинальный коэффициент усиления мощности можно рассчитать по формуле (8.26) в пределах такого изменения мощности входного сигнала, при котором $S$-параметры можно считать не зависимыми от амплитуды сигнала. В практических случаях для расчета $K_{Pном}$ можно применить следующий приближенный метод. Если $|S_{12}| \ll 1$, то

$$S_{11} \approx \Gamma_2 = \Gamma^*_{4опт} \text{ и } S_{22} \approx \Gamma_5 = \Gamma^*_{1опт}. \quad (8.79)$$

Коэффициенты отражения, определяемые в различных сечениях схемы, обозначены на рис. 8.16 и 8.29. При слабой обратной связи в транзисторе ($|S_{12}| \ll 1$) и $P_{вх} = \text{const}$ можно считать, что $\Gamma_2$ и $\Gamma_5$ слабо зависят от настройки согласующих цепей, т. е. от коэффициентов отражения $\Gamma_1$ и $\Gamma_4$. Пусть в результате описанных измерений в схеме рис. 8.29 известны коэффициенты отражения $\Gamma_{1опт}$ и $\Gamma_{4опт}$ в согласованном, оптимальном режиме работы. В этом случае согласно (8.27)—(8.29) коэффициенты

$$K_{P1} = \frac{(1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_{1опт}|^2)}{|1 - \Gamma^*_{1опт}\Gamma_1|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_6|^2)(1 - |\Gamma_н|^2)}{|1 - \Gamma_6\Gamma_н|^2}; \quad (8.80)$$

$$K_{P2} = K_P = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |\Gamma_{1опт}|^2)(1 - |\Gamma_{4опт}|^2)}; \quad (8.81)$$

$$K_{P3} = \frac{(1 - |\Gamma_4|^2)(1 - |\Gamma_{4опт}|^2)}{|1 - \Gamma^*_{4опт}\Gamma_4|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_з|^2)(1 - |\Gamma_i|^2)}{|1 - \Gamma_з\Gamma_i|^2}, \quad (8.82)$$

где $\Gamma_1$, $\Gamma_2$, $\Gamma_3$, $\Gamma_4$, $\Gamma_6$, $\Gamma_i$, $\Gamma_н$ — коэффициенты отражения, определяемые согласно рис. 8.16; $K_P$ — собственный коэффициент усиления транзистора в согласованном режиме работы.

Значение $\Gamma_3$ вычисляют при нагрузке входной цепи, равной $Z_{вх}$; значение $\Gamma_6$ — при нагрузке выходной цепи, равной $Z_{вых}$. Выражения (8.80)—(8.82) относятся к цепям реактивного типа. При $\Gamma_н=0$ $K_{P1}=1-|\Gamma_6|^2$ и при $\Gamma_i=0$ $K_{P3}=1-|\Gamma_3|^2$. В оптимальном (согласованном по входу и выходу) режиме работы $K_{P1}=1$; $K_{P3}=1$ и $K_{Pном}=K_P$. Учитывая (8.80)—(8.82), по аналогии с (8.26) номинальный коэффициент усиления транзисторного усилителя в режиме большого сигнала можно считать равным

$$K_{Pном}(\omega)=K_P(\omega)K_{P1}(\omega)K_{P3}(\omega). \qquad (8.83)$$

Зависимость $K_P(\omega)$ описывается функцией (8.31), причем входящий в формулу коэффициент $n$ зависит от режима работы. С помощью (8.83) можно рассчитать зависимость $K_{Pном}$ от частоты сигнала и сформулировать требования к коэффициентам передачи $K_{P1}(\omega)$ и $K_{P3}(\omega)$, что, в свою очередь, позволяет синтезировать входную и выходную согласующие цепи в транзисторном усилителе (см. § 9.2 и 9.4). С помощью выражений (8.80)—(8.83) согласно описанной методике можно определить $K_{Pном}$ и в линейном режиме при малом сигнале в отсутствие $S$-параметров транзистора. Причем при отклонении от оптимального режима точность результата будет зависеть от степени выполнения неравенства $|S_{12}|\ll 1$.

**Нагрузочная характеристика транзисторного усилителя.** Эта характеристика представляет собой зависимость мощности в нагрузке $P_н$ от сопротивления нагрузки или коэффициента отражения $\Gamma_1$ (см. рис. 8.16). Ее строят на круговой диаграмме сопротивлений в виде линий, проходящих через точки, которым соответствуют постоянные значения мощности $P_н(\Gamma_1)=\text{const}$ в согласованном режиме работы по входу при постоянных мощности входного сигнала $P_{вх}$ и напряжении питания прибора.

Составим аналитическое выражение, описывающее нагрузочную характеристику усилителя. Будем считать, что при постоянной мощности падающей волны во входной цепи $P_{2пад}=\text{const}$ (см. рис. 8.16) в режиме большого сигнала $S_{22}=\text{const}$ и $S_{21}=\text{const}$. Тогда согласно (8.19)—

(8.21) отношение мощностей

$$K_{\text{н}}=P_{\text{н}}/P_{\text{2пад}}=(1-|\Gamma_1|^2)\,|S_{21}|^2/|1-S_{22}\Gamma_1|^2. \qquad (8.84)$$

При условии согласования по выходу прибора в виде $\Gamma_1=S^*_{22}$

$$K_{\text{н max}}=P_{\text{н max}}/P_{\text{2пад}}=|S_{21}|^2/(1-|S_{22}|^2). \qquad (8.85)$$

Разделив выражения (8.84) и (8.85), получим

$$k=K_{\text{н}}/K_{\text{н max}}=P_{\text{н}}/P_{\text{н max}}=a(1-|\Gamma_1|^2)/|1-S_{22}\Gamma_1|^2, \qquad (8.86)$$

где $a=1-|S_{22}|^2$.

Выражение (8.86) приведем к виду

$$|\Gamma_1|^2-\frac{2(k/a)\,|S_{22}|\cos(\varphi_1+\varphi_{S22})}{1+(k/a)\,|S_{22}|^2}\,|\Gamma_1|+\frac{(k/a)-1}{1+(k/a)\,|S_{22}|^2}=0. \qquad (8.87)$$

Сравнив выражение (8.87) с уравнением окружности в полярных координатах $\rho^2-2\rho\rho_0\cos(\varphi-\varphi_0)+\rho^2_0-R^2=0$, можно сделать вывод, что при $k=(P_{\text{н}}/P_{\text{н max}})=\text{const}$ годограф функции $\Gamma_1$ есть окружность радиусом

$$R=\frac{\sqrt{1-(k/a)(1-|S_{22}|^2)}}{1+(k/a)\,|S_{22}|^2}. \qquad (8.88)$$

Центр окружности расположен на прямой, проходящей через начало координат и точку $S^*_{22}$. Расстояние от начала координат до центра окружности

$$\rho_{\text{ц}}=\frac{(k/a)\,|S_{22}|}{1+(k/a)\,|S_{22}|^2}. \qquad (8.89)$$

На рис. 8.32 для $S_{22}=0{,}5e^{-j\pi/4}$ построены годографы коэффициента отражения $\Gamma_1$, представляющие собой нормированные нагрузочные характеристики СВЧ транзисторного усилителя.

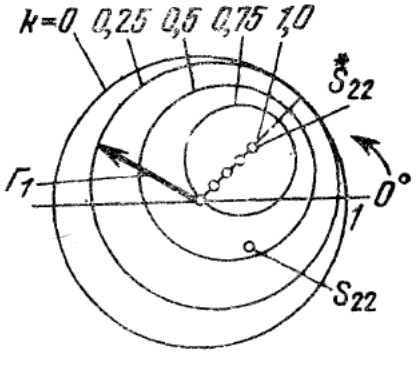


Рис. 8.32

Три других семейства нагрузочных характеристик, полученные экспериментально, показаны на рис. 8.33: для транзистора типа КТ913Б при $E_{\text{к}}=28$ В, $P_{\text{вх}}=1{,}6$ Вт и $f=1$ ГГц (рис. 8.33,*а*); для биполярного транзистора при $E_{\text{к}}=28$ В, $P_{\text{вх}}=3$ Вт и $f=1{,}5$ ГГц

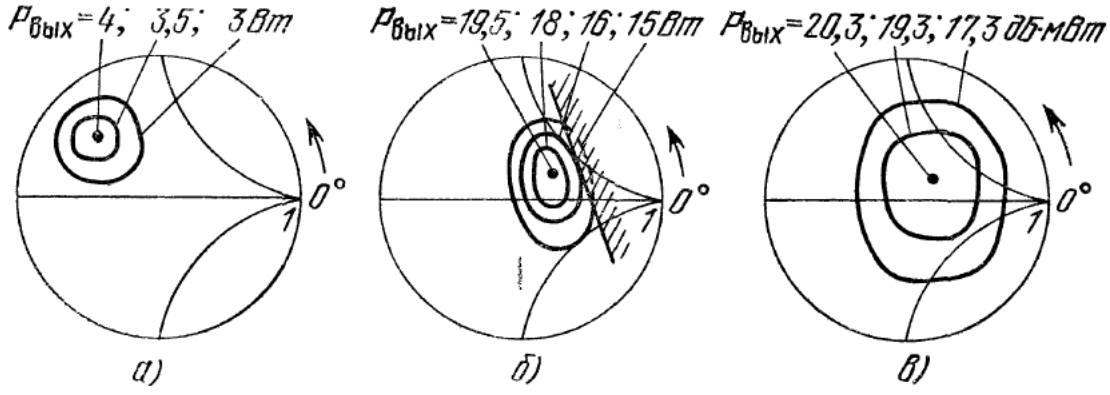



Рис. 8.33

[8.6] (рис. 8.33,*б*, где показана возможная зона неустойчивой работы транзистора); для полевого транзистора при $P_{вх}=15$ дБ·мВт и $f=4$ ГГц [8.26] (рис. 8.33,*в*). Во всех трех случаях нагрузочные характеристики, построенные в полярной системе координат, близки к окружностям, что подтверждает соответствующий теоретический вывод.

**Амплитудная и фазоамплитудная характеристики.** Нелинейные свойства транзисторного усилителя в режиме большого сигнала обусловлены многими причинами. Для биполярного транзистора это нелинейная зависимость коллекторного тока от напряжения на базовом переходе (в теоретической модели транзистора эта зависимость является экспоненциальной), нелинейная диффузионная и барьерная емкости *p—n*-переходов, зависящие от амплитуды и полярности приложенных к ним напряжений, зависимость граничной частоты транзистора $f_{гр}$ от коллекторного тока и напряжения. В целом нели-

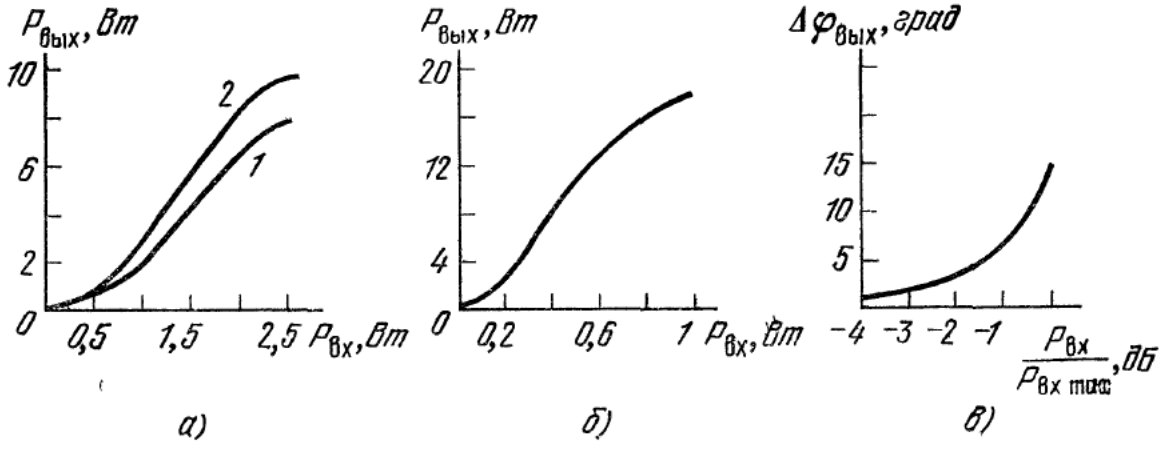



Рис. 8.34

нейные свойства транзисторного усилителя можно оценить с помощью амплитудной $U_{вых}(U_{вх})$ и фазоамплитудной $\Delta\varphi_{вых}(U_{вх})$ характеристик при заданной частоте входного сигнала, где $U_{вх}$ и $U_{вых}$ — амплитуда первой гармоники входного и выходного сигналов.

Точно рассчитать данные характеристики при совокупном учете всех нелинейных факторов практически невозможно. Поэтому их обычно определяют экспериментально, а затем подбирают функции, достаточно хорошо их аппроксимирующие. Примеры амплитудных характеристик двух типов усилителей — с транзистором типа КТ913В ($f$=1 ГГц) в схеме 0Э(*1*) и типа КТ942А ($f$=1,5 ГГц) в схеме 0Б(*2*) приведены на рис. 8.34,*а*.

Следует заметить, что при высокочастотном тракте радиопередатчика, составленном из нескольких усилителей, целесообразно определять эти характеристики для всего тракта в целом. В качестве примера на рис. 8.14,*б*, *в* построены амплитудная и фазоамплитудная характеристики для трехкаскадного усилителя на транзисторах типа КТ913 при $f$=1 ГГц. При известных амплитудной и фазоамплитудной характеристиках усилителя можно рассчитать нелинейные искажения усиливаемого сигнала (см. § 8.8). Меры схемного характера по улучшению линейности амплитудной характеристики рассмотрены, например, в [8.1]. Наряду с ними наиболее действенным средством по снижению нелинейных искажений сигнала в транзисторных усилителях является применение специальной системы автоматического регулирования (см. § 11.3).

### 8.8. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛА

**Критерии оценки нелинейных свойств.** В мощных полупроводниковых приборах всегда имеет место нелинейный характер взаимодействия потока носителей заряда с электрическим полем (см. § 1.3), что и приводит в конечном итоге к нелинейным искажениям усиливаемого сигнала. Несмотря на большое число нелинейных эффектов, по своему внешнему проявлению их можно свести к трем зависимостям: амплитуды выходного сигнала усилителя от амплитуды входного сигнала, фазы выходного сигнала от амплитуды входного сигнала (так называемое амплитудно-фазовое преобразование), фазы выходного сигнала от мгновенной частоты входного колебания.

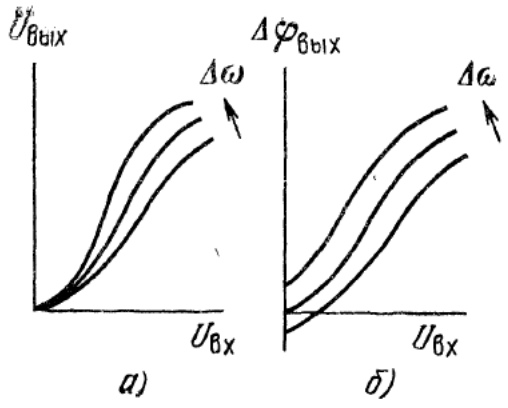



Рис. 8.35

В соответствии с этими зависимостями нелинейные свойства СВЧ усилителя можно описать с помощью семейства амплитудных и фазоамплитудных характеристик при нескольких значениях частоты сигнала: $U_{вых}(U_{вх}; \Delta\omega)$ и $\Delta\varphi_{вых}(U_{вх}; \Delta\omega)$, где $\Delta\omega=\omega-\omega_0$ — отклонение частоты входного сигнала $\omega$ относительно центральной частоты $\omega_0$ полосы пропускания усилителя. Данные характеристики определяют расчетным или экспериментальным путем при входном гармоническом сигнале $u_{вх}=U_{вх}\sin\omega t$ и фильтрации высших гармоник на входе усилителя. В качестве примера эти характеристики приведены на рис. 8.35.

Проявляются нелинейные искажения сигнала по-разному, и количественно оценить их можно с помощью по меньшей мере четырех критериев:

— гармоник сигнала основной частоты на выходе усилителя. При подаче на вход усилителя одночастотного сигнала $u_{вх}=U_{вх}\cos\omega t$ определяют амплитуды гармоник выходного сигнала:

$$u_{вых}=U_{вых1}\cos(\omega t+\varphi_1)+\ \ldots\ +U_{выхn}\cos(n\omega t+\varphi_n). \tag{8.90}$$

Величины $a_2 = 20\lg(U_{вых2}/U_{вых1})$, ..., $a_n = 20\lg(U_{выхn}/U_{вых1})$, выраженные в дБ, характеризуют уровень амплитуд гармоник по отношению к амплитуде полезного сигнала на выходе усилителя;

— изменения составляющих модулирующего сигнала. Этот критерий, например, можно оценить при частотной модуляции следующим образом. На вход усилителя подается сигнал с тональной частотной модуляцией (ЧМ)

$$u_{вх}=U_{вх}\cos(\omega t+m_ч\cos\Omega t),$$

где $m_ч=\Delta\omega/\Omega$ — индекс частотной модуляции.

Из-за нелинейных искажений, обусловленных, например, нелинейностью фазочастотной характеристики, выходной сигнал

$$u_{вых}=U_{вых}\cos(\omega t+m_{ч1}\cos\Omega t+\ \ldots\ +m_{чn}\cos n\Omega t), \tag{8.91}$$

т. е. происходит изменение индекса ЧМ и появляются дополнительные составляющие с частотой 2Ω, 3Ω и т. д. в модулирующем сигнале. Нелинейные искажения оценивают отношениями $m_{ч1}/m_ч$, $m_{ч2}/m_ч$, ..., $m_{чn}/m_ч$;

— перекрестных или интермодуляционных искажений, состоящих в переносе модуляции с одной несущей на другую. Для оценки этого критерия на вход усилителя подаются два сигнала — немодулированный и модулированный. Например, при частотной модуляции

$$u_{вх}=U_{вх1}\cos\omega_1 t+U_{вх2}\cos(\omega_2 t+m_ч\cos\Omega t). \qquad (8.92)$$

Из-за нелинейных искажений на выходе

$$u_{вых}=U_{вых1}\cos(\omega_1 t+m_{ч1}\cos\Omega t+m_{ч2}\cos 2\Omega t+\ldots)+$$
$$+U_{вых2}\cos(\omega_2 t+m_ч\cos\Omega t). \qquad (8.93)$$

Значения индексов модуляции $m_{ч1}$, $m_{ч2}$ и т. д., определяющих степень влияния второго сигнала на первый, дают количественную оценку перекрестных искажений, обусловленных нелинейными свойствами усилителя. Особенно важное значение перекрестные искажения играют в многоканальных системах радиосвязи с частотным уплотнением, в которых благодаря данному эффекту происходит перенос информации из одного канала в другой.

Шумы, возникающие в любом канале под влиянием сигналов других каналов и называемые переходными помехами, подразделяются на внятные и невнятные. Методика их расчета для многоканального телефонного сообщения при частотном уплотнении и частотной модуляции рассмотрена, например, в [11.9];

— взаимомодуляционных искажений, определяемых комбинационными составляющими в спектре выходного сигнала усилителя при входном сигнале, состоящем из двух или более несущих колебаний. Из-за нелинейных свойств усилителя в выходном сигнале помимо несущих колебаний появляются комбинационные составляющие, частоты которых равны суммам и разностям величин, кратных входным частотам. Особенно важны эти искажения для многочастотных систем радиосвязи при одновременном усилении в радиопередатчике нескольких сигналов с разными частотами, например, в системах радиосвязи многостанционного доступа через искусственные спутники Земли (ИСЗ) при частотном разнесении стволов (см. § 11.4).

Комбинационные составляющие располагаются как внутри полосы пропускания усилителя, так и вне ее. Действие последних, как и действие гармоник сигнала, сравнительно просто нейтрализовать с помощью полосового фильтра, включаемого на выходе радиопередатчика. Внутри полосы пропускания располагаются комбинационные составляющие 3-го, 5-го и т. д. порядка. При двухчастотном (частоты $\omega_1$ и $\omega_2$) входном сигнале к ним относятся колебания с частотами $2\omega_1-\omega_2$; $2\omega_2-\omega_1$; $3\omega_2-2\omega_1$ и т. д. Отношение амплитуд этих составляющих к амплитуде одного из полезных сигналов дает количественную оценку уровня взаимомодуляционных искажений усилителя.

**Расчет комбинационных составляющих при бигармоническом входном сигнале.** Амплитудная и фазоамплитудная характеристики (рис. 8.35), определяющие нелинейные свойства усилителя, относятся к одночастотному режиму работы усилителя. Однако ими можно воспользоваться и при оценке нелинейных искажений сложного сигнала, выполнив некоторые условия:

— частота изменения амплитуды и фазы колебаний $\Omega \ll (1/\tau_{пр})$, где $\tau_{пр}$ — постоянная времени, характеризующая инерционные свойства полупроводникового прибора, например среднее время рекомбинации носителей зарядов в области базы биполярного транзистора [8.1];

— ширина спектра выходного сигнала уже полосы пропускания усилителя;

— частота огибающей сигнала много меньше частоты несущих колебаний $\Omega \ll \omega$.

При соблюдении этих условий изменения амплитуды и фазы выходного сигнала — медленно меняющиеся функции времени и поэтому процессы, характеризующие нелинейные искажения сложного сигнала, можно отнести к числу квазистационарных. Последний вывод означает, что амплитуда и фаза выходного сигнала, определяемые в соответствии с выражениями (8.90), зависят только от амплитуды и мгновенной частоты входного сигнала, но не от их производных. В результате при входном сигнале

$$u_{вх}(t)=U_{вх}(t)\sin[\omega_0 t+\varphi_{вх}(t)] \qquad (8.94)$$

выходной сигнал

$$u_{вых}(t)=U_{вых}(t)\sin[\omega_0 t+\varphi_{вх}(t)+\Delta\varphi_{вых}(t)], \qquad (8.95)$$

где

$$U_{\text{вых}}(t)=\psi\left[U_{\text{вх}}(t);\ \frac{d\varphi_{\text{вх}}(t)}{dt}\right];\ \Delta\varphi_{\text{вых}}(t)=\Phi\left[U_{\text{вх}}(t);\ \frac{d\varphi_{\text{вх}}(t)}{dt}\right];$$

$$\frac{d\varphi_{\text{вх}}(t)}{dt}=\omega-\omega_0=\Delta\omega_{\text{вх}}$$

— изменение мгновенной частоты входного сигнала.

При усилении ЧМ и ФМ колебаний степень нелинейных искажений сигнала оценивают обычно с помощью функции ошибки $\varepsilon(t)$, равной разности мгновенных частот (при ЧМ) или фаз (при ФМ) выходного и входного колебаний. В другом случае уровень нелинейных искажений сигнала можно оценить сравнивая спектры выходного и входного сигналов высокочастотного усилительного тракта. По уровню дополнительных, комбинационных составляющих в спектре выходного сигнала можно судить о нелинейных искажениях, вносимых высокочастотным трактом в усиливаемый сигнал. Как уже указывалось, такой метод оценки целесообразен, например, в многочастотных системах радиосвязи при одновременном усилении в тракте радиопередатчика большого числа несущих колебаний и представлении входного сигнала в виде

$$u_{\text{вх}}(t)=\sum_{k=1}^{n} U_{k\text{вх}}\sin(\omega_k t+\varphi_k). \tag{8.96}$$

Сумму гармонических сигналов можно рассматривать как сигнал с амплитудной и фазовой модуляцией, т. е. привести к виду (8.94), где $\omega_0$ — частота $i$-го сигнала с максимальной амплитудой. В этом случае

$$u_{\text{вых}}(t)=M(t)\sin\omega_0 t+N(t)\cos\omega_0 t, \tag{8.97}$$

где

$$M(t)=U_{\text{вых}}(t)\cos[\varphi_{\text{вх}}(t)+\Delta\varphi_{\text{вых}}(t)]; \tag{8.98}$$

$$N(t)=U_{\text{вых}}(t)\sin[\varphi_{\text{вх}}(t)+\Delta\varphi_{\text{вых}}(t)]. \tag{8.99}$$

Разложив в ряд Фурье периодические функции $M(t)$ и $N(t)$ по частоте огибающей сигнала, можно определить спектральный состав выходного сигнала.

Нелинейные свойства высокочастотного тракта часто оценивают с помощью бигармонического сигнала $u_{\text{вх}}(t)=U_{1\text{вх}}\sin\omega_1 t+U_{2\text{вх}}\sin\omega_2 t$, который согласно [8.38] можно представить в виде

$$u_{вх}(t)=U_{1вх}H(\tau)\sin[\omega_1 t+\varphi_{вх}(\tau)], \qquad (8.100)$$

где

$$H(\tau)=\sqrt{1+p^2+2p\cos\tau};\ p=(U_{2вх}/U_{1вх})\leqslant 1;$$

$$\varphi_{вх}(\tau)=\operatorname{arctg}[p\sin\tau/(1+p\cos\tau)];\ \Omega_р=\omega_2-\omega_1;\ \tau=\Omega_р t.$$

При этом

$$M(\tau)=\psi[U_{1вх}H(\tau);\ F(\tau)]\cos[\varphi_{вх}(\tau)+ +\Phi(U_{1вх}H(\tau);\ F(\tau))], \qquad (8.101)$$

$$N(\tau)=\psi[U_{1вх}H(\tau);\ F(\tau)]\sin[\varphi_{вх}(\tau)+ +\Phi(U_{1вх}H(\tau);\ F(\tau))], \qquad (8.102)$$

где

$$F(\tau)=\frac{d\varphi_{вх}(\tau)}{d\tau}=\Omega_р\frac{p^2+p\cos\tau}{1+p^2+2p\cos\tau}=$$

$$=\Omega_р(p\cos\tau-p^2\cos 2\tau+p^3\cos 3\tau-\ldots)$$

— функция изменения мгновенной частоты входного сигнала относительно величины $\omega_1$. При равенстве амплитуд $U_{1вх}=U_{2вх}$ (т. е. $p=1$)

$$u_{вх}(t)=2U_{1вх}\cos(0{,}5\tau)\sin(\omega_1 t+0{,}5\tau)$$

и поэтому

$$M(\tau)=\psi(2U_{1вх}|\cos 0{,}5\tau|;\ 0{,}5\Omega_р)\cos[\varphi_{вх}(\tau)+ +\Phi(2U_{1вх}|\cos 0{,}5\tau|;\ 0{,}5\Omega_р)], \qquad (8.103)$$

$$N(\tau)=\psi(2U_{1вх}|\cos 0{,}5\tau|;\ 0{,}5\Omega_р)\times \times\sin[\varphi_{вх}(\tau)+\Phi(2U_{1вх}|\cos 0{,}5\tau|;\ 0{,}5\Omega_р)], \qquad (8.104)$$

где $\varphi_{вх}(\tau)=0{,}5\tau-n\pi$ ($n$ — целое число) при $(2n-1)\pi\leqslant \leqslant\tau\leqslant(2n+1)\pi$.

График функции $\varphi_{вх}(\tau)$ приведен на рис. 8.36.

Разложив периодические функции $M(\tau)$ и $N(\tau)$ в ряд Фурье по разностной частоте $\Omega$ и подставив их в выражение (8.97), после соответствующих тригонометрических преобразований получим

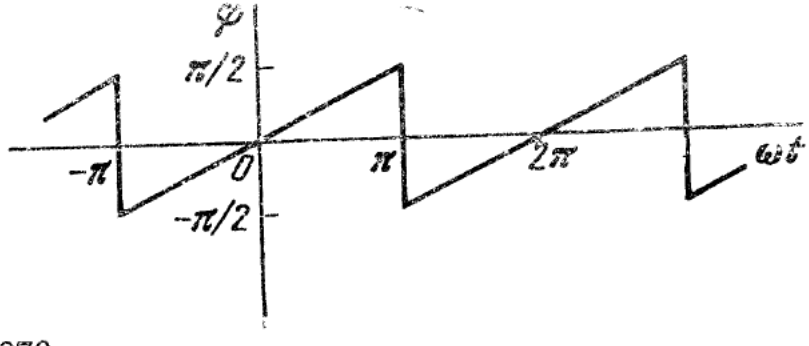



Рис. 8.36

$$u_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin[(\omega_1 - n\Omega)t + \varphi_{nA}] +$$

$$+ \sum_{n=0}^{\infty} b_n \sin[(\omega_1 + n\Omega)t + \varphi_{nB}], \qquad (8.105)$$

где

$$a_n = (1/2\pi)\sqrt{d^2_n + q^2_n};\ \varphi_{nA} = \operatorname{arctg}(q_n/d_n);$$

$$b_n = (1/2\pi)\sqrt{h^2_n + g^2_n};\ \varphi_{nB} = \operatorname{arctg}(g_n/h_n);$$

$$d_n = \int_0^{2\pi} [M(\tau)\cos n\tau - N(\tau)\sin n\tau]\, d\tau;$$

$$q_n = \int_0^{2\pi} [M(\tau)\sin n\tau + N(\tau)\cos n\tau]\, d\tau;$$

$$h_n = \int_0^{2\pi} [M(\tau)\cos n\tau + N(\tau)\sin n\tau]\, d\tau;$$

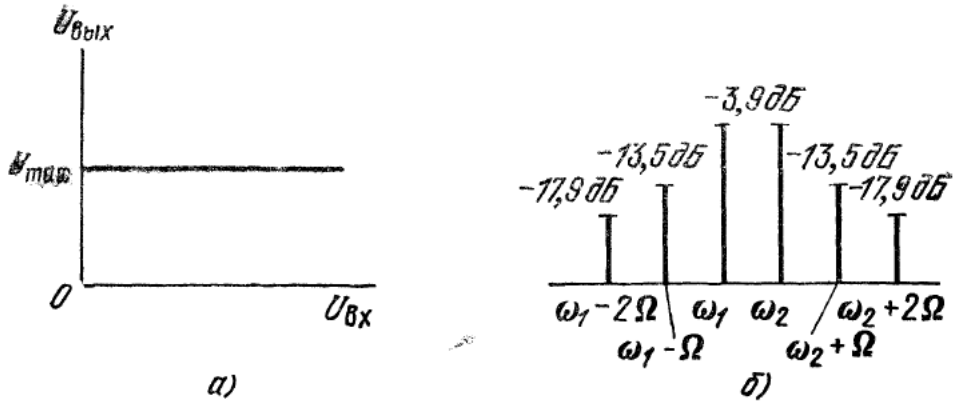
$$g_n = \int_0^{2\pi} [N(\tau)\cos n\tau - M(\tau)\sin n\tau]\, d\tau.$$

Если амплитуда и фаза выходного сигнала не зависят от мгновенной частоты колебаний, т. е. $U_{\text{вых}} = \psi(U_{\text{вх}})$ и $\Delta\varphi_{\text{вых}} = \Phi(U_{\text{вх}})$, то выражение (8.105) упрощается:

$$u_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \sin[(\omega_1 - n\Omega)t + \varphi_{nA}] + \qquad (8.106)$$

$$+ \sum_{n=0}^{\infty} a_n \sin[(\omega_2 + n\Omega)t + \varphi_{nA}].$$

При функции $\Phi = 0$ интегралы $q_n = 0$ и амплитуда $a_n = d_n/2\pi$. С помощью выражений (8.105) и (8.106) можно определить основные и комбинационные составляющие в спектре выходного сигнала усилителя. При этом, задавая характеристики в графическом виде (рис. 8.35), можно численным методом определить функции $M(\tau)$ и $N(\tau)$, а также интегралы $d_n \ldots g_n$. Другой путь решения задачи — численно-аналитический — состоит в составлении выражений, аппроксимирующих




*а)* *б)*

**Рис. 8.37**

функции $\psi$ и $\Phi$, и численном определении интегралов $d_n$, $q_n$, $h_n$, $g_n$.

Для иллюстрации рассмотрим три примера.

1. Амплитудная характеристика усилителя близка к характеристике релейного типа. При этом допустима аппроксимация зависимости $U_{вых}(U_{вх})$ характеристикой идеального ограничителя $U_{вых}=U_{max}$ (рис. 8.37,*а*). Зависимость фазы сигнала от амплитуды незначительна, поэтому можно принять $\Phi=0$. С учетом данных условий при двух равных по амплитуде входных сигналах ($p=1$) согласно (8.103) и (8.104) при $-\pi\leqslant\tau\leqslant\pi$ имеем

$$M(\tau)=U_{max}\cos(\tau/2) \text{ и } N(\tau)=U_{max}\sin(\tau/2).$$

Определив интеграл $d_n$, получим

$$a_n=2U_{max}/(2n+1)\pi.$$

Спектрограмма для данного случая приведена на рис. 8.37,*б*. На ней за нулевой уровень отсчета в децибелах принята мощность сигнала в одночастотном режиме, прямо пропорциональная $U^2_{max}$. Полученный результат совпадает с известным расчетом комбинационных составляющих на выходе идеального ограничителя.

2. Характеристики усилителя линейны относительно $U_{вх}$ и не зависят от $f$: $U_{вых}=K_1U_{вх}$ и $\Delta\varphi_{вых}=K_2U_{вх}$ (рис. 8.38,*а*). В двухчастотном режиме при двух равных входных сигналах согласно (8.103) и (8.104) имеем

$$M(\tau)=2K_1U_{1вх}|\cos 0{,}5\tau|\cos[\varphi_{вх}(\tau)+ +2K_2U_{1вх}|\cos 0{,}5\tau|], \quad (8.107)$$

$$N(\tau)=2K_1U_{1вх}|\cos 0{,}5\tau|\sin[\varphi_{вх}(\tau)+ +2K_2U_{1вх}|\cos 0{,}5\tau|]. \quad (8.108)$$

Примем $U_{1вх}=U_{2вх}=0{,}707U_{вх0}$ и $\Delta\varphi_{вых0}=28°$ при $U_{вх0}$.

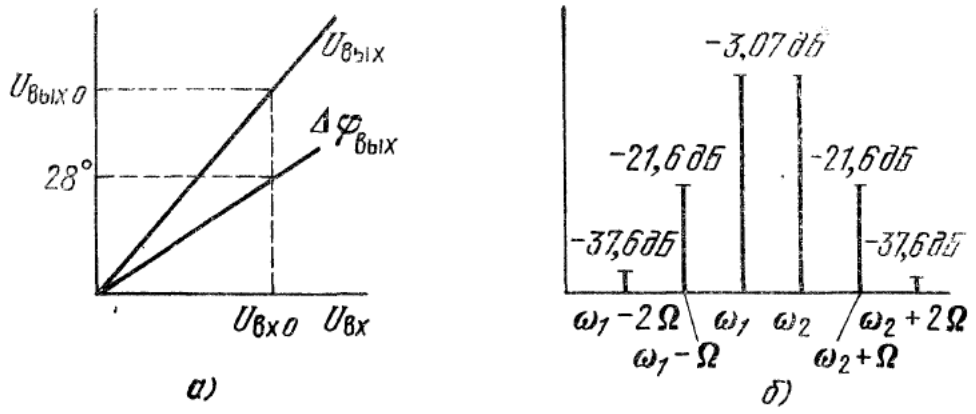



**Рис. 8.38**

Спектрограмма, соответствующая данному случаю, представлена на рис. 8.38,*б*. Как и в первом случае, за нулевой уровень отсчета в децибелах принята мощность сигнала в одночастотном режиме $P_{вых0}$, прямо пропорциональная $U^2_{вых0}$. Таким образом, во втором примере показано влияние АМ—ФМ преобразования на спектр выходного сигнала усилителя. Из полученных результатов следует, что даже при сравнительно небольшой девиации фазы, равной 40°, в двухчастотном режиме работы происходят изменения в спектре выходного сигнала, связанные с появлением комбинационных составляющих.

3. На рис. 8.34 приведены экспериментально полученные амплитудная и фазоамплитудная характеристики трехкаскадного усилителя на транзисторах типа КТ913. Они удовлетворительно аппроксимируются следующими функциями:

$$y = (U_{вых}/U_{вых0}) = K_1 x^{\alpha} e^{-\beta x}, \tag{8.109}$$

$$\Delta\varphi_{вых} = K_2 x^{\gamma} e^{-\delta x}, \tag{8.110}$$

где $x = U_{вх}/U_{вх0}$ — нормированная амплитуда входного сигнала; $U_{вх0}$ — амплитуда входного сигнала, соответствующая максимальному выходному сигналу $U_{вых0}$; $K_1$, $K_2$, $\alpha$, $\beta$, $\gamma$, $\delta$ — постоянные коэффициенты.

С помощью функций (8.109) и (8.110) удается отобразить излом на начальном участке характеристики и область насыщения. Максимуму функций (8.109) и (8.110) соответствуют величины $x_{1max} = \alpha/\beta$ и $x_{2max} = \gamma/\delta$.

Графики функций для $y = (U_{вых}/U_{вых\,0}) = 7{,}38x^2e^{-2x}$ и $\Delta\varphi_{вых} = 295x^2e^{-2x}$ изображены на рис. 8.39,*а*. При данных

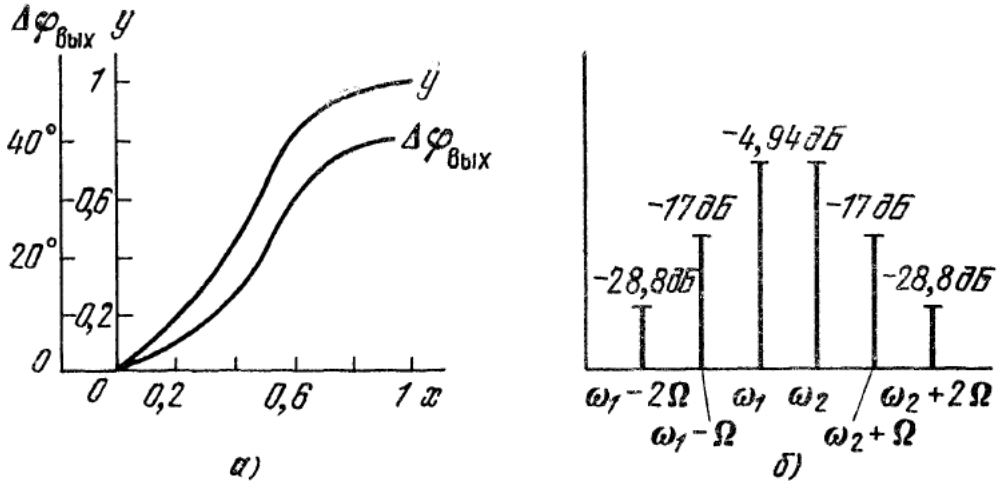



Рис. 8.39

характеристиках и двух равных по амплитуде входных сигналах

$$U_{1вх}=U_{2вх}=0{,}5U_{вх0}$$

спектрограмма выходного сигнала представлена на рис. 8.39,*б*. На них, как и в двух предыдущих случаях, за нулевой уровень отсчета в децибелах принята мощность сигнала в одночастотном режиме $P_{вых0}$, соответствующая максимуму амплитудной характеристики. В последнем примере показано влияние двух факторов — нелинейности амплитудной и фазоамплитудной характеристик на спектр выходного сигнала высокочастотного усилителя.

# ГЛАВА 9

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ПОМОЩЬЮ ЭВМ

## 9.1. СИНТЕЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ УСИЛИТЕЛЯ

Транзисторный и диодный СВЧ усилители включают два типа элементов: активные, т. е. полупроводниковые приборы, и пассивные — СВЧ электрические цепи. Тип полупроводникового прибора с известными характеристиками (например, $S$-параметрами или входным и выходным сопротивлениями в оптимальном режиме) выбирают, исходя из рабочего диапазона частот, выходной

мощности и других требований, предъявляемых к усилителю. После этого необходимо определить структуру согласующих электрических цепей и рассчитать параметры ее элементов. Таким образом, задача расчета СВЧ усилителя есть по существу задача синтеза или оптимизации электрических цепей для получения заданных характеристик всего устройства. При синтезе определяют структуру и параметры цепи [9.11—9.13], при оптимизации — только параметры выбранной структуры цепи. Рассмотрим оба направления.

Первое, связанное с синтезом цепи, расчленяется на два этапа: аппроксимацию и реализацию [2.9]. Первый этап предусматривает замену требуемой характеристики электрической цепи (например, функции рабочего затухания) функцией, аппроксимирующей ее с требуемой точностью и отвечающей необходимым условиям физической реализуемости. Таким требованиям соответствуют, в частности, функции Чебышева и Баттерворта, наиболее часто используемые при синтезе электрических цепей. Второй этап — реализации — состоит в определении структуры и параметров элементов цепи по аппроксимирующей функции.

Практическое применение данного метода ограничено двумя факторами. Во-первых, цепь внешней нагрузки, подключаемой к согласующей цепи, должна состоять из ограниченного числа элементов, желательно не более двух, например $R$ и $L$ или $R$ и $C$ (см. рис. 2.9). Во-вторых, значения этих элементов, т. е. $R$, $L$ и $C$, должны быть постоянными в рабочем диапазоне частот. В полупроводниковом усилителе это требование не выполняется, поскольку входное и выходное сопротивления мощного СВЧ транзистора и коэффициент отражения СВЧ диода зависят от частоты и амплитуды сигнала (см. § 8.7 и 6.3). Поэтому следует предварительно усреднить значения этих параметров и только затем осуществить процедуру синтеза, что, очевидно, приводит к существенному снижению точности конечного результата. Итак, синтез используется в основном для проектирования цепей с постоянными параметрами (см., например, [2.9, 8.1]).

Второе направление проектирования согласующей электрической цепи связано с анализом большого множества комбинаций значений параметров элементов, входящих в данную цепь, и выборе наилучшего вариан-

та. При этом структуру или схему цепи заранее выбирают, основываясь на результатах теоретического или экспериментального анализа характеристик нескольких типов цепей. Например, если необходимо использовать цепи лестничного типа с сосредоточенными или распределенными параметрами (см. § 2.4), то выбирают такую, характеристики которой согласно выбранному критерию наилучшим образом отвечают заданным требованиям. При расхождении между заданной и полученной характеристиками, превышающем установленную норму, структуру цепи изменяют и процедуру оптимизации повторяют. Таким образом, сущность расчета, называемого параметрическим синтезом, состоит в поиске наилучшей комбинации параметров электрической цепи выбранной структуры путем перебора множества вариантов. Его практическая реализация связана с проведением большого объема вычислений и возможна только с применением ЭВМ по программам, использующим поисковые методы глобального экстремума целевой функции в теории нелинейного программирования [9.1—9.8]. Отсюда происходит второе название: оптимизация параметров электрической цепи с помощью ЭВМ.

При выборе направления проектирования электрической цепи усилителя следует учитывать два обстоятельства. Во-первых, сам полупроводниковый прибор можно заменить только цепью с изменяющимися параметрами (см. рис. 5.8 и 8.30). Во-вторых, удовлетворительная аппроксимация требуемой характеристики затухания цепи аналитическим выражением во многих случаях затруднительна. Каждое из этих обстоятельств не позволяет воспользоваться первым направлением и поэтому более целесообразной оказывается оптимизация параметров согласующей цепи, т. е. параметрический синтез, для которого оба указанных фактора не являются лимитирующими. Помимо них к числу достоинств параметрического синтеза относятся: возможность учета всех физически существующих ограничений, предъявляемых к элементам цепи; оценка свойств синтезируемой цепи по нескольким критериям с определенными весовыми коэффициентами; возможность применения единой, стандартизированной программы расчета цепи.

Можно также совместить оба направления: сначала синтезировать структуру цепи и определить значения ее элементов при постоянных параметрах нагрузки, а за-

тем с помощью параметрического синтеза уточнить полученные результаты, приняв во внимание изменяющийся характер параметров полупроводникнового прибора.

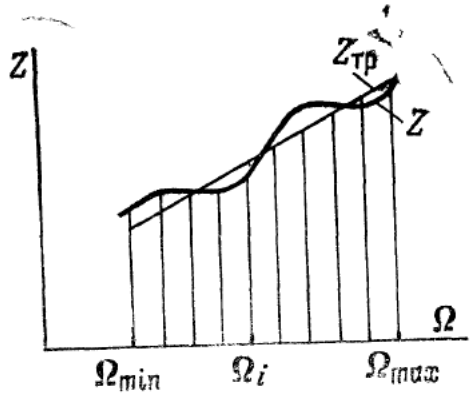



Рис. 9.1

Рассмотрим более детально сущность параметрического синтеза. В его основе лежит процедура оптимизации, которая сводится к отысканию глобального минимума некоторой целевой функции, определяющей работу проектируемой цепи или устройства в целом. Поэтому в математической форме расматриваемая задача выражается следующим образом. Пусть характеристика устройства описывается функцией

$$Z=\psi[\Omega;\ x_1;\ \ldots\ x_n;\ y_1(\Omega);\ \ldots\ y_m(\Omega)], \qquad (9.1)$$

где $\Omega$ — частота, изменяющаяся в пределах от $\Omega_{min}$ до $\Omega_{max}$; $x_1, \ldots, x_n$ — варьируемые параметры элементов электрической цепи; $y_1(\Omega), \ldots, y_m(\Omega)$ — заданные параметры устройства, относящиеся к полупроводниковому прибору, например его $S$-параметры.

Варьируемые параметры $x_k$ ограничены снизу и сверху:

$$x_{1min} \leqslant x_1 \leqslant x_{1max},\ \ldots,\ x_{nmin} \leqslant x_n \leqslant x_{nmax}. \qquad (9.2)$$

Пусть требуемая характеристика усилителя описывается функцией $Z_{тр}(\Omega)$, например, зависимостью коэффициента усиления от частоты сигнала. Заменим непрерывные функции $Z(\Omega)$ и $Z_{тр}(\Omega)$ соответствующими им решетчатыми функциями $Z_i(\Omega_i)$ и $Z_{iтр}(\Omega_i)$ (рис. 9.1). Шаг дискретизации может быть постоянным или переменным, что является предметом особого рассмотрения. Решение задачи оптимизации усилителя состоит в определении значений варьируемых параметров $x_1, x_2, \ldots, x_n$ в области их возможного изменения согласно условиям (9.2), при которых целевая функция минимальна:

$$H=\min \Phi[Z_i(\Omega_i)-Z_{iтр}(\Omega_i)]. \qquad (9.3)$$

Для целевой функции обычно используется или минимаксный критерий, при котором минимизируется максимальное расхождение между реальной и идеальной характеристиками:

$$H=\min\{\max[Z_i(\Omega_i)-Z_{iтр}(\Omega_i)]\}, \qquad (9.4)$$

или критерий минимума суммы квадратов уклонений:

$$H=\min\sum_{i=1}^{n}[Z_i(\Omega_i)-Z_{i\text{тр}}(\Omega_i)]^2. \qquad (9.5)$$

При одновременной оценке работы усилителя по нескольким характеристикам $Z_1$, $Z_2$, ..., $Z_p$ целевая функция составляется с помощью весовых коэффициентов $V_1$, $V_2$, ..., $V_p$:

$$H=\min\{V_1\Phi_1[Z_{1i}(\Omega_i)-Z_{1iT}(\Omega_i)]+$$
$$+\ \ldots\ +V_p\Phi_p[Z_{pi}(\Omega_i)-Z_{pi\text{тр}}(\Omega_i)]\}. \qquad (9.6)$$

Согласующая цепь определенной структуры считается отпимальной, если заданная величина $H$ получена при минимальном числе элементов или при выбранном числе элементов обеспечивается глобальный минимум целевой функции. Таким образом, сущность проектирования усилителя, а также других радиотехнических устройств состоит в минимизации целевой функции $\mathbf{H}(\mathbf{X}, \mathbf{Y})$ при $\mathbf{X}\in\mathbf{R}$, где $\mathbf{X}(x_1, \ldots, x_n)$, $\mathbf{R}$, $\mathbf{Y}(y_1, \ldots, y_n)$ — векторы, определяющие варьируемые параметры элементов устройства, возможную область вектора $\mathbf{X}$ и заданные параметры устройства соответственно. Данная задача составляет предмет нелинейного программирования. Самостоятельной проблемой при ее решении является выбор методов поиска глобального минимума целевой функции $H$, которые согласно [9.1—9.5] можно разбить на три группы:

— методы «слепого» поиска, при которых производится перебор в определенном порядке или случайный отбор точек $x=(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ пространства варьируемых параметров до тех пор, пока значение целевой функции не достигнет минимального значения или не станет достаточно малым. При этом особенности целевой функции $H$ не учитываются. К данной группе относится, в частности, метод статистических испытаний — метод Монте—Карло;

— методы локального поиска. Их общей чертой является целенаправленный поиск, при котором функция $H$ систематически уменьшается. При этом, учитывая определенные свойства функции $H$, локальный минимум находят за ограниченное количество шагов, не перебирая все значения $x$. Недостатком методов этой группы является отсутствие ответа на вопрос, какому миниму-

му — глобальному или локальному — соответствует найденная точка в процессе поиска. Методы поиска локального минимума целевой функции можно разбить на две большие подгруппы: использующие при оптимизации значения производной функции $Z$, описывающей работу устройства (см. (9.1)) (в частности, градиентные методы поиска, в том числе наискорейшего спуска), и информацию о целевой функции без вычисления значений производной функции $Z$, называемые методом прямого поиска, в частности, метод Гаусса—Зайделя и метод вращающихся координат — метод Розенброка;

— методы, позволяющие определить глобальный минимум без слепого перебора всех значений $x$ пространства рабочих параметров. К их числу относится, в частности, метод, основанный на сочетании случайного поиска с одним из локальных методов. Другой, весьма эффективный способ определения глобального минимума многомерных функций, отвечающих некоторым признакам, получил название метода «сврагов» [9.1].

В рассматриваемых далее примерах параметрического синтеза согласующих цепей определение глобального минимума целевой функции $H$ является обязательным условием оптимального проектирования устройства. Самый простой и надежный — это метод «слепого» поиска или последовательного перебора. Общее число рассчитываемых вариантов при этом составляет $N=N_1N_2 \ldots \ldots N_k$, где $N_1$, $N_2$, ..., $N_k$ — число значений 1-го, 2-го, ..., $k$-го варьируемых параметров. Очевидно, что с увеличением $k$ значение $N$ резко возрастает и время решения задачи становится неоправданно большим. Для сокращения объема вычислений можно рекомендовать объединение варьируемых параметров по группам и поэтапное определение глобального минимума с помощью региональных целевых функций, составленных с учетом физической модели устройства.

Приведем пример, поясняющий подобный подход к проектированию сложных устройств. Пусть необходимо спроектировать трехкаскадный транзисторный усилитель с общим числом варьируемых параметров, равным 16. Такой усилитель включает 4 согласующие цепи, каждая из которых имеет 4 варьируемых параметра. Можно заранее выработать требования, предъявляемые к каждой цепи, например, к ее затуханию, и составить 4 функции цели. Синтез следует начать с выходной цепи и перебирая значения четырех параметров, найти их оптимум. Приняв их за постоянные величины, приступают к синтезу следующей цепи и т. д. Пусть число значений каждого варьируемого параметра равно 5. Тогда в рассматриваемом

примере при прямом методе, связанном с одновременным перебором всех 16 варьируемых параметров, общее число вариантов составит $5^{16}$, а при предлагаемом поэтапном групповом методе поиска $4 \cdot 5^4 = 2500$. Такая цифра является вполне приемлемой даже для ЭВМ средней производительности.

Другой прием сокращения времени поиска состоит в изменении шага варьируемого параметра. Сначала шаг устанавливается достаточно большим и грубо определяется глобальный минимум целевой функции. Затем шаг и область пространства рабочих параметров, т. е. начальные условия, сужаются, что позволяет определить глобальный минимум с более высокой точностью. При методе слепого поиска, связанном с полным перебором всех вариантов, рекомендуется число варьируемых параметров на каждом из этапов устанавливать не более 5—6. Сам алгоритм слепого поиска оптимального варианта состоит в случайном (например, по методу Монте—Карло) или последовательном переборе всех точек $x$ пространства рабочих параметров, сравнении значения целевой функции $H$ в данной точке с минимальным из предыдущих ее значений и стирании большего из них. Простота и надежность алгоритма решения задачи при последовательном переборе делают его в некоторых случаях более предпочтительным по сравнению с другими поисковыми методами.

Следует заметить, что при всех методах вероятность определения глобального минимума и время его поиска в значительной мере зависят от правильного выбора начальных условий и ограничений, накладываемых на варьируемые параметры (см. (9.2)). Здесь можно предложить два пути. Первый состоит в предварительном расчете элементов цепи в рамках первого направления, т. е. синтеза. Рассчитанные значения параметров элементов используются в качестве начальных на втором этапе синтеза с помощью ЭВМ. Второй путь заключается в расчете устройства с помощью ЭВМ на одной из частот в заданной полосе пропускания, например средней или верхней, при которой обеспечивается оптимальное согласование. Полученные здесь значения элементов используются в качестве начальных при синтезе с помощью ЭВМ цепей устройства во всей заданной полосе частот.

Алгоритм анализа и синтеза частотных характеристик электрических цепей во многом обусловлен методами, принятыми для описания их свойств: узловых на-

пряжений с помощью матрицы проводимостей, контурных токов с помощью матрицы сопртивлений, падающих и отраженных волн с помощью матрицы рассеяния (см. § 2.2), переменных состояния, при котором для анализа цепей с постоянными параметрами в качестве переменных используются токи индуктивностей и напряжения на емкостях [9.5, 9.7, 9.8].

Свойства согласующих схем лестничного типа можно описать с помощью скалярной функции, полученной на основе определенных рекуррентных соотношений, которые для нескольких типов цепей с постоянными и распределенными параметрами приведены в § 2.4. Рекуррентные соотношения позволяют упростить алгоритм анализа согласующей цепи и уменьшить машинное время расчета. Именно этот метод и используется в рассматриваемых далее примерах расчета электрических цепей сосредоточенного и распределенного типа в полупроводниковых усилителях.

После параметрического синтеза согласующей цепи целесообразно с помощью ЭВМ всесторонне проанализировать ее свойства. Например, во многих случаях следует знать зависимость выходных характеристик цепи от изменения параметров входящих в нее элементов. Такая зависимость характеризуется коэффициентом чувствительности $M_k$. Покажем, как можно определить этот коэффициент. Запишем функцию, характеризующую свойства усилителя, следующим образом:

$$Z(x_k)=Z(x_1, \ldots, x_k, \ldots, x_m; \Omega_i);$$

$$Z(x_k+\Delta x_k)=Z(x_1, \ldots, x_k+\Delta x_k, \ldots, x_m; \Omega_i);$$

$$\Delta Z(x_k)=Z(x_k+\Delta x_k)-Z(x_k).$$

Разложим функцию $Z$ в ряд Тейлора и учтем только два первых члена:

$$Z(x_k+\Delta x_k) \approx Z(x_k)+\frac{\partial Z(x_k)}{\partial x_k}\Delta x_k. \qquad (9.7)$$

Из (9.7) получим

$$\frac{\Delta Z(x_k)}{Z(x_k)}=\frac{\partial Z(x_k)}{\partial x_k}\,\frac{\Delta x_k}{Z(x_k)}\,\frac{x_k}{x_k}=\frac{\Delta x_k}{x_k}M_k(\Omega_i), \qquad (9.8)$$

где

$$M_k(\Omega_i)=\frac{x_k}{Z(x_k)}\frac{\partial Z(x_k)}{\partial x_k}\approx\frac{\Delta Z(x_k)}{Z(x_k)}\Big/\frac{\Delta x_k}{x_k} \qquad (9.9)$$

— коэффициент чувствительности $k$-го элемента на частоте $\Omega_i$.

Согласно (9.9) коэффициент чувствительности показывает относительное изменение выходного параметра усилителя $Z$ при относительном изменении значения одного из элементов согласующей цепи $x_k$. Вычислив $M_k$ для нескольких частот $\Omega$, можно построить зависимость $M_k=\psi(\Omega_i)$ в заданной полосе частот. Коэффициент $M_k$ позволяет обоснованно сформулировать требования, предъявляемые к точности изготовления элемента $x_k$.

## 9.2. СХЕМЫ СВЧ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Примем за основное направление проектирования СВЧ транзисторных усилителей параметрический синтез, согласно которому исходя из заданных требований выбирают тип транзистора и структуру входной и выходной согласующих цепей. В связи с этим сначала рассмотрим некоторые типовые схемы СВЧ транзисторных усилителей и сформулируем требования, предъявляемые к используемым в них согласующим цепям. Классификация схем возможна по трем основным признакам. Первый определяется схемой включения транзистора. При биполярном транзисторе возможны два варианта: с общим эмиттером (ОЭ) и общей базой (ОБ), при полевом транзисторе — один вариант: с общим истоком (ОИ). Второй признак обусловлен типом элементов в согласующих электрических цепях: с сосредоточенными или распределенными параметрами (см. § 2.4). Третий признак связан со структурой самой согласующей цепи и способом реализации с ее помощью функций согласования и коррекции.

Остановимся более подробно на последнем признаке. Входная электрическая цепь в транзисторном усилителе служит для согласования входного сопротивления транзистора с внутренним сопротивлением источника возбуждения (см. рис. 8.16). Ее действие оценивается с помощью коэффициента передачи мощности $K_{P3}$ (8.29) или (8.82). При оптимальном согласовании $K_{P3}=1$ и коэффициент отражения на входе усилителя $\Gamma_3=\Gamma^*_i$. Выходная электрическая цепь служит для согласования выходного сопротивления транзистора с нагрузкой. Ее согласующие свойства оцениваются коэффициентом передачи мощности $K_{P1}$ (8.27) или (8.80). При оптималь-

ном согласовании $K_{P1}=1$ и коэффициент отражения выходной цепи в точках ее подключения к транзистору $\Gamma_1=S^*_{22}$ (см. рис. 8.16). Помимо функции согласования, т. е. трансформации одного значения сопротивления в другое, электрические цепи в транзисторном усилителе выполняют также функцию коррекции определенных характеристик, в частности, выравнивания амплитудно-частотной характеристики в заданной полосе частот. Обратимся к выражению (8.26), определяющему номинальный коэффициент усиления мощности транзисторного усилителя. Пусть в заданной полосе частот $\Delta\omega=\omega_1-\omega_2$ требуется получить зависимость номинального коэффициента усиления мощности от частоты, описываевую функцией $K_{P\text{ном}}(\omega)$. В частном случае при равномерном усилении во всей полосе частот $K_{P\text{ном}}=\text{const}$. Усилительные свойства самого транзистора определяются коэффициентом $K_{P2}(\omega)$, величина которого в соответствии с (8.28) обусловлена параметрами выбранного типа прибора. Следовательно, заданную зависимость $K_{P\text{ном}}(\omega)$ можно получить, только соответствующим образом изменяя коэффициенты $K_{P1}(\omega)$ и $K_{P3}(\omega)$, характеризующие входную и выходную согласующие электрические цепи. Согласно (8.26)

$$K_{P1}(\omega)K_{P3}(\omega)=K_{P\text{ ном}}(\omega)/K_{P2}(\omega), \qquad (9.10)$$

где $K_{P1}(\omega)<1$ и $K_{P3}(\omega)<1$.

Для цепи с диссипативными потерями согласно (8.33) имеем

$$K_{P1}(\omega)K_{P1R}(\omega)K_{P3}(\omega)K_{P3R}(\omega)=$$
$$=K_{P\text{ ном}}(\omega)/K_{P2}(\omega). \qquad (9.11)$$

Выражения (9.10) и (9.11) указывают на возможность разнообразного решения поставленной задачи. Можно, например, принять $K_{P1}(\omega)=\text{const}$ и функцию коррекции АЧХ возложить на входную согласующую цепь, добиваясь необходимого изменения функции $K_{P3}(\omega)$ в заданной полосе частот. Можно, наоборот, принять $K_{P3}(\omega)=\text{const}$ и коррекцию АЧХ производить за счет выходной согласующей цепи (функция $K_{P1}(\omega)$). Выбор варианта определяется конкретными условиями работы. Например, для получения постоянных значений мощности в нагрузке и КПД в мощном транзисторном усилителе, а также для повышения устойчивости его работы желательно иметь $K_{P1}(\omega)\approx 1$, т. е. необходимо

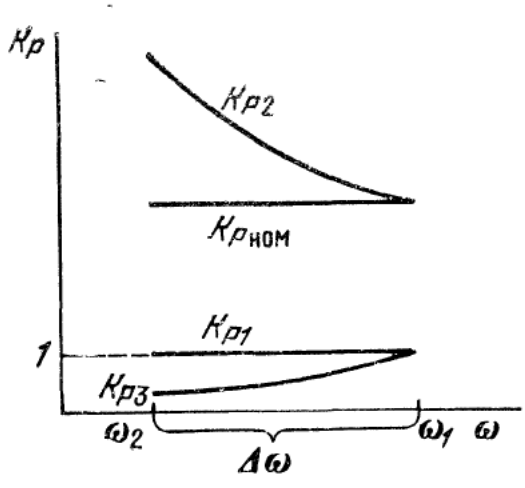


Рис. 9.2

обеспечить постоянство значения нагрузки и оптимальное согласование по выходу транзистора во всей рабочей полосе частот. Коррекцию АЧХ усилителя здесь следует проводить за счет входной согласующей цепи, т. е. изменения коэффициента $K_{P3}(\omega)$. Для $K_{P\,\text{ном}}(\omega)=\text{const}$ в рабочей полосе частот сказанное поясняется с помощью рис. 9.2. При проектировании малошумящего широкополосного транзисторного усилителя следует иметь $K_{P3}(\omega)=1$, т. е. необходимо обеспечить оптимальное согласование по входу транзистора (см. по этому поводу § 8.4). Здесь коррекция АЧХ осуществляется за счет выходной согласующей цепи, т. е. путем изменения коэффициента $K_{P1}(\omega)$. При $K_P(\omega)=1$ цепь выполняет только функцию согласования полных сопротивлений. При изменении $K_P(\omega)$ по определенному закону в полосе частот цепь выполняет две функции: согласования полных сопротивлений и коррекцию АЧХ. Во втором случае $K_P(\omega)<1$ и поэтому согласование является неоптимальным.

В зависимости от того, как реализуются функции согласования и коррекции, электрические цепи можно разбить на три основных типа: с отражением сигнала от согласующей цепи, с поглощением отраженного от согласующей цепи сигнала в специальной корректирующей цепи и с введением активных потерь в согласующую цепь (цепь с диссипативными потерями).

**Цепь с отражением сигнала.** С помощью такой согласующей цепи, представляющей собой реактивный четырехполюсник, осуществляется оптимальное согласование на высшей частоте диапазона $\omega_1$, при которой коэффициент $K_P(\omega)$ минимален, и неоптимальное согласование при $\omega<\omega_1$. При $K_{P1}(\omega)=1$ следует получить $K_{P3}(\omega)=K_{P\,\text{ном}}(\omega)/K_{P2}(\omega)$ (см. рис. 9.2), при $K_{P3}(\omega)=1$ $K_{P1}(\omega)=K_{P\,\text{ном}}(\omega)/K_{P2}(\omega)$. При $K_{P1}(\omega)=1$ сигнал на входе согласующей цепи частично отражается, вследствие чего снижается избыточное усиление его транзистором и АЧХ выравнивается в заданной полосе частот. Отраженный сигнал поступает или в источник возбуж-

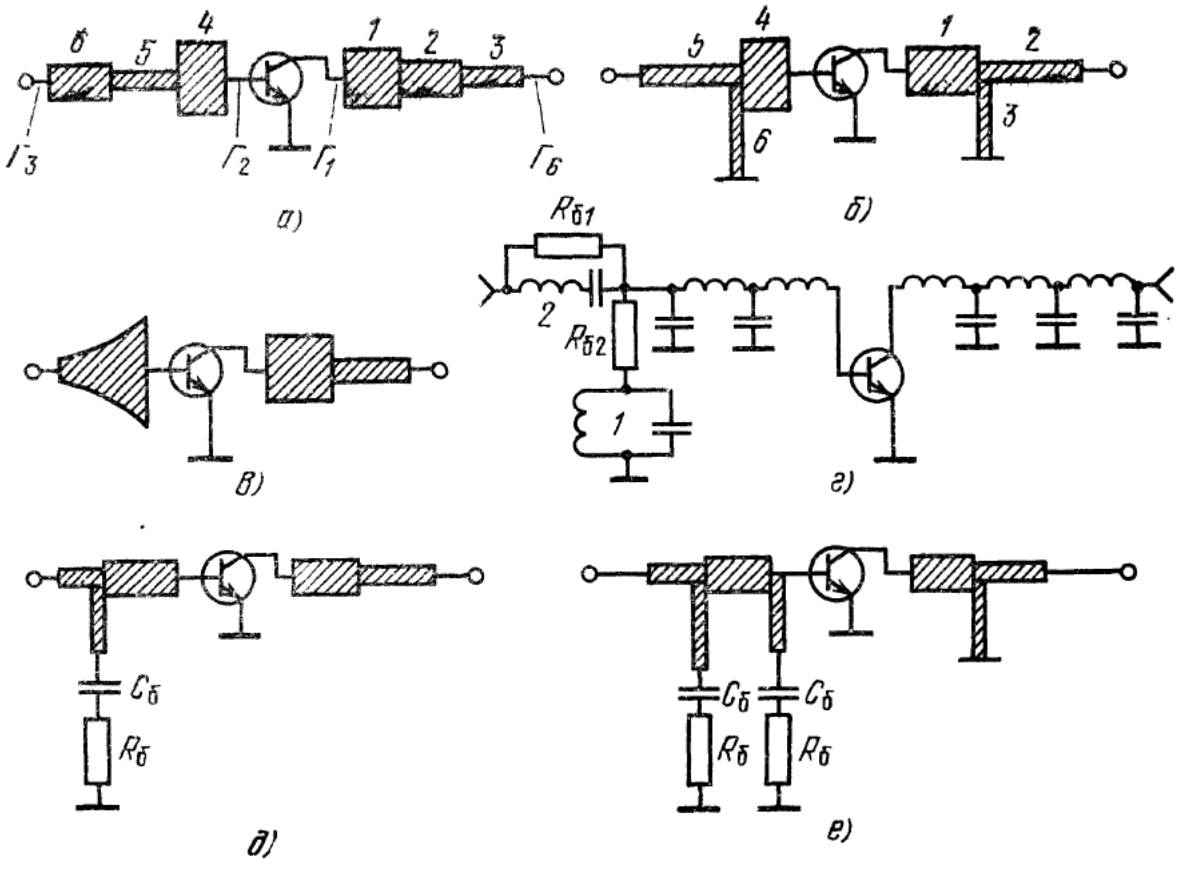



**Рис. 9.3**

дения, например в предыдущий каскад, или отводится в специальную балластную нагрузку. Второй вариант, очевидно, более предпочтителен, так как при нем не снижается устойчивость всего усилительного СВЧ тракта. Отведение отраженного сигнала осуществляется или с помощью ферритового однонаправленного устройства (см. § 3.7) или с помощью схемы балансного типа (см. § 8.6, рис. 8.24 и 8.25). Примеры схем таких транзисторных усилителей показаны на рис. 9.3,*а*, *б*, *в*. Во всех цепях используются отрезки несимметричных полосковых линий, а сами усилители выполняются по гибридно-интегральной технологии (см. § 3.2, 3.3). В схеме рис. 9.3,*в* применена полосковая линия с переменным волновым сопротивлением (см. § 2.4).

При проектировании широкополосного усилителя следует учитывать ограничение полосы согласования, связанное с комплексным характером входного и выходного сопротивлений транзистора. Цепь физически реализуема, если при заданной полосе согласования добротность нагрузки не превышает значений, определяемых из графиков, приведенных на рис. 2.10,*б*. Практически из-за ограниченного количества элементов

согласующей цепи добротность должна быть меньше предельно возможного значения.

**Цепь с поглощением отраженного сигнала.** Дополнительно к согласующей цепи — реактивному четырехполюснику присоединяется корректирующая цепь, состоящая из реактивных элементов и активных сопротивлений, т. е. цепь с диссипативными потерями [8.15, 8.16, 9.15]. Энергия сигнала, отраженного от согласующей цепи, частично или полностью поглощается активными сопротивлениями корректирующей цепи. Один из вариантов подобной цепи, в котором используются элементы с сосредоточенными постоянными, приведен на рис. 9.3,*г*. В схеме контуры *1* и *2* настраиваются в резонанс с верхней частотой $\omega_1$ в заданном диапазоне, что практически исключает влияние балластных сопротивлений $R_{б1}$ и $R_{б2}$ на затухание. С понижением частоты происходит постепенное подключение сопротивлений $R_{б1}$ и $R_{б2}$ к схеме и и увеличивается затухание во входной цепи. В подобном устройстве можно добиться не только постоянного $K_{P\,ном}$, но и малого КСВ по входу усилителя во всем рабочем диапазоне частот.

**Цепь с диссипативными потерями.** Здесь непосредственно в согласующую цепь вносят дополнительные активные потери, подключая специальные резисторы и реактивные элементы. В результате благодаря поглощению отраженного сигнала функции согласования и коррекции реализуются одной цепью (рис. 9.3,*д*, *е*). В схеме на рис. 9.3,*е*, подключая две цепи с резисторами, удается получить более ярко выраженный эффект внесения активных потерь в согласующую цепь в диапазоне частот, чем в схеме на рис. 9.3,*д*. Методика расчета цепей распределенного типа с диссипативными потерями изложена в § 2.4. С помощью цепей рассматриваемого типа удается получить малый КСВ по входу усилителя в широкой полосе частот. Наряду с этим следует учитывать, что эти цепи являются источником дополнительного флюктуационного шума (см. § 8.4). Поэтому их не рекомендуется использовать во входной цепи малошумящих усилителей. Здесь при необходимости получить малый КСВ по входу усилителя в широкой полосе частот следует применять схемы балансного типа (см. § 8.6).

СВЧ усилители как с биполярными, так и с полевыми транзисторами изготавливаются обычно по гибридно-интегральной технологии (см. § 3.2). В таких усили-

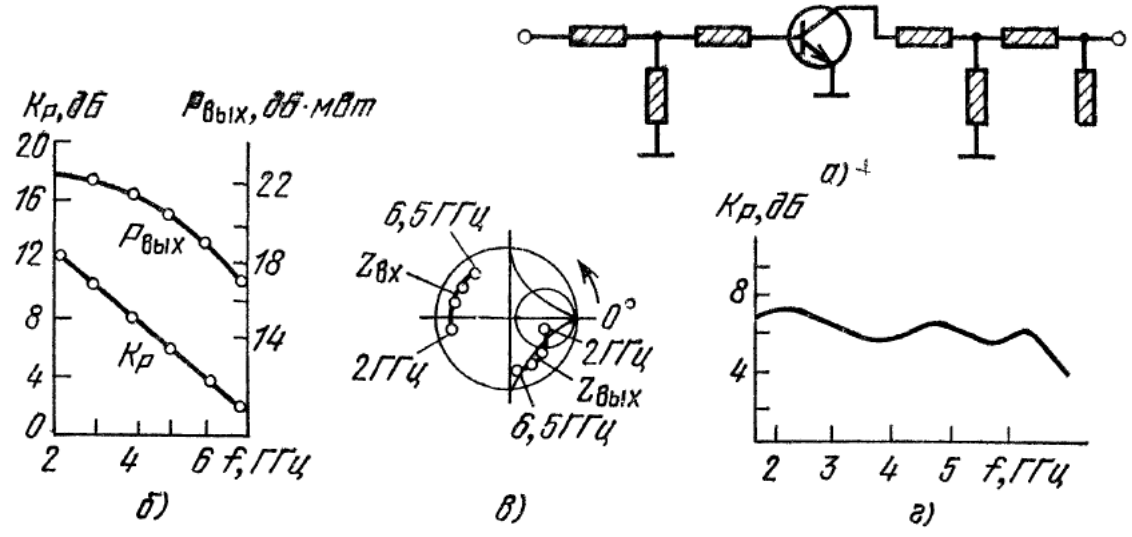



Рис. 9.4

телях транзистор является автономным элементом, а согласующие электрические цепи, представляющие собой определенное соединение несимметричных полосковых линий, выполняются в виде толстых или тонких пленок, нанесенных на диэлектрическую подложку. В конструктивном отношении СВЧ транзисторный усилитель оформляется в виде модуля с коаксиальными или полосковыми выводами. Модуль может включать один или несколько последовательно соединенных каскадов, а также устройство суммирования мощностей нескольких транзисторов. Как правило, в целом модуль герметизируется и заполняется инертным газом, что предотвращает от разрушения тонкие пленки. В качестве примера приведем сведения по двум маломощным транзисторным усилителям.

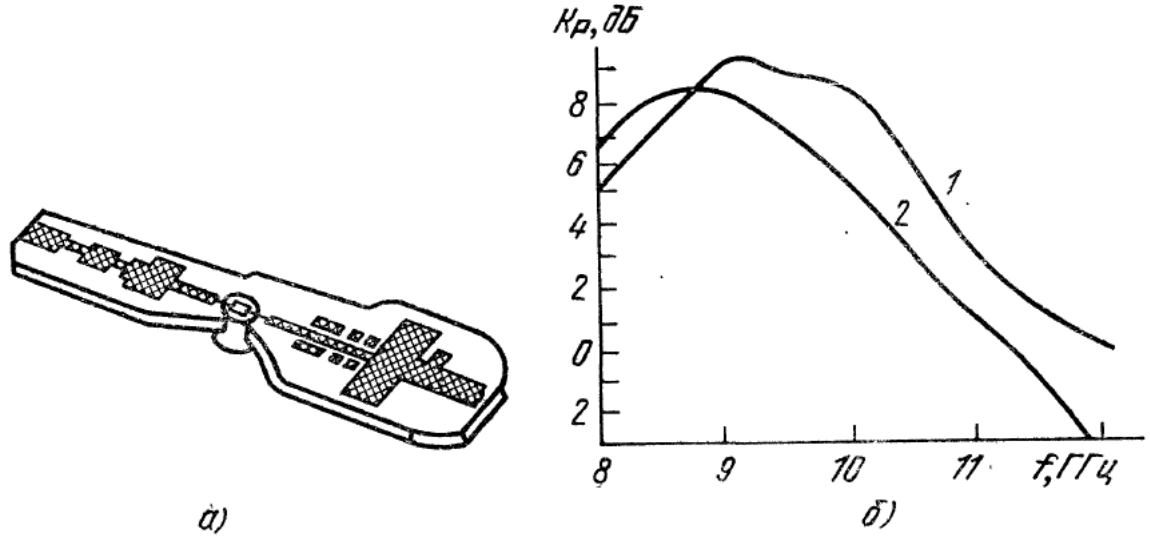



Рис. 9.5

На рис. 9.4,*а* показана схема широкополосного усилителя на биполярном транзисторе с полосой пропускания 2 ... 6,5 ГГц [8.7]. На рис. 9.4,*б*—*г* построены его характеристики. Зависимости входного и выходного сопротивлений транзистора от частоты приведены на круговой диаграмме рис. 9.4,*в*. Оптимизация параметров схемы с помощью ЭВМ позволяет получить АЧХ, близкую к равномерной в полосе 2...6,5 ГГц (рис. 9.4,*г*). Конструкция широкополосного усилителя (полоса пропускания 8 ... 10 ГГц) на полевом транзисторе с заземленным истоком изображены на рис. 9.5,*а*; характеристики (*1* — расчетная, *2* — экспериментальная) — на рис. 9.5,*б* [8.28], *S*-параметры транзистора приведены на рис. 8.14. Здесь, так же как и в первом примере, согласующие цепи рассчитаны с помощью ЭВМ. Другие варианты СВЧ транзисторных усилителей, выполненных по гибридно-интегральной технологии, рассмотрены в [8.5—8.8, 8.27, 8.29].

### 9.3. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ ПРИ ЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ

Методика проектирования СВЧ транзисторных усилителей с помощью ЭВМ базируется на общих принципах параметрического синтеза электрических цепей (§ 9.1); рекуррентных формулах по расчету последних (§ 2.4); соотношениях, определяющих работу транзисторного усилителя (§ 8.4 и 8.5), и соображениях, высказанных по поводу выбора типа согласующих цепей, а также на предъявляемых к ним требованиях (§ 9.2). Изложим основные положения программы проектирования с помощью ЭВМ трехкаскадного СВЧ транзисторного усилителя с различными типами электрических цепей. Все каскады работают в линейном режиме, для описания свойств транзисторов используются *S*-параметры. Исходными данными являются требуемый диапазон частот, мощность сигнала и номинальный коэффициент усиления, позволяющие выбрать тип транзистора и электрическую цепь, например, среди изображенных на рис. 9.3. Необходимо определить геометрические размеры всех полосковых линий электрических цепей, при которых усилитель согласно выбранному критерию наилучшим образом отвечает поставленной задаче, и все требуемые характеристики усилителя в заданном диа-

пазоне частот (коэффициент усиления, КСВ по входу и т. д.).

**Схемы усилителей.** Трехкаскадный усилитель (рис. 9.6) состоит из семи последовательно включенных четырехполюсников. Четырехполюсники с нечетным номером (*1*, *3*, *5*, *7*) представляют собой согласующие электрические цепи, четырехполюсники с четным номером (*2*, *4*, *6*) — транзисторы. В качестве четырехполюсников *1*, *3*, *5*, *7* можно, например, использовать цепи, составленные из отрезков полосковых линий; трехступенчатый полосковый СВЧ трансформатор (рис. 9.7,*а*, очевидно допустимы только две или одна ступени); лестничную цепь с короткозамкнутым (рис. 9.7,*б*) или разомкнутым

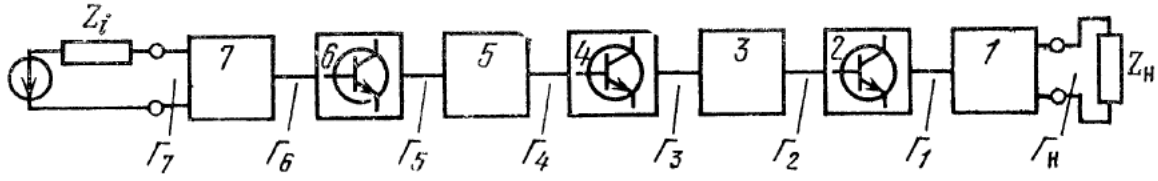



Рис. 9.6

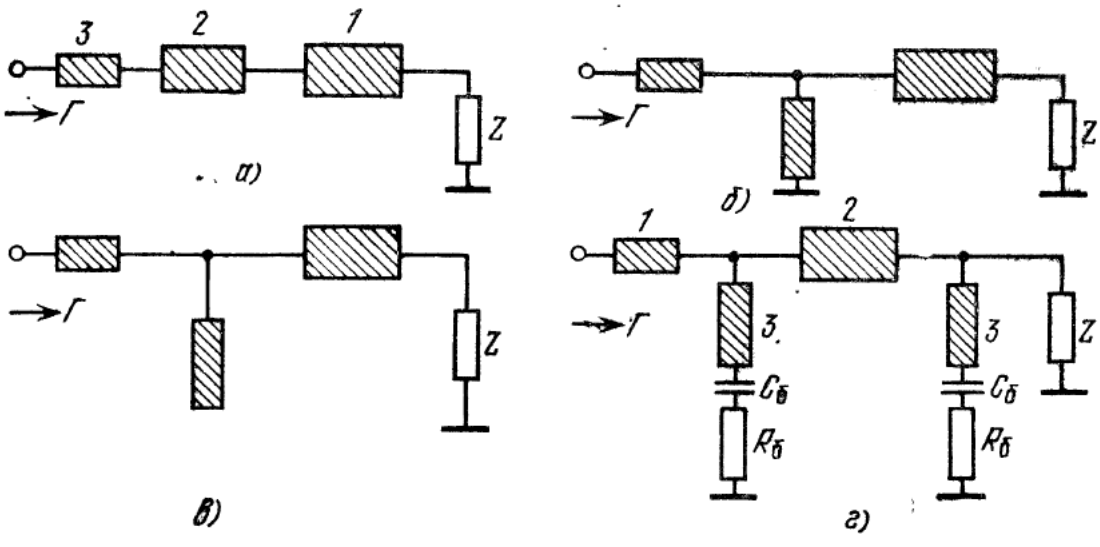



Рис. 9.7

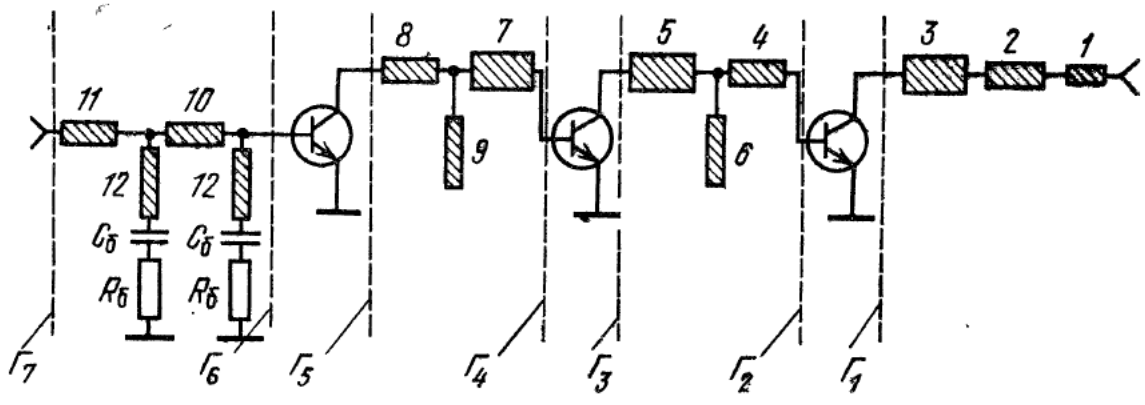



Рис. 9.8

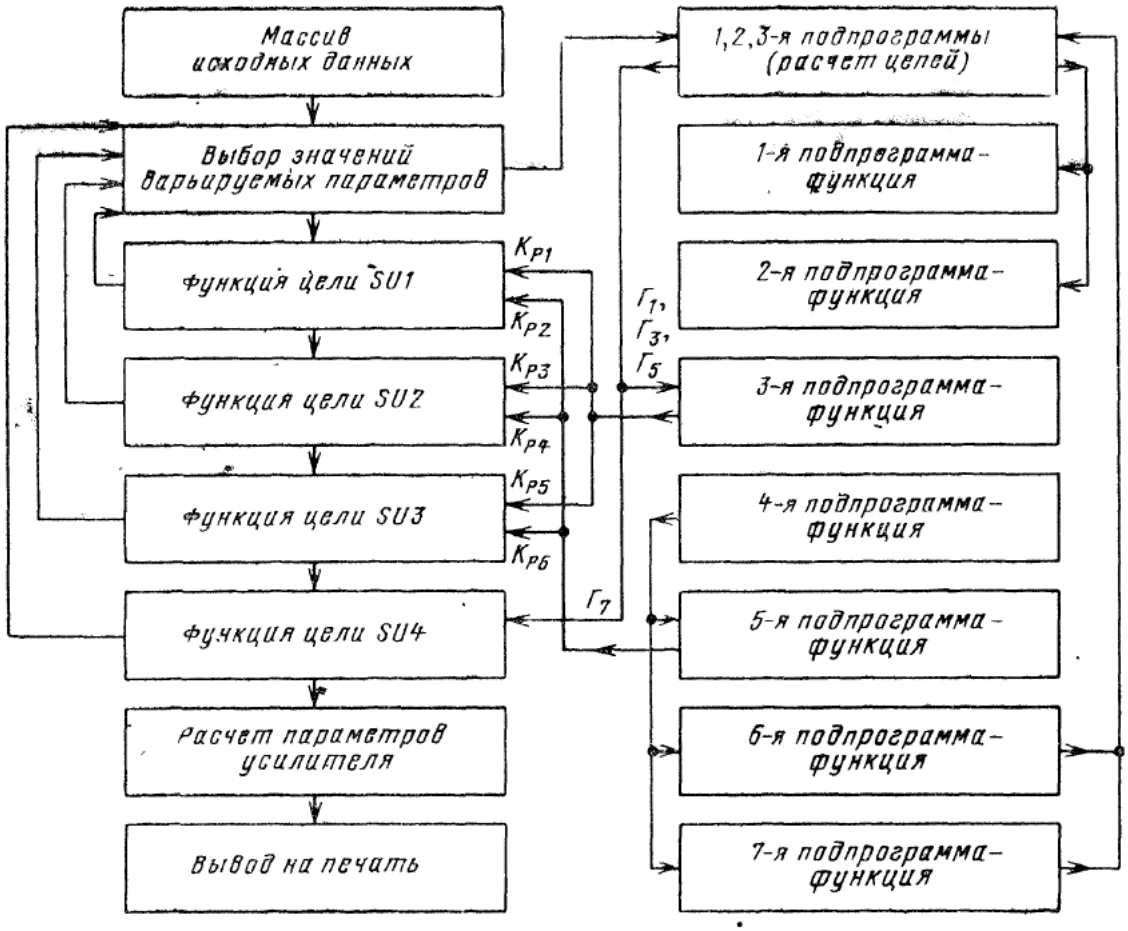



**Рис. 9.9**

(рис. 9.7,*в*) шлейфом; цепь с диссипативными потерями (рис. 9.7,*г*). Три первые цепи (рис. 9.7,*а*—*в*) могут использоваться в любом из четырехполюсников *1*, *3*, *5*, *7*; цепь с диссипативными потерями (рис. 9.7,*г*), служащую для уменьшения КСВ со стороны входа усилителя, рекомендуется применять только в четырехполюснике *7*. Учитывая возможное количество каскадов (три, два или один) и тип цепи в согласующих четырехполюсниках, с помощью рассматриваемой программы можно спроектировать более 100 вариантов СВЧ транзисторных усилителей. Один из вариантов приведен на рис. 9.8.

**Массив исходных данных к программе.** Нормирование частоты производим относительно 1 ГГц. Выбираем шаг дискретизации $\Delta F$, разбивая весь диапазон на $N$ равных участков: $N=(F_{\max}-F_{\min})/\Delta F$. Все расчеты производим при значениях частот $F_1, F_2, \ldots, F_N$ (обычно можно принять $N\leqslant 20$). Массив исходных данных программы включает нормированные значения частот от $F_1$ до $F_N$, значения $S$-параметров (модуль и фазу) выбранного типа транзистора на частотах $F_1, \ldots, F_N$; требуемый закон изменения номинального коэффициента уси-

ления мощности одного, двух и трех каскадов $K_{P1тр}(F_i)$, $K_{P2тр}(F_i)$ и $K_{P3тр}(F_i)$; значения активной и реактивной составляющих нагрузки $R_н(F_i)$ и $X_н(F_i)$; значения диэлектрической проницаемости ($\varepsilon$) и толщины ($h$) подложки, на которую напыляются микрополосковые линии; начальное и конечное значения длины и ширины всех отрезков полосковых линий, составляющих выбранную электрическую схему, и шаг их изменения; начальное и конечное значения и шаг изменения емкости и сопротивления цепи с диссипативными потерями (рис. 9.7,*г*).

**Функциональная структура программы** (рис. 9.9). Помимо основной программы она включает три подпрограммы и семь подпрограмм-функций. С помощью 1-й подпрограммы осуществляется расчет электрической цепи, изображенной на рис. 9.7,*а*; 2-й — цепей на рис. 9.7,*б*, в; 3-й — цепи на рис. 9.7,*г*. Конечным звеном этих подпрограмм является расчет коэффициента отражения $\Gamma = P + jQ$ со входа согласующих цепей. Кроме того, 3-я подпрограмма позволяет рассчитать коэффициент $K_{PR7}$, учитывающий диссипативные потери в согласующей цепи (см. § 2.3). Вычисленные значения $P$, $Q$ и $K_{PR7}$ возвращаются в основную программу.

С помощью 1-й подпрограммы-функции рассчитывается эффективное значение диэлектрической проницаемости подложки по формуле (3.9) и $\operatorname{tg}\theta$, где $\theta$ — электрическая длина отрезка полосковой линии (см. (2.102)). С помощью 2-й подпрограммы-функции определяется волновое сопротивление несимметричной микрополосковой линии в соответствии с выражением (3.8). Обращение к 1-й и 2-й подпрограммам-функциям осуществляется в трех подпрограммах при расчете согласующих электрических цепей. С помощью 3-й подпрограммы-функции рассчитываются коэффициенты передачи мощности согласующих цепей $K_{P1}$, $K_{P3}$ и $K_{P5}$; 4-й — коэффициенты отражения по входу транзисторов $\Gamma_2$, $\Gamma_4$ и $\Gamma_6$ (см. рис. 9.6); 5-й — собственные коэффициенты усиления транзисторов $K_{P2}$, $K_{P4}$ и $K_{P6}$. Расчет перечисленных величин производится по формулам, поясняющим выражение (8.57). 6-я и 7-я подпрограммы-функции служат для определения активной и реактивной составляющих входного сопротивления транзистора ($R_2$, $R_4$, $R_6$ и $X_2$, $X_4$, $X_6$), исходя из действительной и мнимой составляющих коэффициента отражения, согласно формулам (2.96) ... (2.100).

Конечная цель программы состоит в определении геометрических размеров всех полосковых линий, входящих в выбранные электрические цепи (см. рис. 9.7), при которых коэффициент усиления в заданной полосе частот наиболее близок к требуемому значению, а значение КСВ по входу усилителя минимально. При поиске этого наилучшего решения общее число варьируемых параметров в трехкаскадном усилителе равно 24 или 26 (12 полосковых линий, емкость и сопротивление при схеме на рис. 9.7,*г*). Поставленная задача решается поэтапно, путем последовательной оптимизации параметров всех четырех цепей и соответственно использования четырех функций цели. Сначала производится оптимизация первой (выходной) согласующей цепи в соответствии с функцией цели

$$SU1 = \min \sum_{i=1}^{n} [K_{P1}(F_i) K_{P2}(F_i) - K_{P1тр}(F_i)]^2, \qquad (9.12)$$

где $K_{P1тр}(F_i)$ — функция, описывающая требуемый закон изменения коэффициента усиления одного каскада. При равномерной АЧХ $K_{P1тр}(F_i) = \text{const}$. Минимум величины $SU1$ определяется при варьировании значений параметров (длины и ширины полосков) элементов *1*, *2*, *3* (см. рис. 9.8).

Оптимизация второй согласующей цепи (четырехполюсник *3* на рис. 9.6) осуществляется в соответствии с функцией цели

$$SU2 = \min \sum_{i=1}^{N} [K_{P1}(F_i) K_{P2}(F_i) K_{P3}(F_i) K_{P4} - K_{P2тр}(F_i)]^2, \qquad (9.13)$$

где $K_{P1}(F_i)$ и $K_{P2}(F_i)$ — функции, значения которых рассчитаны на первом этапе оптимизации. Минимум величины $SU2$ определяется при варьировании значений параметров элементов *4*, *5*, *6* (см. рис. 9.8).

Оптимизация третьей согласующей цепи (четырехполюсник *5* на рис. 9.6) производится с помощью функции цепи

$$SU3 = \min \sum_{i=1}^{N} [K_{P1}(F_i) K_{P2}(F_i) K_{P3}(F_i) K_{P4}(F_i) \times$$

$$\times K_{P5}(F_i) K_{P6}(F_i) - K_{P3тр}(F_i)]^2, \qquad (9.14)$$

где $K_{P1}(F_i)$, $K_{P2}(F_i)$, $K_{P3}(F_i)$, $K_{P4}(F_i)$ — функции, найденные на первом и втором этапах оптимизации. Минимум величины $SU3$ определяется при варьировании значений параметров элементов *7*, *8*, *9* (рис. 9.8).

Оптимизация четвертой (входной) согласующей цепи (четырехполюсник *7* на рис. 9.6,*а*) производится с помощью функции цели

$$SU4 = \min\left\{V_1 \sum_{i=1}^{N} [K_P(F_i) - K_{P3\text{тр}}(F_i)]^2 + V_2 \sum_{i=1}^{N} |\Gamma_7(F_i)|^2\right\}, \tag{9.15}$$

где

$$K_P(F_i) = K_{P1}(F_i) K_{P2}(F_i) \times \\ \times K_{P3}(F_i) K_{P4}(F_i) K_{P5}(F_i) K_{P6}(F_i) \times \\ \times K_{P7}(F_i) K_{P7R}(F_i) \tag{9.16}$$

— коэффициент усиления СВЧ транзисторного усилителя; $K_{P3\text{тр}}(F_i)$ — требуемый коэффициент того же трехкаскадного усилителя: $|\Gamma_7(F_i)|$ — модуль коэффициента отражения по входу усилителя; $V_1$, $V_2$ — весовые коэффициенты. Минимум величины $SU4$ определяется при варьировании значений параметров *10*, *11*, *12* (рис. 9.8), сопротивления $R_б$ и емкости $C_б$ (для схемы на рис. 9.7,*г*).

Согласно функции цели (9.15) оптимизация входной цепи производится по двум критериям: минимальному различию между заданным и фактическим значениями коэффициента усиления и минимуму коэффициента отражения по входу. В зависимости от важности первого или второго критерия соответственно выбираются значения весовых коэффициентов $V_1$ и $V_2$. Так, например, в мощных усилителях можно принимать $V_1 = V_2$; в малошумящих усилителях из-за необходимости выполнить условие $K_{P7}(F_i) = 1$ принимают $V_1 \ll V_2$. При этом функция получения требуемого коэффициента усиления возлагается на все цепи, кроме входной, с помощью которой добиваются минимума КСВ или коэффициента шума усилителя (см. § 8.4).

По вычисленным значениям коэффициентов отражения можно судить об устойчивости усилителей. Условием устойчивой работы является выполнение неравенств $|\Gamma_2|$, $|\Gamma_4|$, $|\Gamma_6| < 1$. Таким образом, в рассматриваемой программе процедура оптимизации разбита на четыре

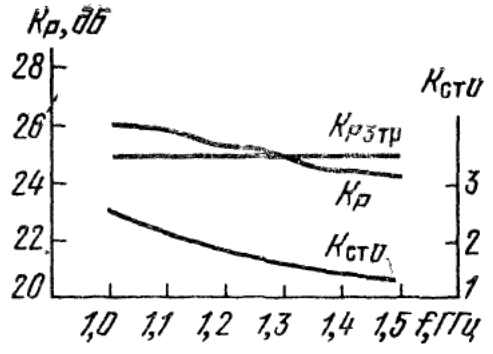



Рис. 9.10

этапа. На первых трех количество варьируемых параметров не преышает шести, на четвертом — восьми. Такое небольшое количество переменных параметров позволяет выбрать метод слепого поиска, гарантирующий отыскание глобального минимума функции цели (см. § 9.1). При использовании ЭВМ типа ЕС-1030 расчет по рассматриваемой программе одного варианта составляет ориентировочно 1 с. Следовательно, при переборе ориентировочно 1с. Следовательно, при переборе 1000 вариантов на каждом из этапов, что обычно является вполне достаточным, общее машинное время расчета составляет 16 мин. При необходимости сократить машинное время можно использовать более рациональные методы поиска глобального минимума целевой функции, что составляет предмет особого рассмотрения.

**Проектирование транзисторного усилителя балансного типа.** По сравнению с рассмотренным в программу расчета усилителя балансного типа следует внести следующие дополнения, вытекающие из § 8.6. Во первых, следует расширить массив исходных данных, приведя в нем параметры, описывающие свойства мостовых устройств, в минимальном варианте — значения модулей коэффициентов деления $|\gamma_A|$, $|\delta_A|$, $|\gamma_B|$, $|\delta_B|$ в рабочем диапазоне частот (см. (8.58)). Во-вторых, коэффициент отражения по входу устройства следует рассчитывать по формуле (8.64), коэффициент усиления мощности всей схемы — по формуле (8.73). В более полном варианте в программу следует внести значения всех элементов матрицы $S$-параметров мостового устройства (8.58) и (8.59) и произвести расчет с учетом сведений, приведенных в § 8.6.

Результаты расчета трехкаскадного СВЧ транзисторного усилителя (рис. 8.23) приведены на рис. 9.10. Топология рассчитанного усилителя изображена на рис. 9.11.

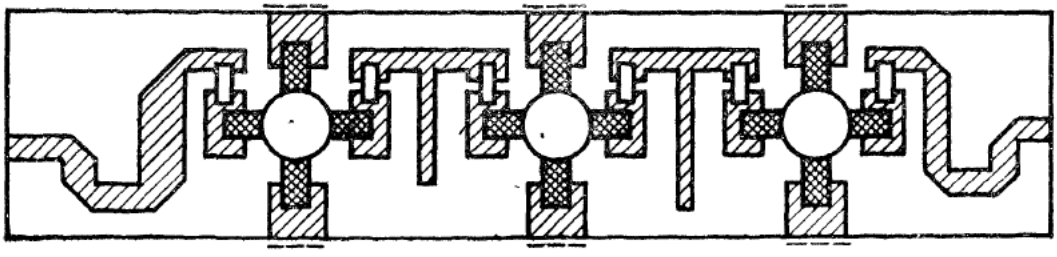


Рис. 9.11

## 9.4. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ МОЩНОГО ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ

В основу расчета мощных транзисторных усилителей, работающих в режиме большого числа, можно положить те же исходные предпосылки, что и при расчете усилителя в линейном режиме (см. § 9.3). Однако, кроме того, необходимо учесть и дополнительные обстоятельства, связанные с особенностями работы транзисторных усилителей мощности, изложенные в § 8.7. Эти обстоятельства обусловлены в основном зависимостью $S$-параметров транзистора от мощности входного сигнала. Поскольку $S$-параметры транзистора в режиме большого сигнала определить весьма трудно, то методика расчета усилителя может базироваться на зависимостях входного и выходного сопротивлений мощного СВЧ полупроводникового прибора от частоты сигнала. (Пример таких характеристик приведен на рис. 8.30). В этом случае расчет усилителя по существу распадается на две части: оптимизацию параметров выходной согласующей цепи в соответствии с выражением (8.80) и входной — согласно (8.82).

Изложим основные положения программы проектирования с помощью ЭВМ мощного транзисторного усилителя. Общая функциональная схема усилителя приведена на рис. 8.16. В качестве входной и выходной согласующих цепей можно использовать схемы на рис. 9.7,*а—в*. Любую из них можно включить как на входе, так и на выходе транзистора, что позволяет составить девять вариантов схем усилителей (см., например, рис. 9.3,*а, б*).

Необходимо определить геометрические размеры полосковых линий входной и выходной электрических цепей, при которых усилитель наилучшим образом отвечает поставленной задаче, и все требуемые характеристики в заданном диапазоне частот.

**Массив исходных данных к программе.** Исходными данными являются частоты от $F_1$ до $F_N$, при которых производятся все расчеты (как и в предыдущей программе, нормирование производится относительно частоты в 1 ГГц), значения входного ($R_{вх}$ и $X_{вх}$) и выходного ($R_{вых}$ и $X_{вых}$) сопротивлений транзистора выбранного типа при заданной мощности входного сигнала; собственный коэффициент усиления мощности транзистора $K_{P2}(F_i)$ (см. 8.81)) и требуемый закон его из-

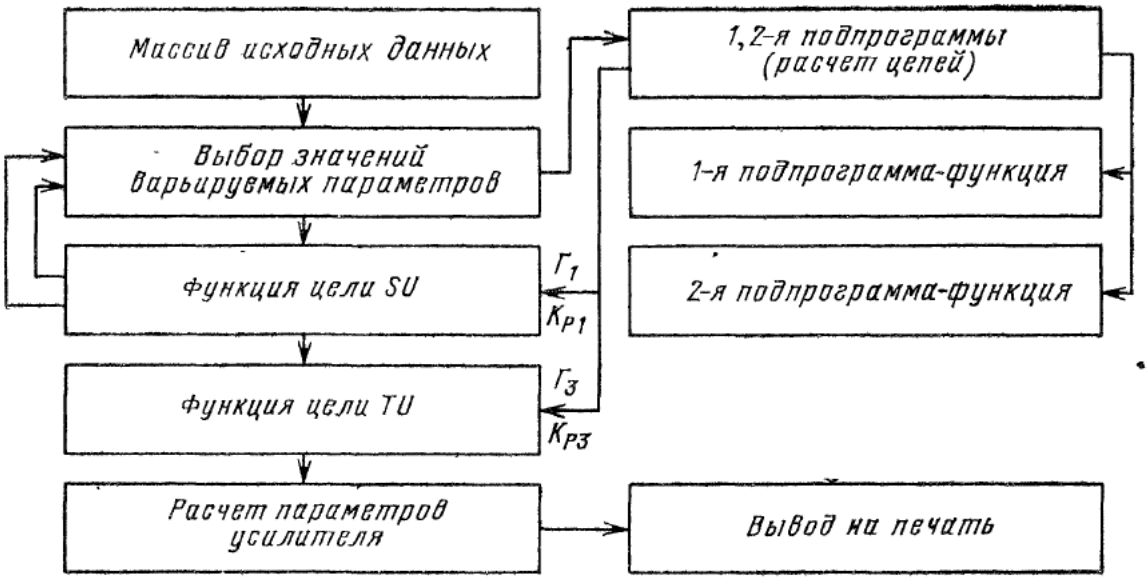



Рис. 9.12

менения $K_{Р\text{тр}}(F_i)$; диэлектрическая проницаемость ($\varepsilon$) и толщина ($h$) выбранной подложки, на которую напыляются микрополосковые линии; начальное и конечное значения длины и ширины всех полосковых линий, составляющих выбранную электрическую схему, и шаг их изменения.

**Функциональная структура программы (рис. 9.12).** Помимо основной программы она включает две подпрограммы и две подпрограммы-функции. С помощью 1-й подпрограммы осуществляется расчет электрической цепи на рис. 9.7,*а*; 2-й — цепей на рис. 9.7,*б*, *в*. Конечным звеном обеих подпрограмм является расчет коэффициента отражения $\Gamma = P + jQ$ по входу согласующих цепей (коэффициенты $\Gamma_1$ и $\Gamma_3$) исходя из структуры и значений выходного и входного сопротивлений транзистора. Вычисленные значения $P$ и $Q$ возвращаются в основную программу.

С помощью 1-й подпрограммы-функции рассчитывается эффективное значение диэлектрической проницаемости подложки по формуле (3.9) и $\operatorname{tg}\theta$, где $\theta$ — электрическая длина отрезка полосковой линии (см. (2.102). С помощью 2-й подпрограммы-функции определяется волновое сопротивление несимметричной микрополосковой линии в соответствии с выражением (3.8). Обращение к подпрограммам-функциям осуществляется в подпрограммах при расчете согласующих электрических цепей.

Конечная цель программы состоит в определении геометрических размеров всех полосковых линий, вхо-

дящих в выбранные электрические цепи (рис. 9.7,*а*, *б*, *в*), при которых минимальны различие между фактическим ($K_P$) и требуемым ($K_{P\,тр}$) значениями коэффициента усиления в заданной полосе частот и КСВ по входу усилителя. Общее число варьируемых параметров равно 12. Оптимизация производится в два этапа, каждому из которых соответствуют 6 варьируемых параметров. На первом этапе оптимизируются параметры выходной согласующей цепи в соответствии с одним из двух вариантов. При первом необходимо возможно лучше согласовать транзистор с выходной согласующей цепью ($K_{P1}(\omega)=1$), ему соответствует функция цели

$$SU=\min\sum_{i=1}^{N}[K_{P1}(F_i)-1]^2, \tag{9.17}$$

где $K_{P1}$ определяется в соответствии с (8.80).

При втором следует возможно лучше согласовать усилитель с источником возбуждения во всей полосе частот ($K_{P3}(\omega)=1$), ему соответствует функция цели

$$SU=\min\sum_{i=1}^{N}[K_{P1}(F_i)K_{P2}(F_i)-K_{P\text{тр}}(F_i)]^2, \tag{9.18}$$

где $K_{P2}$ определяется в соответствии с (8.81).

Заметим, что второй вариант выбирается, например, при необходимости получить минимальный коэффициент шума усилителя. Минимум величины $SU$ находится при варьировании значений параметров (длины и ширины полосков) элементов *1*, *2*, *3* (нумерация отрезков полосковых линий в программе и на рис. 9.3,*а*, *б* совпадает).

На втором этапе производится оптимизация параметров входной согласующей цепи в соответствии с функцией цели

$$TU=\min\left\{V_1\sum_{i=1}^{N}[K_P(F_i)-K_{P\text{тр}}(F_i)]^2+V_2\sum_{i=1}^{N}|\Gamma_3(F_i)|^2\right\}, \tag{9.19}$$

где $K_P(F_i)=K_{P1}(F_i)K_{P2}(F_i)K_{P3}(F_i)$ — коэффициент усиления; $K_{P\,тр}(F_i)$ — требуемый закон изменения коэффициента усиления; $K_{P1}$, $K_{P2}$, $K_{P3}$ — функции, определяемые в соответствии с (8.80)—(8.82); $|\Gamma_3(F_i)|$ — модуль коэффициента отражения по входу усилителя; $V_1$, $V_2$ — весовые коэффициенты. Минимум $TU$ определяется при

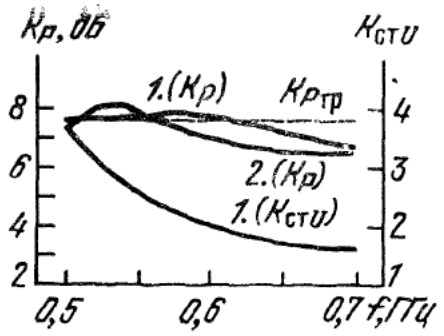



Рис. 9.13

варьировании значений параметров *4*, *5*, *6* (см. рис. 9.3). Согласно функции цели (9.19) оптимизация входной цепи производится по двум критериям: минимальному различию между заданным и фактическим значениями коэффициента усиления и минимуму коэффициента отражения по входу усилителя. В зависимости от того, какому из этих критериев отдается предпочтение, выбирают весовые коэффициенты $V_1$ и $V_2$. При одинаковой важности обоих критериев $V_1 = V_2$, при стремлении получить минимум КСВ $V_1 \ll V_2$. Поскольку на каждом из двух этапов число варьируемых параметров не превышает 6, то в рассматриваемой программе, как и в предыдущей (см. § 9.3), может быть выбран слепой метод поиска глобального минимума функции цели.

Результаты расчета по рассмотренной программе мощного СВЧ транзисторного усилителя (транзистор КТ913В по схеме ОЭ) приведены на рис. 9.13 (кривые *1*). Там же построен экспериментальный график 2. Конструкция рассчитанного усилителя показана на рис. 9.14. В усилителе в качестве диэлектрической подложки использовался материал с $\varepsilon = 9{,}8$ и толщиной $h = 1$ мм.

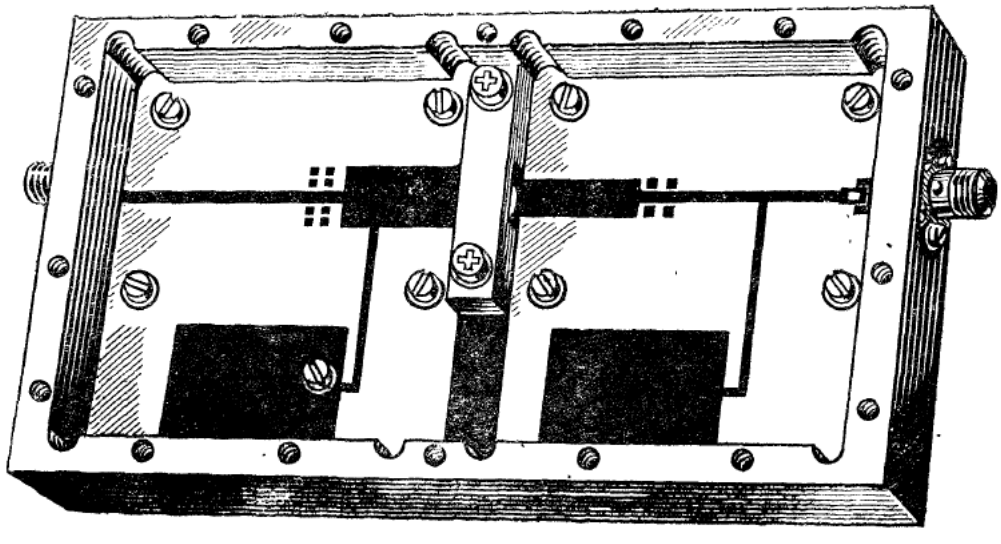


Рис. 9.14

В заключение отметим, что при синтезе входной согласующей цепи усилителя следует учитывать относительно большую добротность входного сопротивления мощного СВЧ транзистора (см. табл. 8.5). Ранее было показано (см. § 2.4), что цепь физически реализуема, если при заданной полосе согласования добротность нагрузки не превышает значений, определяемых из графиков на рис. 2.10,*б*. При нарушении этого правила независимо от вида согласующей цепи не удается получить близкого совпадения между требуемым ($K_{P\,тр}$) и фактическим ($K_P$) значениями коэффициента усиления транзисторного усилителя. Поэтому перед проведением расчетов на ЭВМ рекомендуется по графикам рис. 2.10,*б* убедиться в том, что имеется теоретическая возможность реализации согласующей цепи. В противном случае следует изменить исходные условия задачи, например, выбрать иной тип транзистора с меньшей добротностью входного сопротивления или уменьшить полосу пропускания усилителя.

## 9.5. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ДИОДНОГО УСИЛИТЕЛЯ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА

Теория работы и конструкции диодных усилителей отражательного типа рассмотрены в гл. 6. Согласно этой теории ЛПД и диод Ганна можно представить в виде нелинейного комплексного сопротивления с отрицательной активной составляющей

$$Z_{Д}(P_{вх};\ \omega) = R_{Д}(P_{вх};\ \omega) + jX_{Д}(P_{вх};\ \omega). \qquad (9.20)$$

Пример зависимости (9.20) для ЛПД в IMPATT режиме приведен на рис. 5.9 [6.11], а для диода Ганна — на рис. 4.8,*а* [4.2]. При активной составляющей $R_{Д}<0$ в схеме происходит усиление сигнала. При известной зависимости $Z_{Д}\ (P_{вх};\ \omega)$ задача проектирования усилителя отражательного типа сводится к синтезу согласующего устройства, выполняемого обычно в виде СВЧ ступенчатого перехода из отрезков фидерных линий (см. рис. 6.15). Здесь, так же как и в транзисторном усилителе, применим метод параметрического синтеза выбранной структуры цепи с помощью ЭВМ. Сама программа оптимизации параметров согласующей цепи диодного усилителя идентична рассмотренной в § 9.4 программе расчета транзисторного усилителя мощности при извест-

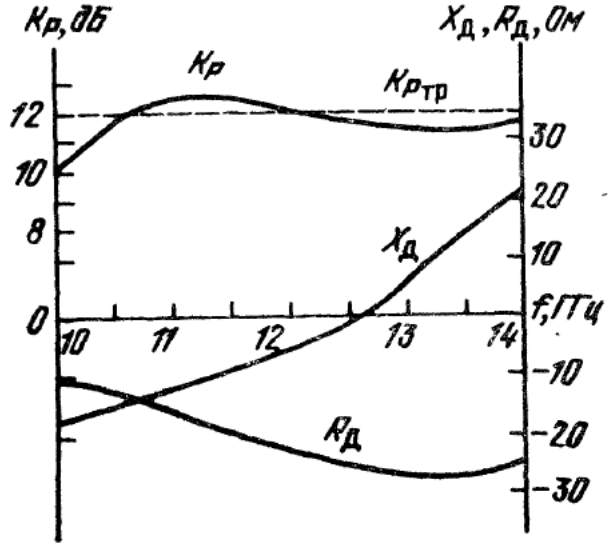



Рис. 9.15

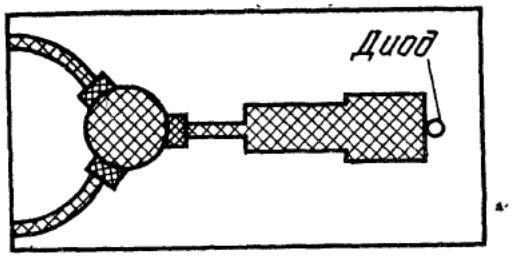



Рис. 9.16

ных функциях входного и выходного сопротивлений транзистора. Следует воспользоваться только частью этой программы, относящейся к входной или выходной цепи усилителя, и изменить функцию цели, которая для усилителя отражательного типа примет вид

$$SU = \min \sum_{i=1}^{N} [K_{P\text{ном}}(K_i) - K_{P\text{тр}}(F_i)]^2, \qquad (9.21)$$

где $K_{P\text{ ном}}(F_i)$ — номинальный коэффициент усиления диодного усилителя, определяемый согласно (6.58); $K_{P\text{ тр}}(F_i)$ — требуемый закон изменения коэффициента усиления в рабочей полосе частот.

Приведем пример расчета усилителя отражательного типа. В качестве активного двухполюсника используем ЛПД, характеристики которого приведены на рис. 9.15 [9.7]. Для согласующей цепи выберем ступенчатый переход из трех отрезков полосковых линий. Схема усилителя с циркулятором изображена на рис. 9.16. Необходимо в диапазоне частот 10 ... 14 ГГц получить коэффициент усиления $K_{P\text{ тр}}=16$. Результаты расчета по программе приведены на рис. 9.15.

ГЛАВА 10

# СУММИРОВАНИЕ МОЩНОСТЕЙ СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

## 10.1. СПОСОБЫ СУММИРОВАНИЯ МОЩНОСТЕЙ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ

Мощность СВЧ полупроводниковых приборов ограничена, причем для различных типов имеется теоретический предел ее максимального значения, который

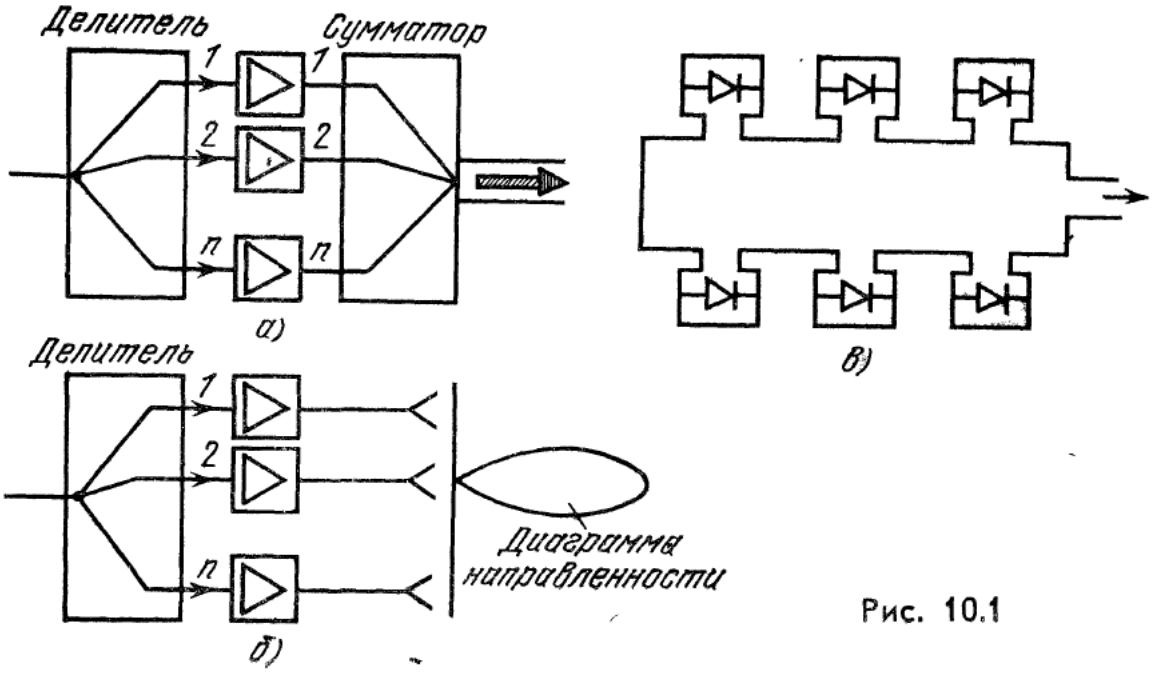



Рис. 10.1

с увеличением частоты сигнала снижается по закону $1/f$ или $1/f^2$ (см. § 1.2). Вместе с тем требуемая мощность СВЧ радиопередатчиков может во много раз превышать мощность одного полупроводникового прибора. Существующий разрыв между значениями этих мощностей обусловливает широкое использование в радиопередатчиках разнообразных способов суммирования сигналов однотипных генераторов (как и ранее, под термином «генератор» будем понимать как усилитель мощности СВЧ колебаний, так и автогенератор, синхронизированный внешним сигналом). Различают три основных способа суммирования: с помощью многополюсных схем, многоэлементной антенной решетки и общего резонатора. При первом к специальному многополюсному устройству подключают большое число однотипных генераторов, мощность которых поступает в общий выходной канал, связанный с нагрузкой (рис. 10.1,*а*). При втором способе сложение мощностей сигналов производится в пространстве с помощью антенной решетки, включающей большое число соответствующим образом ориентированных излучателей, каждый из которых возбуждается от самостоятельного генератора СВЧ сигнала (рис. 10.1,*б*). Все сигналы имеют равные частоты, близкие по значению амплитуды и различающиеся по определенному закону начальные фазы. Двумя первыми способами можно складывать мощности как транзистор-

ных, так и диодных СВЧ генераторов, причем процессу суммирования должен предшествовать процесс деления мощности первичного источника сигнала.

Третий способ используется для сложения мощностей только СВЧ генераторных диодов, расположенных в общем резонаторе (рис. 10.1,*в*). По существу при нем создают мощный автогенератор, состоящий из единой колебательной системы и большого числа активных приборов.

Практически первый способ позволяет повысить мощность радиопередатчика по отношению к мощности одного полупроводникового прибора на 15 ... 20 дБ; второй способ — на 30 ... 40 дБ; третий — на 10 ... 13 дБ. Рассмотрим общие требования, которым должны отвечать перечисленные способы суммирования мощностей сигналов.

**Условие полной передачи мощности в общую нагрузку.** Мощность сигнала на выходе устройства должна быть равна или близка сумме номинальных мощностей отдельных генераторов. Под номинальной мощностью понимается максимальная выходная мощность генератора, отдаваемая им в согласованную нагрузку (см. § 2.3).

**Условие взаимной независимости или развязки входов сумматора.** Все генераторы, мощности которых складываются, должны быть взаимно независимы. Это означает, что изменения в режиме работы любого генератора, включая холостой ход и короткое замыкание, не должны влиять на режим и мощность всех других генераторов. Мощность последних должна по-прежнему оставаться равной номинальному значению и поступать в устройство суммирования сигналов. Для выполнения данного требования необходимо, чтобы входы сумматора были развязаны между собой или взаимно независимы. При этом сигнал от каждого генератора не будет поступать в каналы, к которым подключены другие источники, и, следовательно, влиять на их работу.

**Условие допустимого снижения мощности в общей нагрузке.** В процессе работы некоторое число $m$ генераторов из общего количества $n$ может выйти из строя. Желательно, чтобы при этом суммарная мощность в общей нагрузке понизилась только на мощность вышедших из строя источников и, следовательно, стала бы равной $P_{общ} = (n-m)P_1$, где $P_1$ — мощность одного генератора.

Практически данное требование можно реализовать, введя в сумматор переключающие элементы, что не всегда желательно и возможно. Поэтому в большинстве случаев общая мощность в нагрузке оказывается меньше $(n—m)P_1$.

СВЧ радиопередатчики относятся обычно к числу широкополосных. В связи с этим названные условия должны выполняться во всей рабочей полосе частот.

К устройству суммирования мощностей сигналов могут быть предъявлены некоторые дополнительные требования. К их числу относятся: возможность рассеивания определенной мощности в балластных нагрузках сумматора при нарушении идеальных условий работы; удобство сочленения генераторов с сумматором; выполнение сумматора по определенной технологии, например, на основе тонких или толстых пленок (см. § 3.2); фильтрация высших гармоник сигнала, допустимые активные потери в элементах устройства.

Аналогичные требования предъявляются и к делителям мощности, используемым в устройствах сложения мощностей генераторов (рис. 10.1,*а*, *б*), причем, как правило, в качестве делителей используются те же сумматоры, меняются лишь места подключения источников и нагрузки. Единственное дополнительное требование, предъявляемое к делителю, состоит в определении КСВ по его входу при изменении КСВ нагрузок.

Суммирование мощностей СВЧ полупроводниковых генераторов позволяет существенно повысить не только выходную мощность радиопередатчика, но и другие его характеристики: надежность радиопередатчика, поскольку отказ одного из полупроводниковых приборов в выходном каскаде приводит только к некоторому снижению выходной мощности (по существу суммирование мощностей генераторов можно рассматривать как определенный способ «горячего» резервирования); устойчивость работы СВЧ тракта передатчика, так как сумматоры и делители позволяют улучшить развязку между отдельными каскадами; стабильность параметров передатчика в процессе эксплуатации благодаря усреднению характеристик большой совокупности полупроводниковых приборов. Кроме того, при суммировании мощностей улучшаются условия охлаждения, поскольку источники тепла (полупроводниковые приборы) удается рассредоточить на сравнительно большой поверхности.

## 10.2. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СУММАТОРОВ МОЩНОСТЕЙ СИГНАЛОВ И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ

Первый способ суммирования мощностей СВЧ полупроводниковых генераторов, основанный на применении многополюсного устройства, называемого в зависимости от его использования сумматором или делителем, разобьем на четыре основные этапа:

— составим матрицу рассеяния многополюсной схемы, при которой удовлетворяются сформулированные условия суммирования мощностей любого числа СВЧ генераторов;

— определим структуры многополюсных схем, удовлетворяющих составленным матрицам рассеяния, проведем классификацию этих схем;

— найдем зависимость $S$-параметров и рабочих характеристик составленных схем сумматоров в полосе частот, сравним различные схемы сумматоров;

— оценим потери мощностей сигналов в системах суммирования с учетом отклонения параметров генераторов и многополюсного устройства от идеальных значений. Эти отклонения связаны, в первую очередь, с разбросом амплитуд и фаз складываемых сигналов и с отличием $S$-параметров сумматоров от оптимальных значений, особенно в полосе частот.

**Матрица рассеяния сумматора мощностей сигналов.** Многополюсное устройство, суммирующее мощности СВЧ сигналов, должно отвечать условиям полной передачи мощности в общую нагрузку и взаимной независимости или развязки входов (см. § 10.1). Анализ простейших многополюсных схем — шестиполюсника и восьмиполюсника, предназначенных для сложения мощностей двух генераторов, показывает, что взаимная развязка входов возможна только при использовании в схеме балластной нагрузки (см. § 3.6). Такие же балластные нагрузки требуются и для многополюсной схемы по сложению мощностей любого числа генераторов. По способу соединения с балластными нагрузками различают сумматоры сигналов с вынесенными (с помощью фидерных линий) за пределы устройства нагрузками, которые в этом случае можно заземлить (рис. 10.2,*а*), и нагрузками, расположенными внутри устройства (рис. 10.2,*б*).

Рассмотрим многополюсную схему с $n+l+1$ входами, из которых $n$ входов служат для подключения генера-

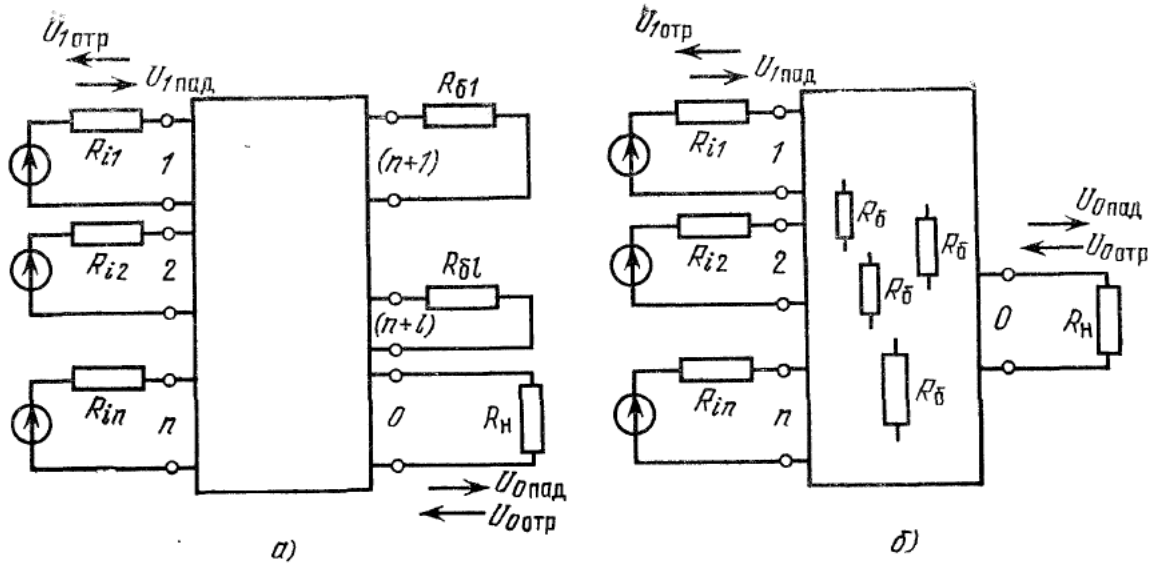



Рис. 10.2

торов, $l$ — для присоединения балластных нагрузок и один выход (вход 0) — для подключения общей полезной нагрузки. Примем, что ко всем входам подводятся линии со стандартным волновым сопротивлением $\rho_0 = 50$ Ом. Как показано в § 2.2, работу многополюсной схемы можно описать с помощью матрицы $S$-параметров (2.23), которые при $\rho_0 = 50$ Ом можно определить через отношения амплитуд падающих и отраженных волн (в противном случае следует пользоваться нормированными значениями этих величин). Для многополюсной схемы с $n+l+1$ входами (рис. 10.2,*а*)

$$[S] = \begin{vmatrix} S_{00} & S_{01} & \dots & S_{0k} & \dots & S_{0n} & \dots & S_{0(n+l)} \\ S_{10} & S_{11} & \dots & S_{1k} & \dots & S_{1n} & \dots & S_{1(n+l)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{n0} & S_{n1} & \dots & S_{nk} & \dots & S_{nn} & \dots & S_{n(n+l)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{(n+l)0} & S_{(n+l)1} & \dots & S_{(n+l)k} & \dots & S_{(n+l)n} & \dots & S_{(n+l)(n+l)} \end{vmatrix}, \tag{10.1}$$

где индекс 0 обозначает вход, к которому подключается общая нагрузка; индексы с 1 по $n$ — входы, к которым подключаются генераторы; индексы с $(n+1)$ по $(n+l)$ — входы, к которым подключаются балластные нагрузки; $S_{kk}$ — коэффициент отражения произвольного входа $k$ при подключении согласованных нагрузок сопротивлением $\rho_0$ ко всем остальным входам многопо-

люсника; $S_{mk}$ — коэффициент передачи по напряжению падающей волны с $k$-го входа на $m$-й при подключении согласованных нагрузок сопротивлением $\rho_0$ ко всем входам; $m \neq k$; $k, k, m = 0, \ldots, (n+l)$.

Определим значения параметров матрицы рассеяния (10.1), удовлетворяющие условиям, предъявляемым к сумматорам сигналов (см. § 10.1). Примем во внимание, что многополюсная схема составлена из реактивных элементов (сосредоточенных или распределенных), активными потерями в которых можно пренебречь, и что схема удовлетворяет условию взаимности (обратимости) (см. § 2.2). Для удобства согласования генераторов и нагрузок с сумматором желательно, чтобы на всех входах собственные коэффициенты отражения

$$S_{kk} = 0, \tag{10.2}$$

где $k = 0, \ldots, (n+l)$.

Для выполнения условия по взаимной независимости или развязки генераторов необходимо, чтобы

$$S_{km} = S_{mk} = 0, \tag{10.3}$$

где $k, m = 1, \ldots, n$.

Вход 0 общей нагрузки должен быть развязан с входами для подключения балластных нагрузок и поэтому следует получить

$$S_{m0} = S_{0m} = 0, \tag{10.4}$$

где $m = (n+1), \ldots, (n+l)$.

Ограничимся рассмотрением сумматора равноамплитудного типа, с помощью которого складываются мощности сигналов с равной амплитудой. В таком сумматоре модули всех коэффициентов передачи от генераторов к нагрузке должны быть равны

$$|S_{01}| = |S_{02}| = \ldots = |S_{0k}| = \ldots = |S_{0n}|. \tag{10.5}$$

Кроме того, благодаря принципу взаимности (см. § 2.2)

$$S_{0k} = S_{k0}, \tag{10.6}$$

где $k = 1, \ldots, n$.

Рассматриваемый сумматор из-за отсутствия в нем активных потерь относится к числу реактивных многополюсников, отвечающим условию унитарности (2.32). Вследствие этого с учетом (10.2) и (10.4) имеем

$$|S_{10}|^2 + |S_{20}|^2 + \ldots + |S_{k0}|^2 + \ldots + |S_{n0}|^2 = 1$$

или в соответствии с условием взаимности (10.6)

$$\sum_{k=1}^{n} |S_{k0}|^2 = \sum_{k=1}^{n} |S_{0k}|^2 = 1. \qquad (10.7)$$

Физическая трактовка уравнения (10.7) приводит к такому выводу: мощность падающей волны, подведенная к общему входу 0, равномерно распределяется между каналами с 1-го по $n$-й. Из (10.7) для модулей $S$-параметров получим

$$|S_{k0}| = |S_{0k}| = 1/\sqrt{n}, \qquad (10.8)$$

где $k=1, \ldots, n$.

Примем число балластных нагрузок $l=n-1$. Тогда каждый вход, к которому подключается генератор, также оказывается связанным с $n$-входами (к одному подключена полезная нагрузка, к остальным — балластные). Вследствие этого по аналогии с (10.8) имеем

$$|S_{km}| = |S_{mk}| = 1/\sqrt{n}, \qquad (10.9)$$

где $k=1, 2, \ldots, n$; $m=(n+1), \ldots, (n+l)$.

Учитывая (10.2)—(10.9), матрицу рассеяния (10.1) многополюсной схемы, отвечающей условиям суммирования мощностей сигналов, можно записать в ином виде:

$$[S] = \left|\begin{array}{cccc|ccc} 0 & S_{01} & S_{02} & \ldots S_{0n} & 0 & \ldots & 0 \\ S_{01} & 0 & 0 & \ldots 0 & S_{1(n+1)} & \ldots & S_{1(n+l)} \\ S_{02} & 0 & 0 & \ldots 0 & S_{2(n+1)} & \ldots & S_{2(n+l)} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ S_{0n} & 0 & 0 & \ldots 0 & S_{n(n+1)} & \ldots & S_{n(n+l)} \\ \hline 0 & S_{1(n+1)} & S_{2(n+1)} & \ldots S_{n(n+1)} & 0 & \ldots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & S_{1(n+l)} & S_{2(n+l)} & \ldots S_{n(n+l)} & 0 & \ldots & 0 \end{array}\right|, \qquad (10.10)$$

где $S_{0k} = (1/\sqrt{n})\, e^{-j\varphi_{0k}}$, $k = 1, \ldots, n$, (10.11)

$S_{km} = (1/\sqrt{n})\, e^{-j\varphi_{km}}$, $k = 1, \ldots, n$;

$m = (n+1), \ldots, (n+l)$. (10.12)

Согласно (10.10)—(10.12) модули всех ненулевых $S$-параметров равны $1/\sqrt{n}$. Фазы $\varphi_{0k}$ должны иметь такое значение, чтобы суммарный вектор падающей волны в канале 0 общей нагрузки был равен арифметической сумме амплитуд всех подводимых сигналов. Так, например, в синфазном равноамплитудном сумматоре, т. е. при равенстве всех фаз и амплитуд складываемых сигналов, следует иметь $\varphi_{01}=\varphi_{02}=\ldots=\varphi_{0k}=\ldots=\varphi_{0n}$, где $k=1, 2, \ldots, n$.

Фазы $\varphi_{km}$ должны иметь такое значение, чтобы суммарный вектор падающей волны в канале балластной нагрузки был равен нулю. С помощью матрицы (10.10) можно определить различные характеристики сумматора. Найдем, например, мощность падающей волны, распространяющейся в канале 0 общей нагрузки. Согласно (10.10) амплитуда напряжения этой волны равна

$$U_{0\text{пад}}=U_{1\text{пад}}S_{01}+U_{2\text{пад}}S_{02}+\ldots+U_{n\text{пад}}S_{0n}, \qquad (10.13)$$

где учтено, что $S_{00}=0$ и $S_{0m}=0$ при $m=(n+1), \ldots, (n+l)$, и что волновые сопротивления всех линий, присоединяемых к сумматору, равны $\rho_0$ (в противном случае уравнение (10.13) следовало записать относительно нормированных значений амплитуд напряжения). В сокращенной записи уравнение (10.13) примет вид

$$U_{0\text{пад}}=\sum_{k=1}^{n} U_{k\text{пад}}S_{0k}. \qquad (10.14)$$

В канале 0 мощность падающей волны $P_{0\text{пад}}=|U_{0\text{пад}}|^2/2\rho_0$. С учетом (10.9), (10.11) и (10.14) получим

$$P_{0\text{пад}}=\frac{1}{2\rho_0}\left|\sum_{k=1}^{n} U_{k\text{пад}}S_{0k}\right|^2=\frac{1}{2\rho_0 n}\left|\sum_{k=}^{n}|U_{k\text{пад}}|\,e^{-j\varphi_k}\right|^2, \qquad (10.15)$$

где $|U_{k\text{пад}}|$ — модуль амплитуды падающей волны в $k$-м канале; $\varphi_k$ — суммарный фазовый сдвиг сигнала, пришедшего в канал 0 от $k$-го генератора.

В многополюсной схеме, которая приведена на рис. 10.2,*б*, балластные нагрузки являются составной частью сумматора, их нельзя удалить за пределы устройства, как в первом случае. Поэтому общее число входов этого сумматора равно $n+1$, из которых $n$ входов служат для подключения генераторов и один (вход 0) — для присоединения общей нагрузки. Требования, предъявляемые

к обоим видам сумматоров (рис. 10.2), одинаковы. Поэтому выражения (10.2), (10.5)—(10.9) в равной степени можно отнести и к сумматору второго вида. В результате матрица рассеяния второго вида сумматора должна иметь вид

$$[S]=\begin{bmatrix} 0 & S_{01} & S_{02} & \dots & S_{0n} \\ S_{01} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ S_{02} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{0n} & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, \qquad (10.16)$$

где $S_{0k}$ определяется согласно (10.11).

Следует заметить, что матрицы рассеяния (10.10) и (10.16) описывают свойства идеальных сумматоров. Параметры реальных устройств несколько отличаются от их оптимальных значений, особенно при работе в широкой полосе частот. При известных $S$-параметрах сумматора можно согласно (2.24) и (2.25) определить КСВ со стороны каждого входа и рабочее затухание (ослабление) между двумя любыми входами при подключении ко всем остальным входам согласованных нагрузок.

**Классификация схем сумматоров-делителей.** Рассмотрим основные типы СВЧ сумматоров-делителей (рис. 10.3), которые различаются между собой по следующим признакам.

Первый признак обусловлен структурой многополюсной схемы. Здесь возможны две основные модификации: с параллельным и последовательным объединением мощ-

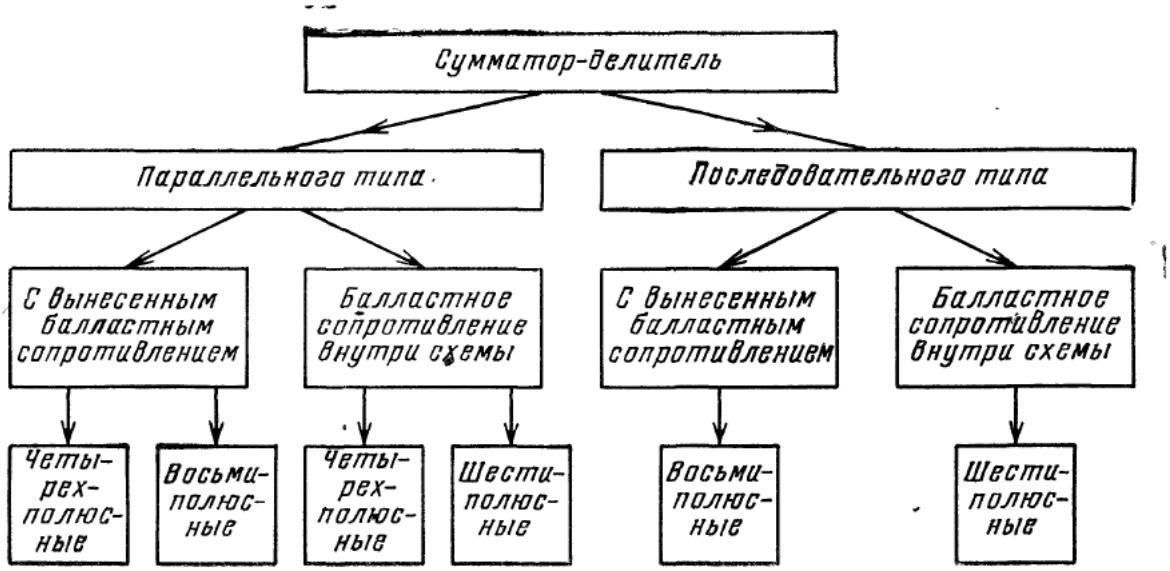



Рис. 10.3

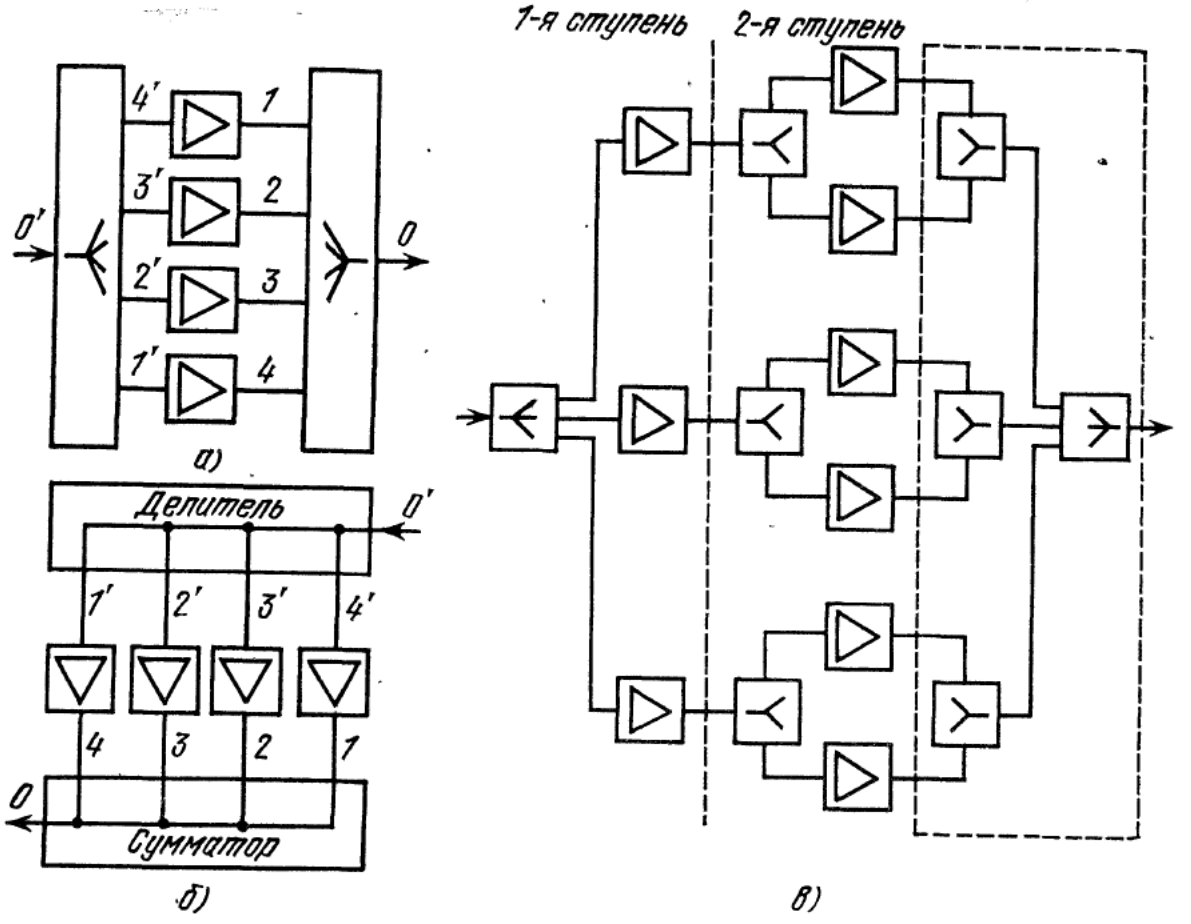



Рис. 10.4

ностей генераторов. В схемах параллельного типа (рис. 10.4,*а*) сигналы всех складываемых по мощности генераторов одновременно, по различным путям, поступают в канал 0, к которому подключена общая нагрузка. При этом в схеме может происходить поочередное, параллельное объединение мощностей групп генераторов. В схемах последовательного типа (рис. 10.4,*б*) происходит поэтапное, постепенное наращивание мощности сигнала. Сначала мощность первого генератора суммируется с мощностью второго, затем суммарная мощность этих двух генераторов складывается с мощностью третьего и т. д. Схемы последовательного типа называют также цепочечными.

Второй признак связан со способом подсоединения к многополюсной схеме балластных нагрузок. В одном случае они могут быть вынесены с помощью фидерных линий за пределы устройства (рис. 10.2,*а*), в другом — располагаться только внутри схемы (рис. 10.2,*б*). Как уже показано, схеме с вынесенными балластными нагрузками соответствует матрица рассеяния (10.10), расположенными внутри схемы — (10.16).

Третий признак определяется типом элементарных электрических цепей (первичных ячеек), из которых составляется схема сумматора-делителя. Дело в том, что все многополюсные схемы суммирования и деления мощностей сигналов представляют собой определенную комбинацию — объединение более простых электрических цепей. В качестве последних могут использоваться реактивные четырех-, шести- и восьмиполюсники. В СВЧ диапазоне они выполняются на основе цепей распределенного типа или комбинации цепей распределенного и сосредоточенного типа.

Четвертым признаком является количество ступеней каскадов, суммируемых по мощности: возможна одна ступень (рис. 10.4,*а*), две (рис. 10.4,*в*) и т. д. При определении свойств сумматоров важным признаком является также соотношение амплитуд и фаз складываемых сигналов. Обычно мощности всех источников равны, и поэтому рассматриваемые далее схемы относятся к числу равноамплитудных. В случае равенства фаз сигналов сумматор называется синфазным. К ним могут относиться только сумматоры параллельного типа. В других случаях фазы складываемых сигналов могут быть сдвинуты друг относительно друга на 90 или 180°.

## 10.3. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ АНАЛИЗА МНОГОПОЛЮСНЫХ СУММАТОРОВ-ДЕЛИТЕЛЕЙ

Анализ различных сумматоров-делителей базируется на общей теории многополюсных схем с распределенными параметрами [2.2]. Изложим основные положения этой теории применительно к задаче суммирования мощностей сигналов. Уже было отмечено, что многополюсный сумматор объединяет более простые цепи—четырех-, шести- или восьмиполюсники, матрицы рассеяния их известны [2.2—2.4, 3.11]. Поэтому задача нахождения матрицы рассеяния многополюсного сумматора сводится к определению ее элементов через элементы матриц рассеяния этих простых цепей, входящих в общую схему.

Сумматоры-делители мощности параллельного типа в большинстве своем обладают свойствами геометрической и электрической симметрии относительно пространственной оси. Поворот отдельной части многополюсной схемы относительно этой оси симметрии при замене какой-либо другой частью не изменяет характеристик и режимов работы устройства в целом. Все части симметричного многополюсника описываются одной и той же матрицей рассеяния. Для нахождения матрицы рассеяния симметричного многополюсника при известной структуре и матрице рассеяния отдельной части будем использовать модифицированный метод синфазно-противоположного возбуждения [2.3].

Допустим, что симметричный многополюсник состоит из $n$ одинаковых частей с параллельно соединяемыми между собой входами,

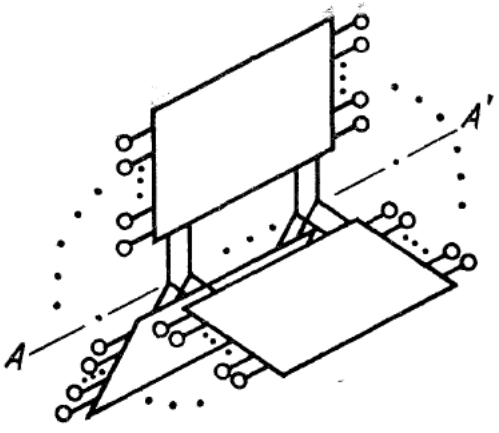



Рис. 10.5

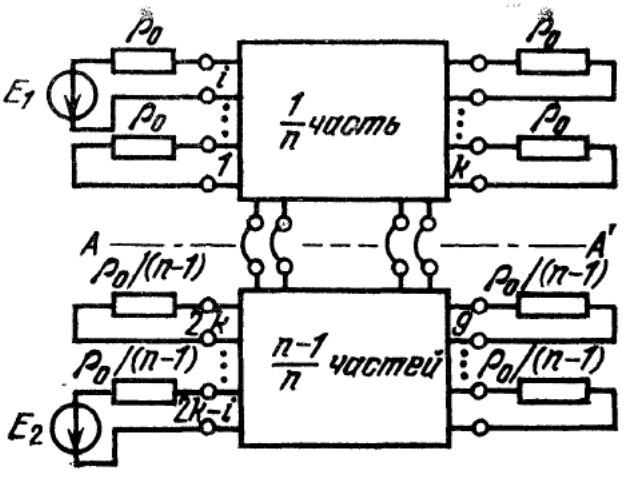



Рис. 10.6

лежащими на оси симметрии $AA'$ (рис. 10.5). Повернем $n$—1 частей многополюсника относительно оси симметрии так, чтобы входы их попарно совместились. Такие входы будем называть сопряженными. Нетрудно показать, что матрица рассеяния части схемы, полученной наложением $n$—1 одинаковых частей, останется такой же, что и у оставшейся части, при условии уменьшения всех сопротивлений, подключаемых к входам, и внутреннего сопротивления генератора в $n$—1 раз. Таким образом, многополюсник будет содержать только две части с одинаковыми матрицами рассеяния и с нормированными сопротивлениями $\rho_0$ и $\rho_0/(n-1)$. В результате анализ многополюсника с пространственно-осевой симметрией сводится к анализу многополюсника с горизонтальной симметрией с точностью до постоянного множителя $1/(n-1)$ при нормированных нагрузочных сопротивлениях нижней части схемы.

Будем последовательно подключать к каждой сопряженной паре входов верхней и нижней частей схемы генераторы с внутренними сопротивлениями равны $\rho_0$ и $\rho_0/(n-1)$. Все остальные входы схемы нагрузим на нормированные сопротивления $\rho_0$ в верхней и $\rho_0/(n-1)$ в нижней частях соответственно (рис. 10.6). В синфазном режиме возбуждения нормированные комплексные напряжения генераторов одинаковы: $E_1=E_2=U$. В этом случае токи в соединяемых парах входов верхней и нижней частей схемы будут равны нулю. Это равносильно разрыву соединений вдоль оси симметрии. Многополюсник можно разделить изолирующей плоскостью, проходящей через ось симметрии, на две части с одинаковыми матрицами рассеяния $[S^+]$.

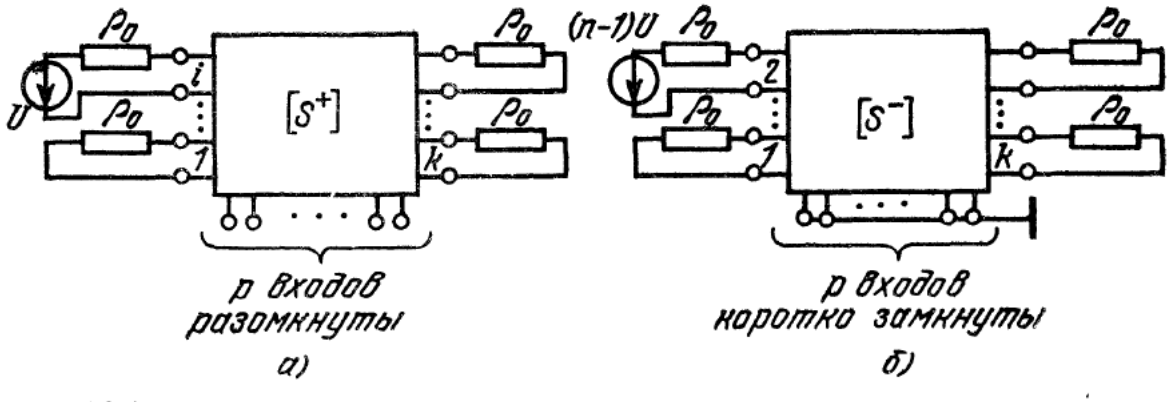



Рис. 10.7

У каждой из частей $p$ входов вдоль оси симметрии разомкнуты (рис. 10.7,*а*).

В противофазном режиме нормированное напряжение генератора в верхней части схемы на рис. 10.6 выберем равными. $E_1=(n-1)U$, а в нижней — $E_2=-U$. При этих условиях на соединяемых входах вдоль оси симметрии напряжение станет равным нулю. Тогда через ось симметрии можно провести идеально проводящую изолирующую плоскость, которая разделит многополюсник на две части с одинаковыми матрицами рассеяния $[S^-]$. У каждой из частей схемы $p$ входов, расположенных вдоль оси симметрии, короткозамкнуты и заземлены (рис. 10.7,*б*). Поскольку устройство линейно, то методом наложения синфазного и противофазного режимов получим возбуждение соответствующего входа верхней части схемы генератором $nU$. На нагрузочных сопротивлениях остальных входов установятся напряжения, равные сумме напряжений синфазного и противофазного режимов, определяемых соответствующими элементами матриц $[S^+]$ и $[S^-]$. Элементы матрицы рассеяния всего симметричного устройства, относящиеся ко входам, расположенным внутри одной и той же части многополюсника,

$$\hat{S}_{ki}=b_k/a_i=[S^+_{ki}+S^-_{ki}(n-1)]/n; \qquad (10.17)$$

$$\hat{S}_{ii}=b_i/a_i=[S^+_{ii}+S^-_{ii}(n-1)]/n. \qquad (10.18)$$

Из-за симметрии все коэффициенты отражения и передачи между входами, принадлежащими другим частям исходного многополюсника, будут также определяться правыми частями (10.17) и (10.18). Элемент матрицы рассеяния $\hat{S}_{gi}$, относящийся к входам в разных частях многополюсника, вычислим, просуммировав синфазные и противофазные волны, распространяющиеся со стороны входа $g$:

$$\hat{S}_{gi}=b_g/a_i=(S^+_{ik}-S^-_{ik})/n. \qquad (10.19)$$

Полагая вход $g=2k-1$ сопряженным с входом $i$, из (10.19) найдем коэффициент передачи между двумя сопряженными входами многополюсника

$$\hat{S}_{(2k-1)i}=b_{(2k-i)}/a_i=(S^+_{ii}-S^-_{ii})/n. \qquad (10.20)$$

В частном случае, когда симметричный многополюсник содержит две одинаковые части (симметричный шести- или восьмиполюсник), соотношения (10.17)—(10.20) примут вид

$$\hat{S}_{ki}=(S^+_{ki}+S^-_{ki})/2;\ \hat{S}_{ii}=(S^+_{ii}+S^-_{ii})/2;$$

$$S_{gi}=(S^+_{ik}-S^-_{ik})/2;\ S_{(2k-1)i}=(S^+_{ii}-S^-_{ii})/2. \qquad (10.21)$$

Таким образом, нахождение матрицы рассеяния симметричного устройства сводится к определению матриц рассеяния синфазного и противофазного режимов отдельных частей устройства.

Сумматоры последовательного типа представляют собой цепочечное соединение многополюсников, в котором вход каждого предыдущего многополюсника соединен со входом последующего. Матри-

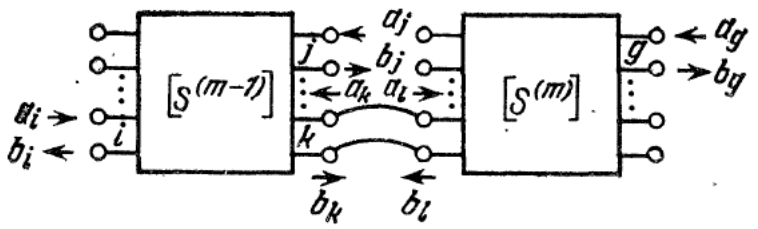



Рис. 10.8

цу рассеяния соединения целесообразно рассчитывать последовательно, подсоединяя к первому многополюснику второй и вычисляя матрицу рассеяния промежуточного соединения двух многополюсников. Далее подсоединяется третий многополюсник и рассчитывается матрица рассеяния этого промежуточного соединения и т. д. На последнем этапе находится матрица рассеяния всего устройства через элементы промежуточной матрицы рассеяния соединения из $(n-1)$-го многополюсника с последним. Рассмотрим один этап соединения $m$-го и $(m-1)$-го многополюсников с матрицами рассеяния $[S^m]$ и $[S^{(m-1)}]$ общего вида (рис. 10.8). Многополюсники соединены непосредственно входами $k$ и $l$. Определим элементы матрицы рассеяния $[S]$ такого соединения, обозначив входящие и выходящие нормированные волны напряжения на любом $i$-м входе многополюсника через $a_i$ и $b_i$ соответственно. Эти волны, действующие на входах обоих многополюсников, связаны между собой матричным соотношением

$$[b] = [S]\,[a], \tag{10.22}$$

где $[a]$, $[b]$ — матрицы-столбцы нормированных входящих и выходящих волн напряжения входов; $[S]$ — матрица рассеяния с числом строк и столбцов, равным сумме всех входов многополюсников, включающая все элементы матрицы рассеяния соединяемых многополюсников.

Элементы матрицы, находящиеся на пересечении строк и столбцов, с номерами входов, относящимися к разным многополюсникам, равны нулю. Найдем элементы матрицы $[S]$, определяющие передачу между различными входами соединения. При этом можно выделить несколько случаев.

Входы $j$ и $i$ принадлежат к одному и тому же $(m-1)$-му многополюснику. Из уравнения (10.22) следует

$$b_j = S_{j1}^{(m-1)}a_1 + S_{j2}^{(m-1)}a_2 + \ldots + S_{ji}^{(m-1)} + \ldots +$$
$$+ S_{jj}^{(m-1)}a_j + S_{jk}^{(m-1)}a_k. \tag{10.23}$$

По определению $S_{ji} = b_j/a_i$, если генератор со стандартным внутренним сопротивлением $\rho_0$ подключен к входу $i$, а к остальным входам подключены стандартные нагрузки. Нагрузкой для входа $k$ служит сопротивление $l$-го входа $m$-го многополюсника с коэффициентом отражения $S_{ll}^{(m)}$. С учетом сказанного $a_1 = a_2 = \ldots = a_j = \ldots = 0$, кроме $a_i$ и

$$a_k = S_{ll}^{(m)}b_k. \tag{10.24}$$

По аналогии с (10.23)

$$b_k = S_{kk}^{(m-1)}a_k + S_{ki}^{(m-1)}a_i. \tag{10.25}$$

Подставив (10.24) в (10.25), получим

$$b_k = S_{ki}^{(m-1)} a_i / [1 - S_{kk}^{(m-1)} S_{ll}^{(m)}]. \qquad (10.26)$$

Использовав (10.23), (10.24), (10.26), запишем для волны напряжения, выходящей из $j$-го входа:

$$b_j = [S_{ji}^{(m-1)} + S_{jk}^{(m-1)} S_{ki}^{(m-1)} S_{ll}^{(m)} / (1 - S_{kk}^{(m-1)} S_{ll}^{(m)})] a_j =$$

$$= \hat{S}_{ji} a_i. \qquad (10.27)$$

Из соотношения (10.27) при $j=i$ найдем диагональный элемент матрицы рассеяния $[\hat{S}]$:

$$\hat{S}_{ii} = S_{ii}^{(m-1)} + S_{ik}^{(m-1)} S_{ki}^{(m-1)} S_{ll}^{(m)} / (1 - S_{kk}^{(m-1)} S_{ll}^{(m)}). \qquad (10.28)$$

На основании соотношений (10.27) и (10.28) при подключении к $k$-му входу многополюсника вместо другого многополюсника некоторой отражающей нагрузки с коэффициентом отражения $\Gamma_k$ получим

$$\hat{S}_{ji} = S_{ji} + S_{jk} S_{ki} \Gamma_k / (1 - S_{kk} \Gamma_k). \qquad (10.29)$$

Выражение (10.29) справедливо также для диагонального элемента при $i=j$ и может применяться для расчета характеристик устройств в реальных условиях работы с нагрузками и внутренними сопротивлениями генераторов, отличающимися от стандартных. Причем параметры рассеяния исходного многополюсника необходимо преобразовать столько раз, сколько входов нагружено на рассогласование нагрузки. Соотношение (10.29) позволяет также вычислить матрицы рассеяния устройств с пространственно-осевой симметрией на основе модифицированного метода синфазно-противофазного возбуждения Так, при холостом ходе в синфазном режиме и коротком замыкании в противофазном для текущего номера $k$ какого-либо из соединяемых входов, лежащего на оси симметрии, величина $\Gamma_k$ будет принимать соответственно значение $+1$ либо $-1$. Тогда, применяя формулу (10.29) при $\Gamma_k = \pm 1$ к каждому элементу матрицы рассеяния отдельной части симметричного устройства $p$ раз (по числу соединяемых входов, лежащих на оси симметрии), определим матрицы $[S^+]$ и $[S^-]$.

Вход $j$ принадлежит $(m-1)$-му многополюснику, вход $g$ — $m$-му многополюснику. В этом случае $m$-й многополюсник возбуждается через вход $l$ нормированной волной $a_l = b_k$. Поскольку ко всем остальным его входам подключены стандартные нагрузки, то $b_g = S_{gl} b_k$ и с учетом (10.26) получим

$$\hat{S}_{jg} = S_{gl}^{(m)} S_{ki}^{(m-1)} / (1 - S_{kk}^{(m-1)} S_{ll}^{(m)}). \qquad (10.30)$$

В ряде случаев исходные многополюсники, образующие соединения, согласованы по входам со стандартными сопротивлениями $\rho_0$. При этом диагональные элементы исходных матриц рассеяния будут нулевыми, вследствие чего диагональные элементы матрицы рассеяния $[S]$ соединения также будут равны нулю, а формулы (10.27) и (10.30) упростятся и примут вид

$$\hat{S}_{ji} = S_{ji}^{(m-1)}; \quad \hat{S}_{jg} = S_{gl}^{(m)} S_{ki}^{(m-1)}. \qquad (10.31)$$

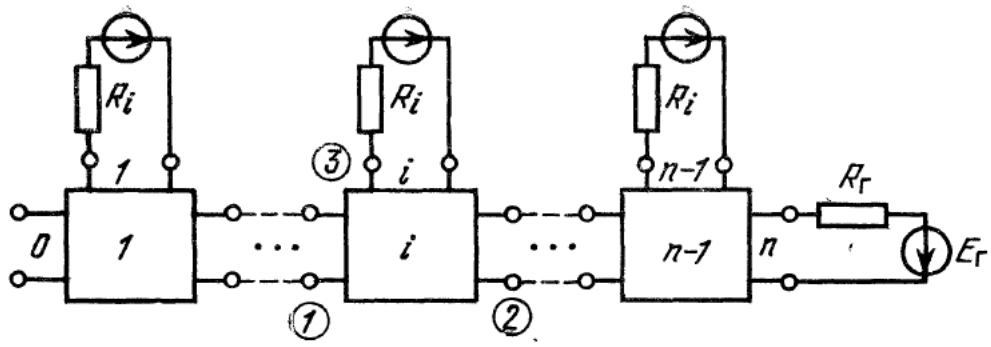



Рис. 10.9

В том случае, когда устройство составлено из более сложных цепей, имеющих несколько соединенных входов, целесообразно пользоваться машинным анализом и алгоритмами, приведенными, например, в [10.1].

Обратимся к сумматору последовательного типа, также позволяющему складывать мощность определенного числа полупроводниковых генераторов (рис. 10.9). Предположим, что к развязанным входам подключены согласованные нагрузки. Сумматор мощностей $n$ идентичных генераторов состоит из $n$—1 ступеней. Ступень $(n$—1)-я представляет собой равноплечее устройство, поскольку в ней складываются мощности двух идентичных генераторов мощностью $P_{\text{г ном}}$. Остальные ступени являются неравноплечими так как в них складываются неравные мощности: в $i$-й ступени мощности $P_{\text{г ном}}$ и $(n-i)P_{\text{г ном}}$, в 1-й ступени — $P_{\text{г ном}}$ и $(n-1)P_{\text{г ном}}$ (см. рис. 10.9). Учитывая сказанное, можно найти коэффициенты передачи и деления по мощности отдельной ступени:

$$\varkappa_i = |S_{31}^{(i)}|^2/|S_{21}^{(i)}|^2 = 1/(n-i), \qquad (10.32)$$

где $i=1, 2, \ldots, (n-1)$.

## 10.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЧ МНОГОПОЛЮСНЫХ СУММАТОРОВ-ДЕЛИТЕЛЕЙ

Основываясь на результатах общей теории многополюсных схем, изложенной в § 10.3, рассмотрим различные сумматоры-делители и проанализируем их частотные свойства, однозначно определяемые матрицей рассеяния.

**Сумматор параллельного типа на мостовых устройствах с электромагнитной связью** (рис. 10.10). Общее число генераторов в схеме $n=2^m$, где $m$ — число ступеней. Поскольку элементарная ячейка — мостовое устройство с электромагнитной связью обладает наиболее широкой полосой пропускания среди восьмиполюсников (см. § 3.4), то в целом рассматриваемый сумматор также относится к числу широкополосных устройств. Учитывая матрицу рассеяния восьмиполюсника (3.17), на основании (10.31) найдем элемент матрицы рассеяния, определяющий передачу волны с любого $i$-го входа в общий канал 0 (см. рис. 10.10):

$$S_{0i} = \mathrm{j}^{(m-k)}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}m\varphi}(\sin\theta)^{m-k}/(\sqrt{1+\sin^2\theta})^m, \qquad (10.33)$$

где $\theta = \operatorname{arctg}(\sqrt{2}\operatorname{tg}\theta)$; $\theta = \pi f/2f_0$;

$f_0$ — центральная частота; $k=0, \ldots, m$; $m$ — число ступеней; $i=1, \ldots,$ — номер входа.

Согласно (10.33) функция $|S_{0i}|^2=\psi(f)$, описывающая частотные свойства системы, зависит от номера входа $i$ и числа ступеней $m$ или входов $n$. Наихудший случай относится к значениям $i=1$ и $n$, при которых коэффициент $k=0$ и $m$ соответственно (рис. 10.11,*а*). Как следует из рис. 10.11,*а*, с увеличением числа входов, а следовательно, и ступеней полоса пропускания сумматора сужается. Так, относительная полоса пропускания по уровню $\pm 0{,}5$ дБ при двух входах ($n=2$ и $m=1$) составляет $\Delta f/f_0=0{,}6$ и при восьми входах ($n=8$ и $m=3$) — порядка **0,35**.

Коэффициент отражения по общему входу 0 делителя (см. рис. 10.10) при равных коэффициентах отражения $\Gamma_н$ нагрузок, подключенных к входам с 1-го по $n$-й, на основании (10.29) и (10.32) равен

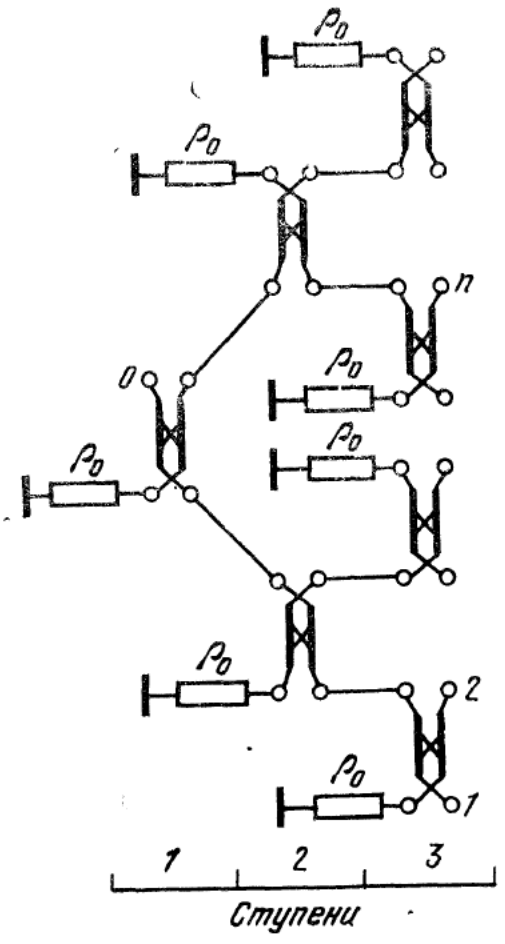
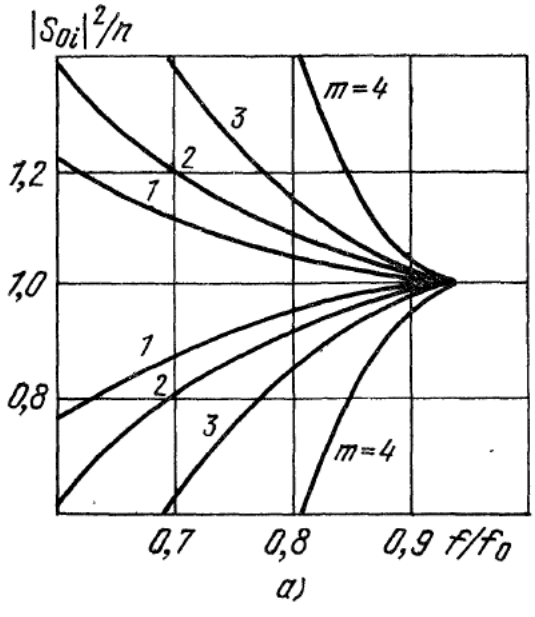



Рис. 10.10

$$\Gamma_0 = \Gamma_н \sum_{i=1}^{n} S_{i0}S_{0i} = \frac{(\cos\theta)^{2m}}{(1+\sin^2\theta)^m} e^{-2jm\varphi}\Gamma_н.$$

Из рис. 10.11,*б* следует, что с увеличением числа ступеней $m$ модуль коэффициента отражения $|\Gamma_0|$ уменьшается, что связано



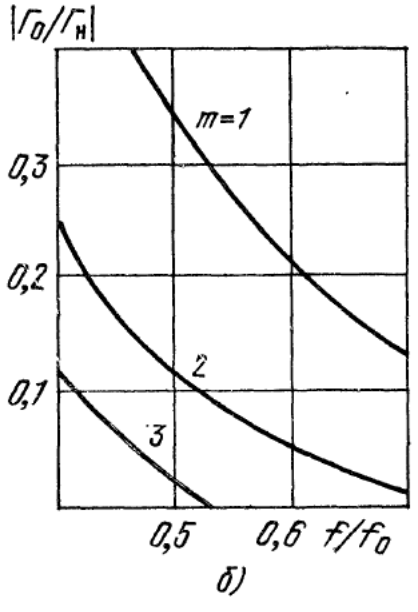




Рис. 10.11

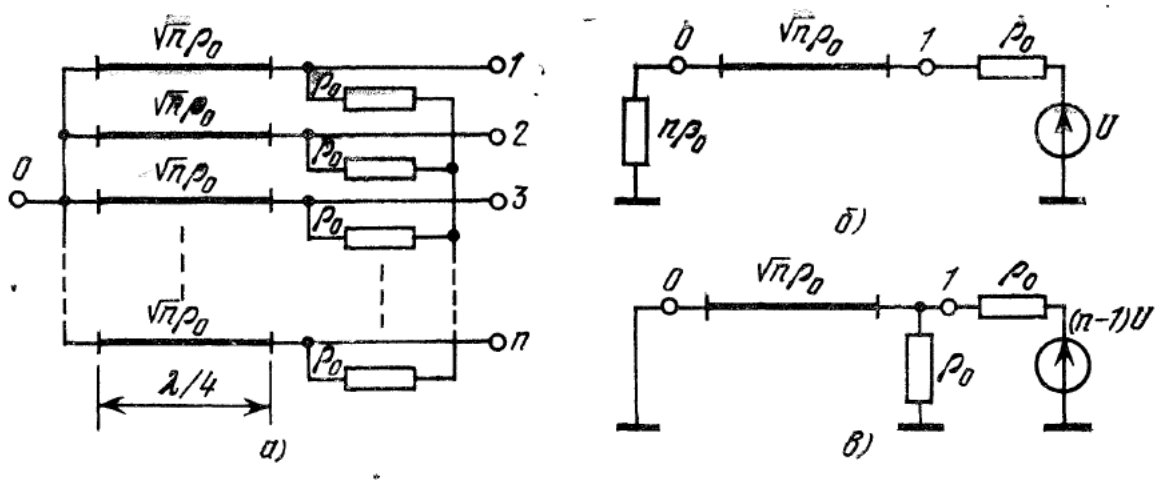



Рис. 10.12

с компенсацией отраженных сигналов в мостовых устройствах квадратурного типа (см. § 8.6).

**Сумматор параллельного типа на отрезках линий** (рис. 10.12,*а*). Устройство содержит разветвитель из нескольких четвертьволновых линий передачи и такого же числа балластных сопротивлений, соединенных по схеме «звезда». Все входы многополюсного устройства согласованы со стандартным сопротивлением $\rho_0$ на центральной частоте диапазона. Каждый отрезок линии трансформирует сопротивление нагрузки $\rho_0$ в сопротивление $n\rho_0$ на входе 0. Так как на входе 0 все линии включены параллельно, то входное сопротивление делителя на центральной частоте будет равно волновому сопротивлению. Поскольку сумматор-делитель обладает свойством пространственно-осевой симметрии, то для определения матрицы рассеяния удобно использовать метод синфазно-противофазного возбуждения (см. § 10.3). Благодаря обратимости и симметрии матрица рассеяния будет полностью характеризоваться элементами $S_{00}$; $S_{11}=S_{22}=\ldots=S_{kk}=S_{nn}$; $S_{i0}=S_{0i}$ и $S_{ik}$, где $i\neq k=1, 2, \ldots, n$.

Поскольку вход 0 делителя расположен на оси симметрии, то коэффициент отражения $S_{00}$ будет обусловлен только схемой синфазного режима при возбуждении этого входа (рис. 10.12,*б*). При этом $S_{00}^{+}=S_{11}^{+}$. При наложении $n$ линий $b_1=nb_2$, поэтому согласно (10.18)

$$S_{00}=S_{11}^{+}=\frac{(n-1)\operatorname{ctg}\theta}{(1+n)\operatorname{ctg}\theta+2\mathrm{j}\sqrt{n}}. \qquad (10.34)$$

В противофазном режиме (рис. 10.12, *в*)

$$S_{11}^{-}=-\frac{\operatorname{ctg}\theta}{\operatorname{ctg}\theta+2\mathrm{j}\sqrt{n}}.$$

Подставив выражения (10.33) и (10.34) в (10.18) и (10.20), найдем еще два элемента матрицы рассеяния

$$S_{kk}=\frac{(1-n)\operatorname{ctg}^2\theta}{[(n+1)\operatorname{ctg}\theta+2\mathrm{j}\sqrt{n}](\operatorname{ctg}\theta+2\mathrm{j}\sqrt{n})}, \qquad (10.35)$$

$$S_{ik}=\frac{2(\operatorname{ctg}\theta+\mathrm{j}\sqrt{n})\operatorname{ctg}\theta}{(n+1)\operatorname{ctg}^2\theta+2\mathrm{j}\sqrt{n}(n+2)\operatorname{ctg}\theta-4n}. \qquad (10.36)$$

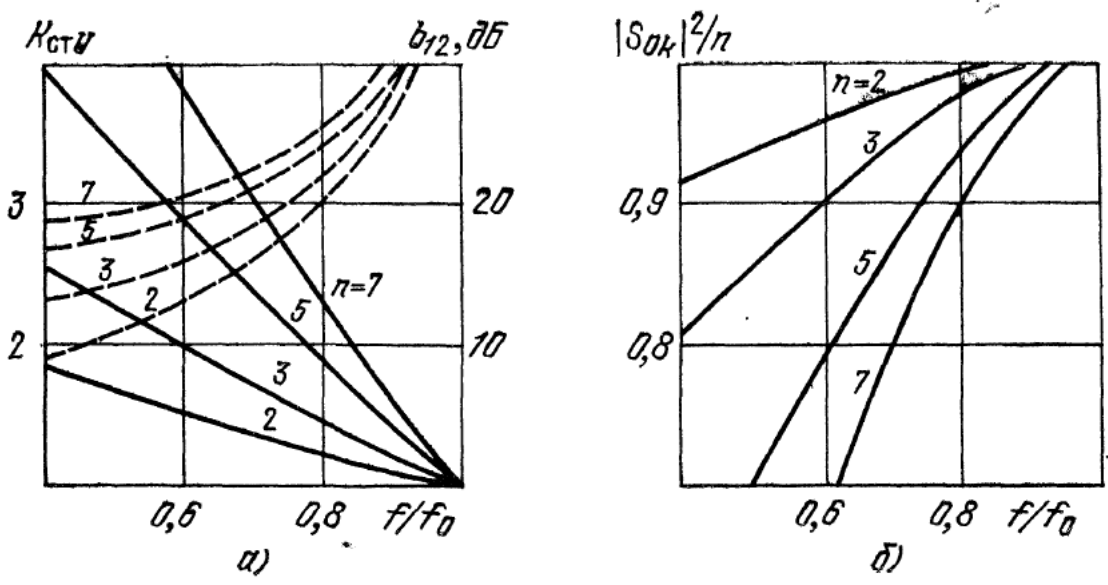



**Рис. 10.13**

Элемент матрицы рассеяния, характеризующий передачу от любого генераторного входа сумматора к входу 0, находится с помощью соотношения (10.17) с учетом равенства $S_{ki}^{-}=0$. Поскольку при наложении четвертьволновых линий $b_1=nb_k$, то, определив согласно (10.17) $S_{01}^{+}$, получим

$$S_{0k}=S_{01}^{+}=\frac{2\sqrt{1+\operatorname{ctg}^2\theta}}{(n+1)\operatorname{ctg}\theta+2j\sqrt{n}}. \qquad (10.37)$$

На основании полученных выражений построим частотные характеристики сумматора-делителя на четвертьволновых линиях (рис. 10.12,*а*): $K_{ст\,U}=(1+|S_{kk}|)/(1-|S_{kk}|)$ — КСВ со стороны любого входа делителя (рис. 10.13,*а*); $b_{ik}=20\lg(1/|S_{ik}|)$ — развязка между двумя любыми входами делителями (рис. 10.13,*а*); $|S_{0k}|^2$ —

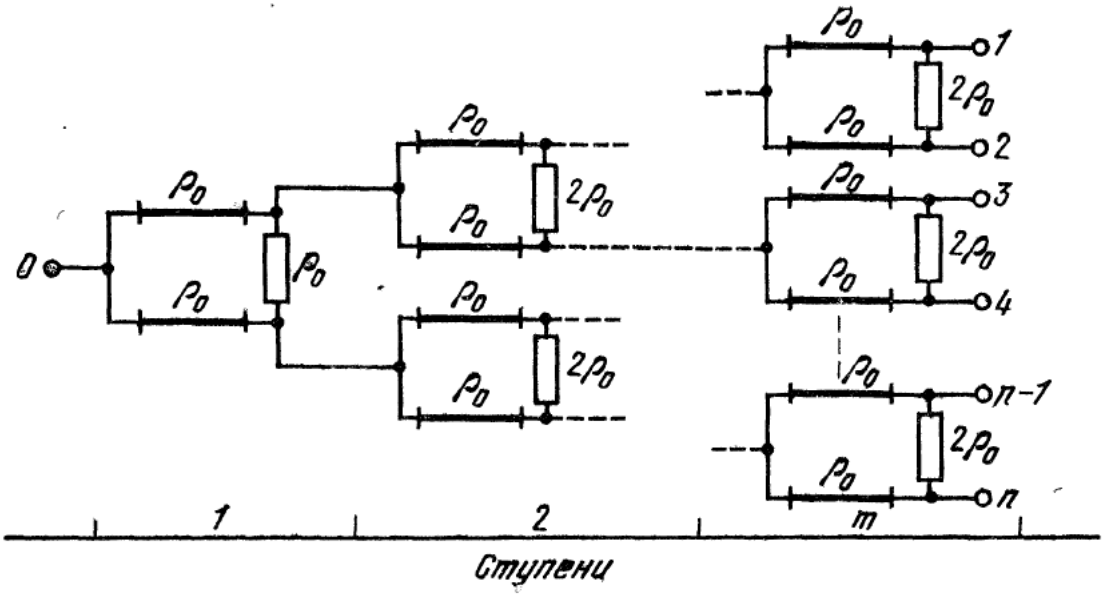



**Рис. 10.14**

коэффициент передачи мощности падающей волны от $k$-го генератора в общий канал 0 (рис. 10.13,*б*).

Согласно рис. 10.13 с увеличением числа складываемых генераторов $n$ частотные свойства сумматора-делителя на отрезках линий ухудшаются. При выходе из строя одного или нескольких генераторов мощность, рассеиваемая в балластных нагрузках, распределяется между ними неравномерно. Наибольшая мощность рассеивается в балластном сопротивлении, подключенном ко входу с отказавшим генератором.

**Сумматор параллельного типа на основе шестиполюсников** (рис. 10.14). Общее число складываемых мощностей сигналов генераторов $n=2^m$, где $m$ — число ступеней. Волновые сопротивления всех отрезков линий равны волновому сопротивлению $\rho_0$ подводящих линий, длина линий $\lambda/4$. Балластные сопротивления в нечетных ступенях равны $\rho_0$, в четных — $2\rho_0$. Входные сопротивления генераторных входов при нечетном $m$ равны $\rho_0/2$; четном $m$—$\rho_0$. На основе метода синфазно-противофазного возбуждения согласно (10.21) для $S$-параметров элементарного шестиполюсника в нечетной ступени имеем

$$S_{00} = \frac{3\operatorname{ctg}\theta}{5\operatorname{ctg}\theta + 4j};\quad S_{02} = -2\sqrt{2}\,\frac{\sqrt{1+\operatorname{ctg}^2\theta}}{5\operatorname{ctg}\theta + 4j};$$

$$S_{11} = \operatorname{ctg}\theta\,\frac{\operatorname{ctg}\theta - 4j}{(5\operatorname{ctg}\theta + 4j)(\operatorname{ctg}\theta + 4j)};$$

$$S_{12} = -4\operatorname{ctg}\theta\,\frac{\operatorname{ctg}\theta - 2j}{(5\operatorname{ctg}\theta + 4j)(\operatorname{ctg}\theta + 4j)}.$$

В четной ступени

$$S_{00} = 0;\quad S_{01} = -\frac{\sqrt{1+\operatorname{ctg}^2\theta}}{\sqrt{2}(\operatorname{ctg}\theta + j)};$$

$$S_{11} = \frac{\operatorname{ctg}\theta}{2(\operatorname{ctg}\theta + 2j)};\quad S_{12} = -\frac{\operatorname{ctg}\theta}{2(\operatorname{ctg}\theta + 2j)}.$$

$S$-параметры всего устройства в целом можно определить по методике, описанной в § 10.3 [10.1]. С их помощью рассчитываются частотные характеристики сумматора-делителя: КСВ со стороны любого генераторного входа и развязка между ними $b_{ik}$ (рис. 10.15) [10.1]). При отказе одного из генераторов наибольшая мощность, равная $0{,}5P_{\text{г ном}}$, рассеивается в подключенном к нему балластном сопротивлении.

**Двухсекционный сумматор параллельного типа на коротких отрезках линий** (рис. 10.16). В нижней части СВЧ диапазона применение схемы на четвертьволновых отрезках линий (рис. 10.12,*а*) может привести к большим габаритным размерам устройства. В этом случае параллельно балластным сопротивлениям включают емкости (рис. 10.16), что позволяет существенно сократить длину согласующих линий. Устройство может содержать одну или две группы балластных сопротивлений и емкостей. В синфазном режиме возбуждения каждый канал представляет собой немонотонный трансформаторный переход, частотные свойства которого близки частотным свойствам четвертьволнового отрезка линии. Поэтому частотные ха-

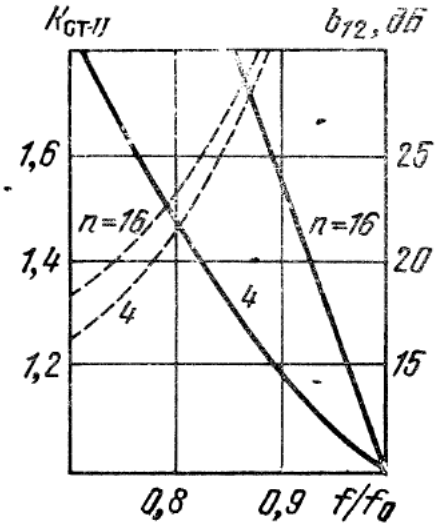



Рис. 10.15

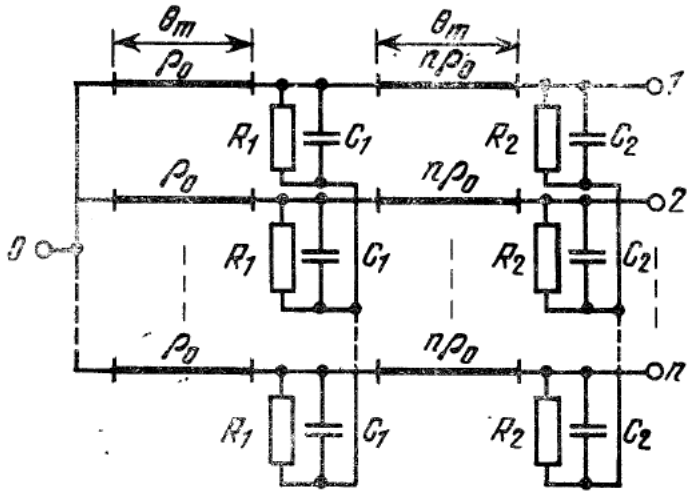



Рис. 10.16

рактеристики всего устройства в целом близки к частотным характеристикам схемы рис. 10.12,*а* (см. рис. 10.3) [10.3]. Электрическая длина $\theta_m$ каждого из отрезков линий на центральной частоте определяется из условия получения входного сопротивления со стороны общего входа 0 равным $\rho_0$ (см. рис. 10.16). В результате имеем

$$\theta_m = \operatorname{arctg}\left[\sqrt{n/(n^2+n+1)}\right],$$

откуда длина линии

$$l = \frac{\lambda_0}{2\pi}\operatorname{arctg}\sqrt{\frac{n}{n^2+n+1}}. \qquad (10.38)$$

Согласно (10.38) длина линии по сравнению с четвертьволновым отрезком уменьшается при $n=2$ в 1,6 раза, при $n=8$ в 2,5 раза. Балластные сопротивления и емкости в схеме рис. 10.16 определяют обычно, оптимизируя функции развязки (10.11)—(10.13) с помощью ЭВМ. В частном случае при $R_1=\infty$ и $C_1=0$ получим

$$R_2 = \rho_0,\ b_2 = 20\lg\left(\sqrt{n}/2\pi f_0\rho_0\sqrt{n^2+n+1}\right).$$

При $R_1=\infty$ и $C_2=0$

$$R_2 = \rho_0,\ b_1 = 20\lg\left[(n+1)\sqrt{n}/2\pi f_0\rho_0\sqrt{n^2+n+1}\right].$$

При $R_2=\infty$ и $C_2=0$

$$R_1 = \rho_0(n^2+1)/(n+1);\ b_1 =$$

$$= 20\lg\left[(n+1)\sqrt{n(n^2+n+1)}/(n^2+1)\,2\pi f_0\rho_0\right].$$

В практических случаях сумматоры-делители на укороченных отрезках линий применяют в диапазоне частот ниже 0,8 ... 1 ГГц.

**Сумматор параллельного типа на отрезках линий с вынесенными балластными нагрузками** (рис. 10.17,*а*). Недостатком сумматоров-делителей, приведенных на рис. 10.12,*а*, 10.14 и 10.16,*а*, является расположение балластных нагрузок внутри схемы, что приводит к ограничению рассеиваемой ими мощности, а следовательно, и мощности сигналов генераторов. Для устранения этого недостатка балластные нагрузки необходимо заземлять и выносить за пределы схемы, что имеет место, например, в схемах с мостовыми устройства-

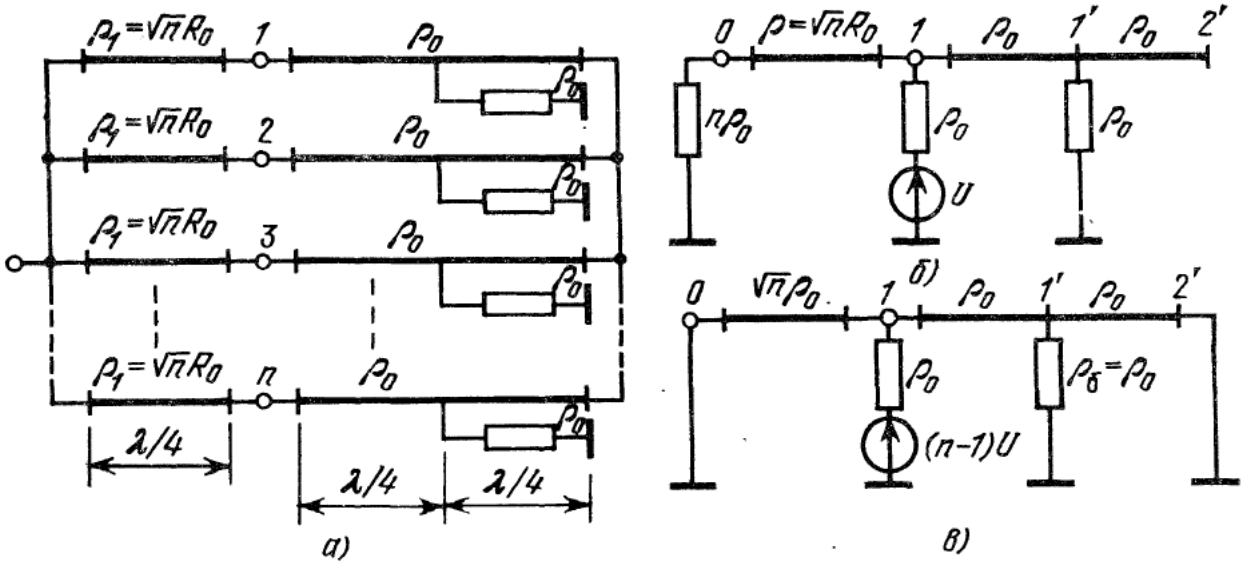



Рис. 10.17

ми квадратурного типа (рис. 10.10) и схеме, приведенной на рис. 10.17,*а*. В последней по сравнению со схемой рис. 10.12,*а* в каждый канал синфазного сумматора вводятся две дополнительные четвертьволновые секции, что позволяет заземлить и вынести за пределы схемы балластные нагрузки [10.13].

Устройство работает следующим образом. В синфазном режиме возбуждения (рис. 10.17,*б*) разомкнутый четвертьволновый отрезок (*1′—2′*) имеет в точке *1′* сопротивление, близкое к нулю и полностью шунтирующее нагрузочное сопротивление $R_б$ второго четвертьволнового отрезка (*1—1′*). Поэтому входное сопротивление в точке *1* короткозамкнутого отрезка (*1—1′*) стремится к бесконечности, ток, протекающий по нему, равен нулю и мощность в балластном сопротивлении не рассеивается. Таким образом, в синфазном режиме $S_{11}^{+}=0$, $S_{00}=0$ и устройство согласовано на центральной частоте по всем входам.

В противофазном режиме возбуждения (рис. 10.17,*в*) короткозамкнутые четвертьволновые отрезки (0—*1*) в точке *1* и (*1′—2′*) в точке *1′* имеют бесконечное сопротивление и не влияют на режим работы остальной части схемы. Генератор работает на согласованную нагрузку $\rho_0$, подключенную к нему через четвертьволновый отрезок линии со стандартным сопротивлением. Таким образом, $S_{11}^{-}=0$ [см. (10.19)], $S_{12}=0$ и поэтому сумматор идеально развязан по входам на центральной частоте диапазона. Элементы матрицы рассеяния устройства, характеризующие отражение от общего входа и передачу мощности от генераторов к общей нагрузке, имеют вид

$$S_{00}=\frac{(3n-\sqrt{n}-1)+\mathrm{j}\,[(1-2n)+2\sqrt{n}\,\mathrm{tg}^2\,\theta-(3n+3\sqrt{n}+1)+(n-2\sqrt{n}-1)\,\mathrm{tg}\,\theta]}{+\mathrm{j}\,[(1+2n)-(n-4\sqrt{n}+1)\,\mathrm{tg}^2\,\theta]\,\mathrm{ctg}\,\theta},\qquad(10.39)$$

$$S_{0k}=\frac{2(\operatorname{tg}^2\theta-j\operatorname{tg}\theta-1)}{\sin\theta\{2\sqrt{n}\operatorname{tg}^2\theta-(3n+3\sqrt{n}+1)+}\rightarrow$$

$$\rightarrow\frac{}{+j[(2n+1)-(n+4\sqrt{n}+1)\operatorname{tg}^2\theta]\operatorname{ctg}\theta\}}. \qquad (10.40)$$

С помощью выражения (10.39) можно определить КСВ со стороны общего входа, с помощью (10.40) — мощность, передаваемую от генератора в нагрузку (параметр $|S_{0k}|^2$) в полосе частот (рис. 10.18). Сравнивая графики на рис. 10.18 и 10.13,*б*, можно заметить, что схема на рис. 10.17,*а* имеет меньшую полосу пропускания, чем на рис. 10.12,*а*. Такой же проигрыш имеет место и с точки зрения развязки между генераторными входами.

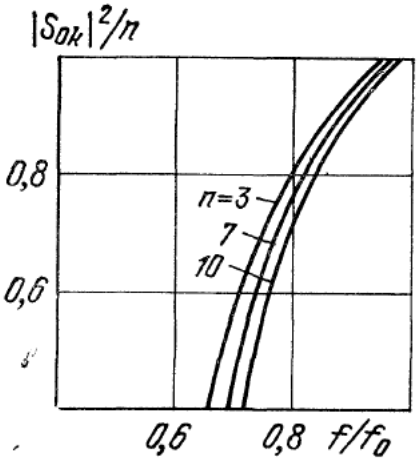


Рис. 10.18

**Сумматор последовательного типа на шестиполюсниках.** В шестиполюсниках сумматора первого типа используются четвертьволновые линии (рис. 10.19,*а*), второго типа — укороченные отрезки линий за счет включения дополнительных емкостей (рис. 10.19,*б*). В обеих схемах используется цепочка из $n-1$ неравноплечих шестиполюсников [10.5], каждый из которых имеет две линии. Волновое сопротивление одной из них, соединяемой с генератором, равно $\rho_0$; другой — $\rho_0(n-i)$, где $i$ — номер секции. При этом сопротивление нагрузки, подключаемой к общему входу 0, равно $\rho_0/n$. Балластное сопротивление в шестиполюсниках $R_{бi}=\rho_0(n-i+1)/(n-i)$. Емкость, включаемая в шестиполюсниках на рис. 10.19,*б* и укорачивающая длину линий, определяется по формуле [10.5]

$$C_i=\frac{n-i}{n-i+1}\,\frac{1-\operatorname{tg}\theta_1\operatorname{tg}(\theta-\theta_1)}{\omega_0\rho_э\operatorname{tg}\theta},$$

где $\theta_1\leqslant\theta$ — электрическая длина линии в месте подключения емкости.

Схема на рис. 10.19,*а* при четном числе каналов является квадратурным устройством, что обеспечивает полную компенсацию отраженной волны в общем канале 0 в режиме деления мощности при равных коэффициентах отражения нагрузок, подключенных ко всем остальным входам. Поскольку входное сопротивление схемы со стороны входа 0 равно $\rho_0/n$, то при необходимости увеличить его здесь включается согласующий трансформатор. Другой путь увеличения входного сопротивления — объединение двух цепей с помощью синфазного сумматора, осуществляющего одновременно и трансформацию сопротивлений (рис. 10.19,*в*). Число включаемых в одну цепь генераторов обычно не превышает пяти.

**Сумматор последовательного типа на восьмиполюсниках.** В нижней части СВЧ диапазона в качестве восьмиполюсника может применяться направленный ответвитель с емкостной связью (рис. 10.20,*а*). Требуемое значение переходного ослабления такого ответвителя [10.7] $b_{i21}=10\lg(n-i+1)$, где $i$ — номер секции.

Электрическая длина линии $\theta_i = 2\pi l_i/\lambda_0 = \arccos[1/(n-i+1)]$, емкость $C_i = 1/\omega_0\rho_0(n-i+2)$.

Согласно [10.7] полоса пропускания схемы на рис. 10.20,*а* при неравномерности $\pm 0{,}5$ дБ составляет 6% при $n=5$ и 2,5% при $n=10$. Минимальное значение развязки между входами 20 дБ в полосе 10%. На центральной частоте устройство является квадратурным при четном числе генераторных входов.

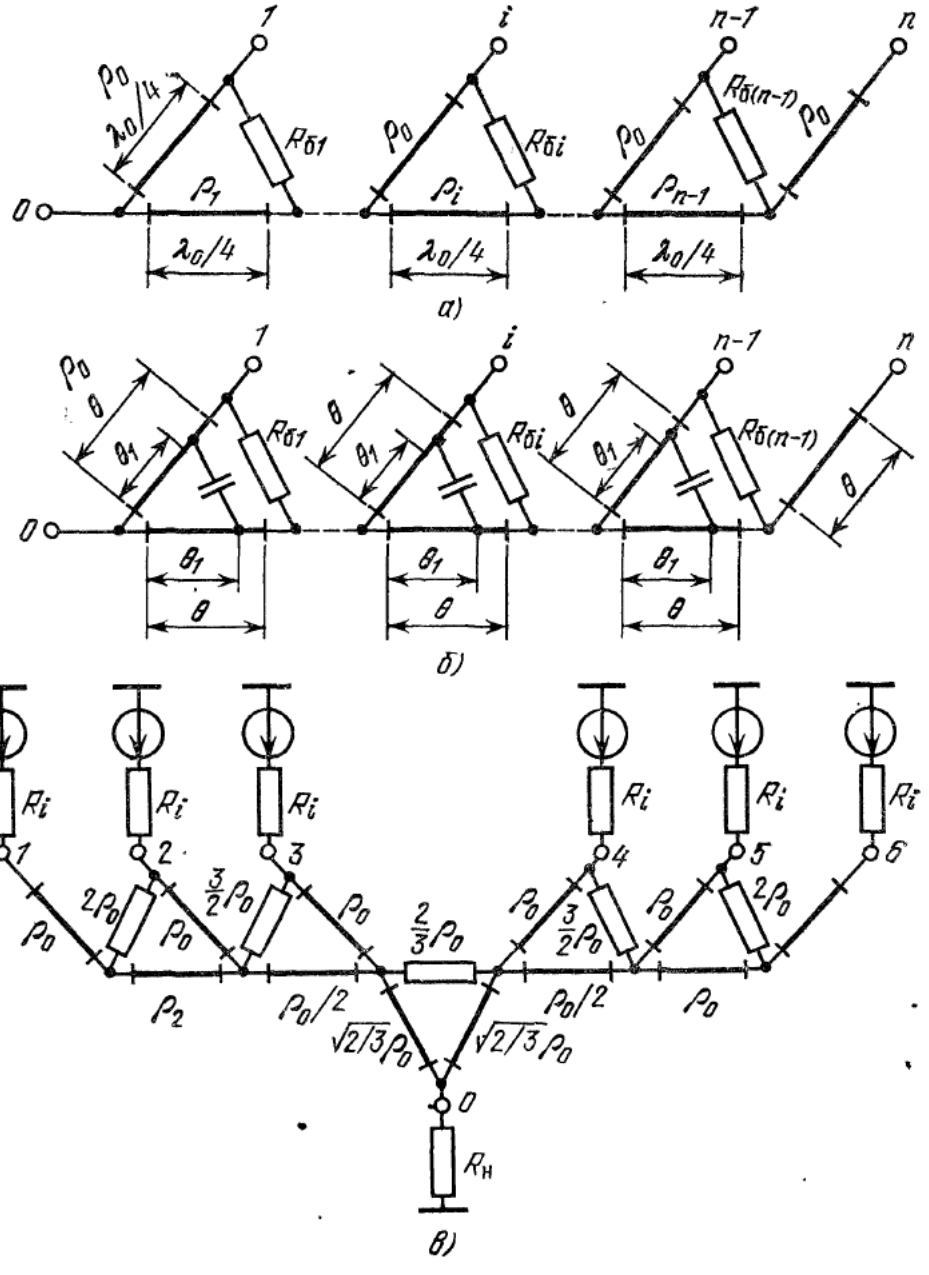



Рис. 10.19

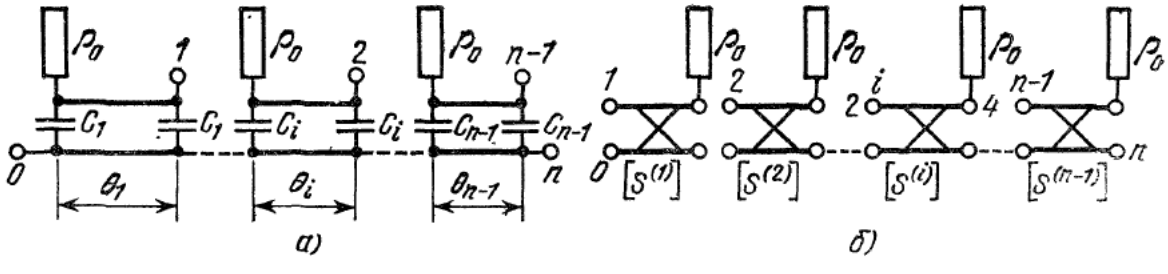



Рис. 10.20

Значительно большую полосу пропускания имеют цепочечные схемы, использующие направленные ответвители с электромагнитной связью (рис. 10.20,*б*) (см. § 3.4). Их переходное ослабление зависит от номера секции и определяется в соответствии с (10.32). Согласно [10.7] относительная полоса пропускания устройства при неравномерности в 1 дБ составляет 0,6 при $n=4$ и 0,47 при $n=7$. Кроме двух рассмотренных случаев, в сумматорах последовательного типа можно применять и другие типы восьмиполюсников [10.7].

Рассмотренные СВЧ многополюсные сумматоры-делители далеко не исчерпывают все возможные модификации данного устройства. Выбор типа сумматора-делителя обусловлен многими факторами, в том числе диапазоном частот, полосой пропускания, мощностью генераторов, технологичностью конструкции [10.1—10.7].

## 10.5. СХЕМЫ СУММИРОВАНИЯ МОЩНОСТЕЙ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ

Используя рассмотренные многополюсные сумматоры-делители, можно реализовать устройства сложения мощностей большого числа СВЧ генераторов. Такие устройства состоят из трех основных частей: делителя мощности сигнала; $n$ идентичных СВЧ генераторов (усилителей или синхронизируемых автогенераторов) и сумматора (рис. 10.21). Схемы рис. 10.21, на которых показано суммирование мощностей четырех генераторов нетрудно распространить на большее число генераторов.

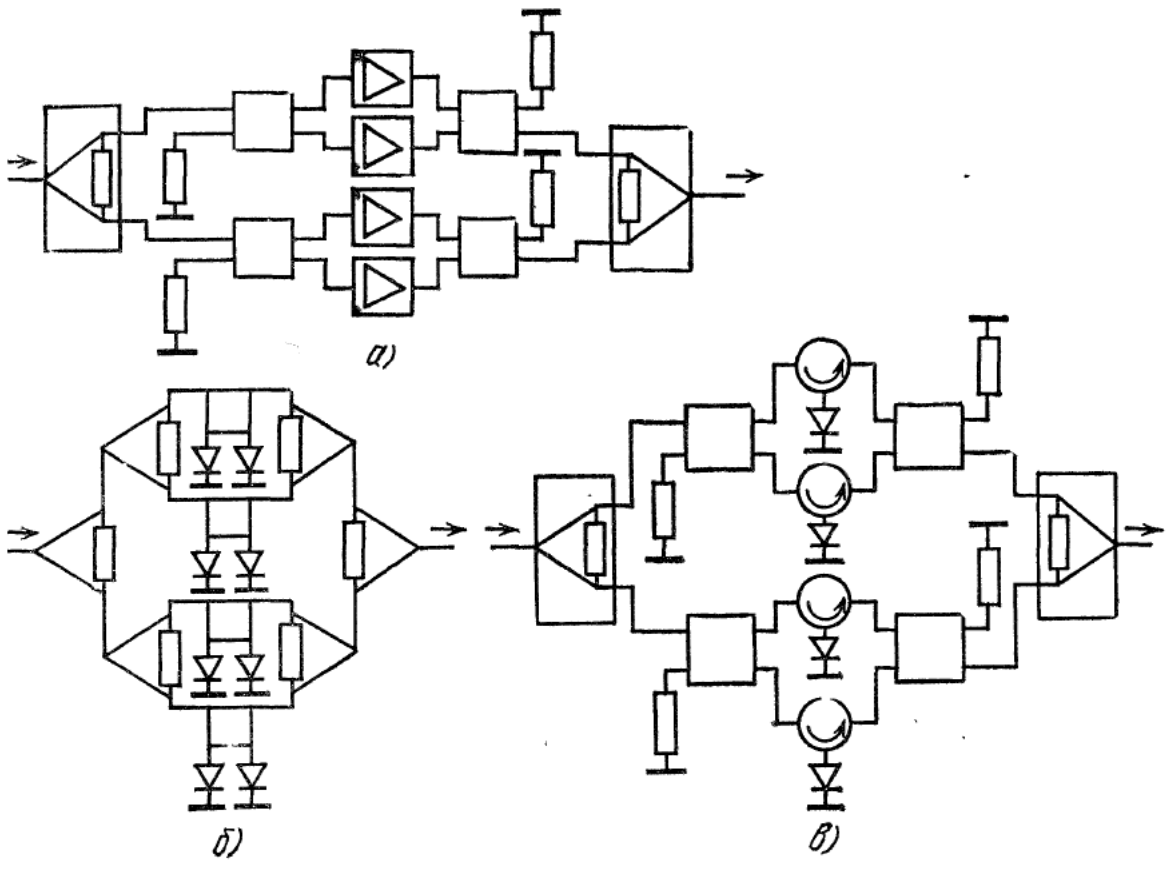



Рис. 10.21

Схемы на рис. 10.21,*а*, *в* построены на квадратурных мостовых устройствах с вынесенными балластными нагрузками, что позволяет складывать сигналы достаточно большой мощности. В диодных схемах суммирования использованы усилители отражательного типа с мостовым устройством (рис. 10.21,*б*) и циркулятором (рис. 10.21,*в*) (подробнее см. § 6.4). В них может осуществляться одновременная синхронизация сигналов всех диодных автогенераторов.

Важным обстоятельством при составлении схем суммирования мощностей генераторов является соблюдение требования по фазированию складываемых сигналов. Для этого применяют идентичные по структуре делители и сумматоры и включают их сопряженно, как показано на рис. 10.21. В этом случае при идентичных генераторах никаких дополнительных фазовращателей в схеме применять не требуется.

Схема на рис. 10.21,*а* является типичной для транзисторных модулей, выполненных по гибридно-интегральной технологии (см. § 3.2). Такой модуль имеет, например, следующие параметры: центральная частота 1,55 ГГц, выходная мощность 110 Вт, КПД 40%, полоса пропускания 100 МГц, напряжение питания 28 В, чувствительность фазы к напряжению питания 4,8°/В, максимальный коэффициент амплитудно-фазового преобразования 6°/дБ; КСВ по входу 1,5, коэффициент усиления с двумя предварительными каскадами 20 дБ [8.13]. Модуль, использующий транзисторы типа MSC4005 (см. табл. 8.2), на частоте 4 ГГц имеет выходную мощность 20 Вт, КПД 20%.

Практически с помощью многополюсных сумматоров осуществляется суммирование мощностей до 50—100 полупроводниковых приборов. Так, например, в [3.34] приведены результаты по суммированию мощностей 48 транзисторов мощностью по 25 Вт при частоте 1,5 ГГц. Сначала четыре транзистора объединяются в модуль мощностью 100 Вт, а затем складываются мощности двенадцати таких модулей. Суммарная мощность сигнала составляет 1 кВт в импульсном режиме работы.

Конструкция сумматора-делителя, выполненного на основе микрополосковых линий передачи по толстопленочной технологии, показана на рис. 10.22 [3.34]. Согласно [10.13] с помощью многополюсной схемы на четвертьволновых линиях передачи с вынесенными балла-

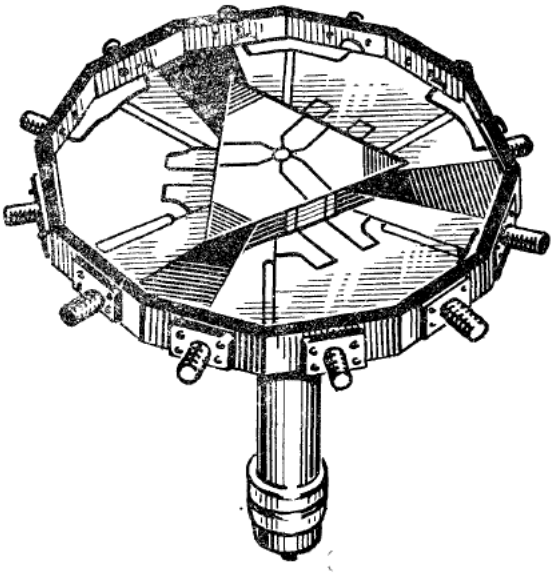


Рис. 10.22

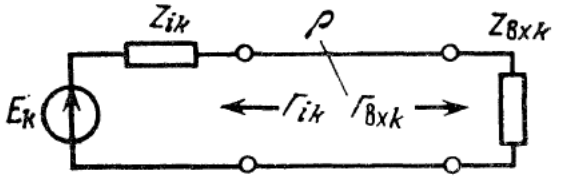



Рис. 10.23

стными нагрузками (рис. 10.17,*а*) путем суммирования мощностей 17 модулей получены следующие результаты. При частоте сигнала 1,15 ГГц мощность передатчика в полосе пропускания 20% составляет 10 кВт. При частоте 2,5 ГГц мощность передатчика 5 кВт. Развязка между входами сумматора составляет 36 дБ, КСВ со стороны каждого из входов не хуже 1,25. Следует заметить, что при большой мощности радиопередатчика обычно используют сумматоры с вынесенными балластными нагрузками, поскольку рассеиваемая в них мощность из-за неидентичности генераторов может достигать сравнительно большого значения.

В реальных условиях при суммировании мощностей сигналов неизбежны потери, связанные с разбросом параметров генераторов, отклонением $S$-параметров сумматоров и делителей от оптимальных значений, особенно в полосе частот, и отражениями в трактах распространения сигналов. Учитывая перечисленные факторы, определим потери мощности при суммировании сигналов. Найдем сначала амплитуду напряжения падающей волны, распространяющейся в линии, подключенной к любому $k$-му входу многополюсника (рис. 10.23). В схеме на рис. 10.23 обозначены через $Z_{вхk}$ и $\Gamma_{вхk}$ — входное сопротивление и коэффициент отражения $k$-го входа многополюсника; $Z_{ik}$ и $\Gamma_{ik}$ — внутреннее сопротивление $k$-го генератора и соответствующий ему коэффициент отражения. Согласно (2.66) амплитуда напряжения падающей волны

$$U_{падk} = \frac{\sqrt{1-|\Gamma_{ik}|^2}}{|1-\Gamma_{вхk}\Gamma_{ik}|}\sqrt{2\rho P_{гk ном}}, \qquad (10.41)$$

где $P_{гk ном}$ — номинальная мощность $k$-го генератора.

Пренебрежем активными потерями в элементах сумматора, за исключением балластных нагрузок, и потерями, связанными с неидеальной развязкой между входами. В результате с учетом (10.15) и (10.41) получим для суммарной мощности всех генераторов в общей нагрузке

$$P_н = \frac{P_{г\,ср\,ном}}{n}\left|\sum_{k=1}^{n} a_k p_k s_k g_k e^{-j\varphi_k}\right|^2 (1 - |\Gamma_н|^2), \qquad (10.42)$$

где $a_k = \sqrt{1 - |\Gamma_{ik}|^2}/|1 - \Gamma_{вхk}\Gamma_{ik}|$ — коэффициент, учитывающий согласно (10.41) отражения сигнала в $k$-м канале; $p_k = \sqrt{P_{гk ном}/P_{г\,ср\,ном}}$ — коэффициент, учитывающий изменение амплитуды входного сигнала; $P_{гk ном}$ — номинальная мощность $k$-го генератора; $P_{г\,ср\,ном}$ — среднее значение номинальной мощности, одинаковое для всех генераторов; $s_k = |S_{0k}|/|S_{0k ном}| = |S_{0k}|\sqrt{n}$ — коэффициент, учитывающий изменение модуля коэффициента передачи $|S_{0k}|$ относительно номинального значения $|S_{0k ном}| = 1/\sqrt{n}$ [см. (10.8)]; $g_k$ — коэффициент, учитывающий изменение амплитуды напряжения падающей волны в нулевом (общем) канале при действии $k$-го генератора за счет отражений от балластных нагрузок и внутренних сопротивлений генераторов (за исключением $k$-го генератора); $\varphi_k = \varphi_{uk} + \varphi_{sk}$ — результирующая фаза сигнала, пришедшего в канал 0 от $k$-го генератора; $\varphi_{uk}$ — фаза входного сигнала в $k$-м канале; $\varphi_{sk}$ — фаза коэффициента передачи $S_{0k}$; $\Gamma_н$ — коэффициент отражения общей нагрузки; $n$ — число генераторов, подключаемых к сумматору.

Эффективность работы сумматора можно определить как отношение мощности в нагрузке к сумме номинальных мощностей всех генераторов

$$K_п = P_н \Big/ \left(\sum_{k=1}^{n} P_{гk ном}\right). \qquad (10.43)$$

Потери мощности в сумматоре составят

$$b_п\,[дБ] = 10 \lg (1/K_п).$$

При полной передаче мощности от всех генераторов в нагрузку $K_п = 1$.

Подставив (10.42) в (10.43), получим для коэффициента передачи мощности

$$K_{\text{п}}=\frac{P_{\text{г ср ном}}\left(1-|\Gamma_{\text{н}}|^2\right)}{n\left(\sum\limits_{k=1}^{n}P_{\text{г}k\text{ном}}\right)}\left|\sum_{k=1}^{n}a_k p_k s_k g_k e^{-j\varphi_k}\right|^2. \qquad (10.44)$$

С помощью (10.44) оценим влияние различных факторов на потери при суммировании мощностей сигналов с помощью многополюсного сумматора.

**Разбаланс складываемых сигналов по амплитуде.** Положим $\Gamma_{\text{н}}=0$; $\varphi_k=0$; $a_k=1$ ($\Gamma_{ik}=0$); $s_k=1$; $g_k=1$, где $k=1, 2, \ldots, n$. Кроме того, считаем равными все номинальные мощности генераторов $P_{\text{г}k\text{ном}}=P_{\text{г ср ном}}$. В результате из (10.44) имеем

$$K_{\text{п}}=\frac{1}{n^2}\left(\sum_{k=1}^{n}p_k\right)^2. \qquad (10.45)$$

Рассмотрим два частных случая.

Мощности всех генераторов одинаковы и постоянны, за исключением одного из них, например первого. Графики зависимости $b_{\text{п}}$ от изменения амплитуды сигнала этого генератора ($p_1$) приведены на рис. 10.24,*а*.

Амплитуды всех складываемых сигналов генераторов равномерно распределены в интервале от $p_{\min}$ до $p_{\max}$ (рис. 10.24,*б*). Согласно рис. 10.24,*б* амплитуда сигнала $k$-го генератора

$$p_k=p_{\min}+(k-1)\,(p_{\max}-p_{\min})/(n-1). \qquad (10.46)$$

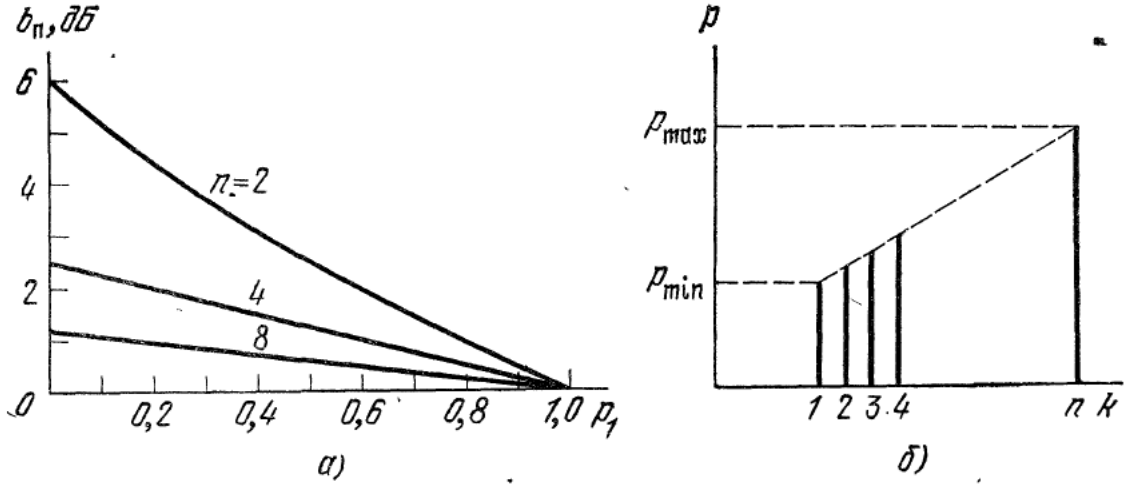



Рис. 10.24

Подставив (10.46) в (10.45), получим

$$K_{\text{п}}=\frac{p^2_{\min}}{n^2}\left[\sum_{k=1}^{n}\left(1+\frac{k-1}{n-1}\frac{\Delta p}{p_{\min}}\right)\right]^2=\frac{(p_{\max}+p_{\min})^2}{4}, \tag{10.47}$$

где $\Delta p=p_{\max}-p_{\min}$.

Согласно (10.47) величина $K_{\text{п}}$ не зависит от $n$ при равномерном законе распределения амплитуд. График зависимости $b_{\text{п}}$ от $p_{\min}$ при $p_{\max}=1$ приведен на рис. 10.24,*а* (случай $n=2$).

**Разбаланс складываемых сигналов по фазе.** Положим $\Gamma_{\text{н}}=0$; $a_k=1$; $p_k=1$; $s_k=1$; $g_k=1$ и $P_{\text{г}k\text{ном}}=P_{\text{г ср ном}}$. В результате из (10.44) имеем

$$K_{\text{п}}=\frac{1}{n^2}\sum_{k=1;\ i=1}^{n}\cos(\varphi_k-\varphi_i). \tag{10.48}$$

Потери сумматора $b_{\text{п}}=10\lg(1/K_{\text{п}})$.

Здесь также рассмотрим два частных случая. Фазы сигналов всех генераторов, за исключением одного, по-

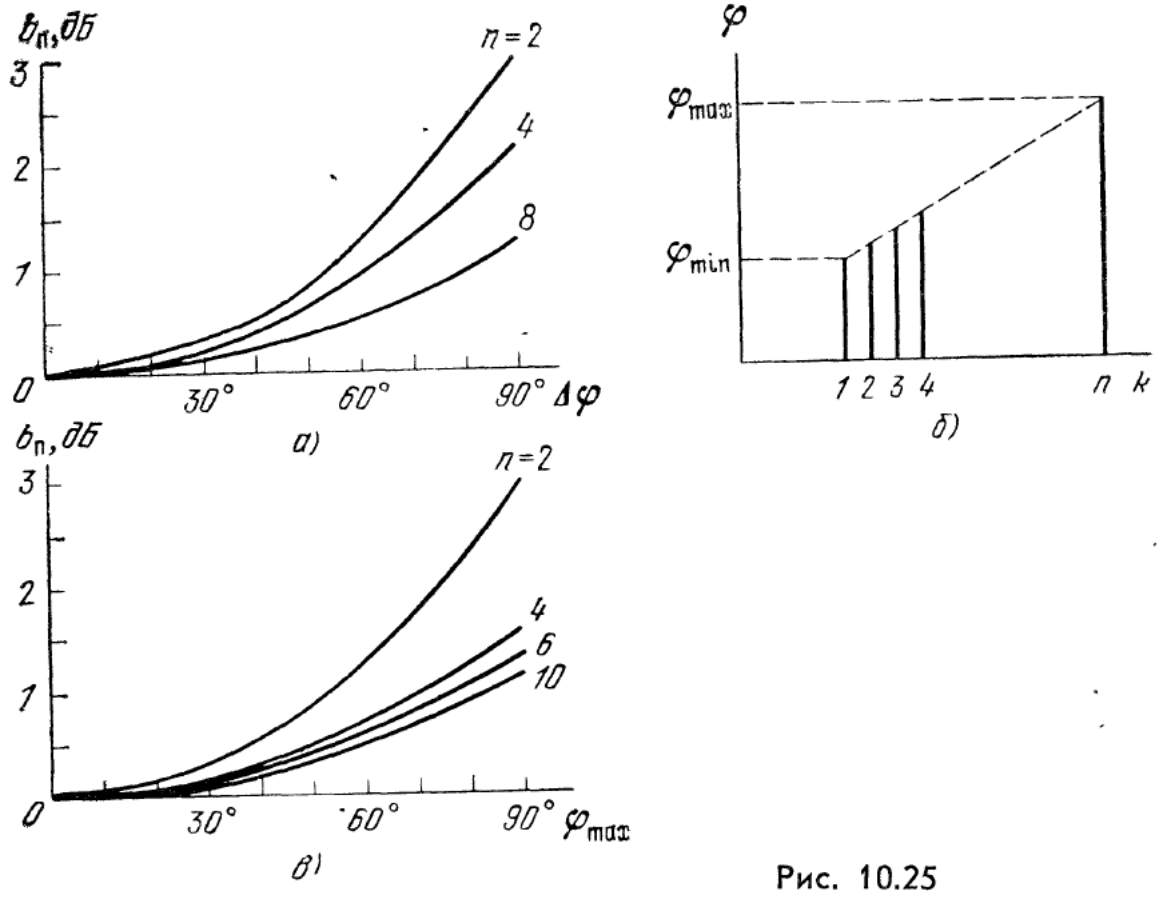



Рис. 10.25

стоянны и равны номинальным значениям. График зависимости $b_п$ от $\Delta\varphi=\varphi_k-\varphi_i$ нестабильного по фазе генератора приведены на рис. 10.25,*а*.

Фазы всех складываемых генераторов равномерно распределены в интервале от $\varphi_{min}$ до $\varphi_{max}$ (рис. 10.25,*б*). Согласно рис. 10.25,*б* фаза $k$-го генератора

$$\varphi_k=\varphi_{min}+((k-1)/(n-1))(\varphi_{max}-\varphi_{min}). \qquad (10.49)$$

Для $\varphi_{min}=0$

$$K_п=\frac{1}{n^2}\sum_{k=1;\ i=1}^{n-1}\cos\left[\varphi_{max}\left(\frac{k-i}{n-1}\right)\right]=$$

$$=\frac{1}{n}+\frac{1}{n^2}\sum_{k=1}^{n-1}2k\cos\left(\frac{n-k}{n-1}\varphi_{max}\right). \qquad (10.50)$$

Графики зависимости $b_п$ от $\varphi_{max}$ и числа складываемых генераторов $n$ приведены на рис. 10.25,*в*.

**Влияние $S$-параметров сумматора потери.** Положим $\Gamma_н=0$; $a_k=1$; $p_k=1$; $g_k=1$; $\varphi_k=0$ и $P_{гk ном}=P_{г\ ср\ ном}$. В результате из (10.44) имеем

$$K_п=\left(\frac{1}{n^2}\right)\left(\sum_{k=1}^{n}S_k\right)^2=\left(\frac{1}{n}\right)\left(\sum_{k=1}^{n}|S_{0k}|\right)^2. \qquad (10.51)$$

При известной теоретической (см. § 10.4) или экспериментальной зависимости параметров $S_{0k}$ от частоты сигнала согласно (10.51) можно определить изменение мощности в нагрузке в полосе частот. Анализ показывает, что для получения коэффициента передачи по мощности $K_п$ сумматора не ниже 90—95% необходимо обеспечить разброс мощностей усилителей в пределах 20—30% и отличие по фазе складываемых сигналов не более 20 ... 30°. Сумматор должен обеспечивать в заданной полосе частот изменение $S_{0k}$ в пределах 20 ... 30% и КСВ со стороны каждого из входов не хуже 1,4 ... 1,5. Выбор типа сумматора производится согласно рекомендациям, изложенным в § 10.4.

## 10.6. СУММИРОВАНИЕ МОЩНОСТЕЙ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ФАР

Большое число идентичных и одинаково ориентированных излучателей — электрических и щелевых вибраторов, рупорных, диэлектрических, спиральных и дру-

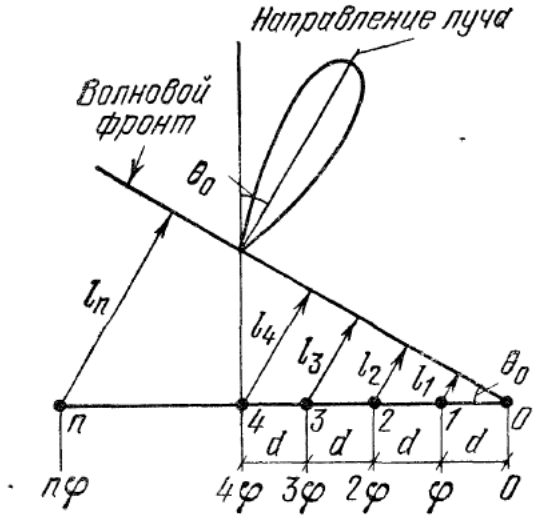



Рис. 10.26

гих антенн [10.8] составляют многоэлементную антенную решетку. Управление диаграммой направленности такой антенной решетки осуществляется путем изменения фаз сигналов, подводимых к отдельным излучателям. Мощность сигнала, излучаемая ФАР, близка к сумме мощностей всех источников, возбуждающих отдельные излучатели. Это позволяет рассматривать ФАР как устройство суммирования мощностей большого, до нескольких тысяч, источников СВЧ сигнала. К достоинствам ФАР относятся: возможность электронного сканирования лучом антенны с высоким быстродействием; сложение мощностей большого числа идентичных СВЧ источников энергии, в том числе и полупроводниковых, питающих отдельные излучатели; удобство автоматизации процесса управления и контроля работы всей радиопередающей системы; высокая надежность вследствие слабого изменения характеристик системы в целом при выходе из строя отдельных излучателей или возбуждающих их источников.

В зависимости от расположения излучателей ФАР подразделяются на линейные, плоские и цилиндрические. На примере линейной ФАР, в которой излучатели располагаются вдоль прямой линии, покажем, как производится управление лучом антенны. Согласно принципу суперпозиции диаграмма направленности поля ФАР, состоящей из $n+1$ изотропных излучателей (рис. 10.26), к которым подводятся сигналы равной амплитуды $U_0$, одинаковой частоты и с разностью фаз возбуждений двух соседних элементов $\varphi$, описывается выражением

$$E(\theta) = K \sum_{k=0}^{n} U_0 e^{-jk(ml_1 - \varphi)}, \qquad (10.52)$$

где $K$ — постоянный коэффициент; $m = 2\pi/\lambda$ — фазовая постоянная; $l_1 = d \sin\theta_0$; $d$ — разность хода лучей и расстояние между двумя соседними излучателями; $\theta_0$—угол,

определяющий направление луча и отсчитываемый от нормали к решетке (см. рис. 10.26).

Из (10.52) следует, что направлению максимума излучения соответствует угол $\theta_0$, обусловленный равенством $ml_1 - \varphi = 0$ — условием компенсации разности хода лучей $l_1$ за счет разности фаз $\varphi$ сигналов, возбуждающих два соседних излучателя. Последнее равенство преобразовывается к виду $\varphi = (2\pi/\lambda) d \sin\theta_0$, из которого получаем

$$\theta_0 = \arcsin(\lambda\varphi/2\pi d). \qquad (10.53)$$

Изменяя значение $\varphi$, можно управлять лучом антенны. С увеличением угла $\theta_0$ возрастает ширина луча и уменьшается эффективная площадь антенны $S_{эф} = S_{эф\,max}\cos\theta_0$. Поэтому при плоской ФАР обычно ограничиваются углом электронного сканирования $\theta_0$ в пределах $\pm 60°$. Для управления лучом в двух ортогональных направлениях применяют двумерную плоскую ФАР. Если необходимо расширить сектор обзора до 360°, используют цилиндрическую ФАР, в которой производится поочередное подключение групп излучателей. Связь между отдельными излучателями ФАР очень слабая, что позволяет обеспечить хорошую развязку (до 30 дБ и выше) между питающими ее генераторами. Это свойство ФАР является особенно ценным при полупроводниковых источниках СВЧ.

Различают следующие методы возбуждения излучателей ФАР: последовательное, параллельное и с применением матричной схемы Батлера. Устройство параллельного возбуждения представляет собой $n$-канальный делитель мощности. При синфазных делителях мощности (см. § 10.4, рис. 10.27,*а*) ко всем фазовращателям подводят идентичные сигналы. Управляя по определенной программе с помощью фазовращателей непрерывного или дискретного типа сдвигом фазы в каждом канале, осуществляют тем самым электронное сканирование лучом антенны.

Устройство возбуждения ФАР, основанное на матричной схеме Батлера, показано на рис. 10.27,*б* [10.8], где $n=8$. Матричная схема Батлера представляет собой пассивную электрическую цепь с $n$ входами и $n$ выходами. Обычно $n=2^k$, где $k$ — целое число. Все выходы развязаны между собой, возбуждение одного входа приводит к появлению сигнала на всех выходах. В состав матричной

схемы Батлера входят квадратурные делители гибридного типа и неуправляемые фазовращатели с постоянным сдвигом фазы. На рис. 10.27,*б* показан сдвиг фазы в каждом из фазовращателей. В зависимости от номера входа, к которому подводится сигнал, происходит изменение

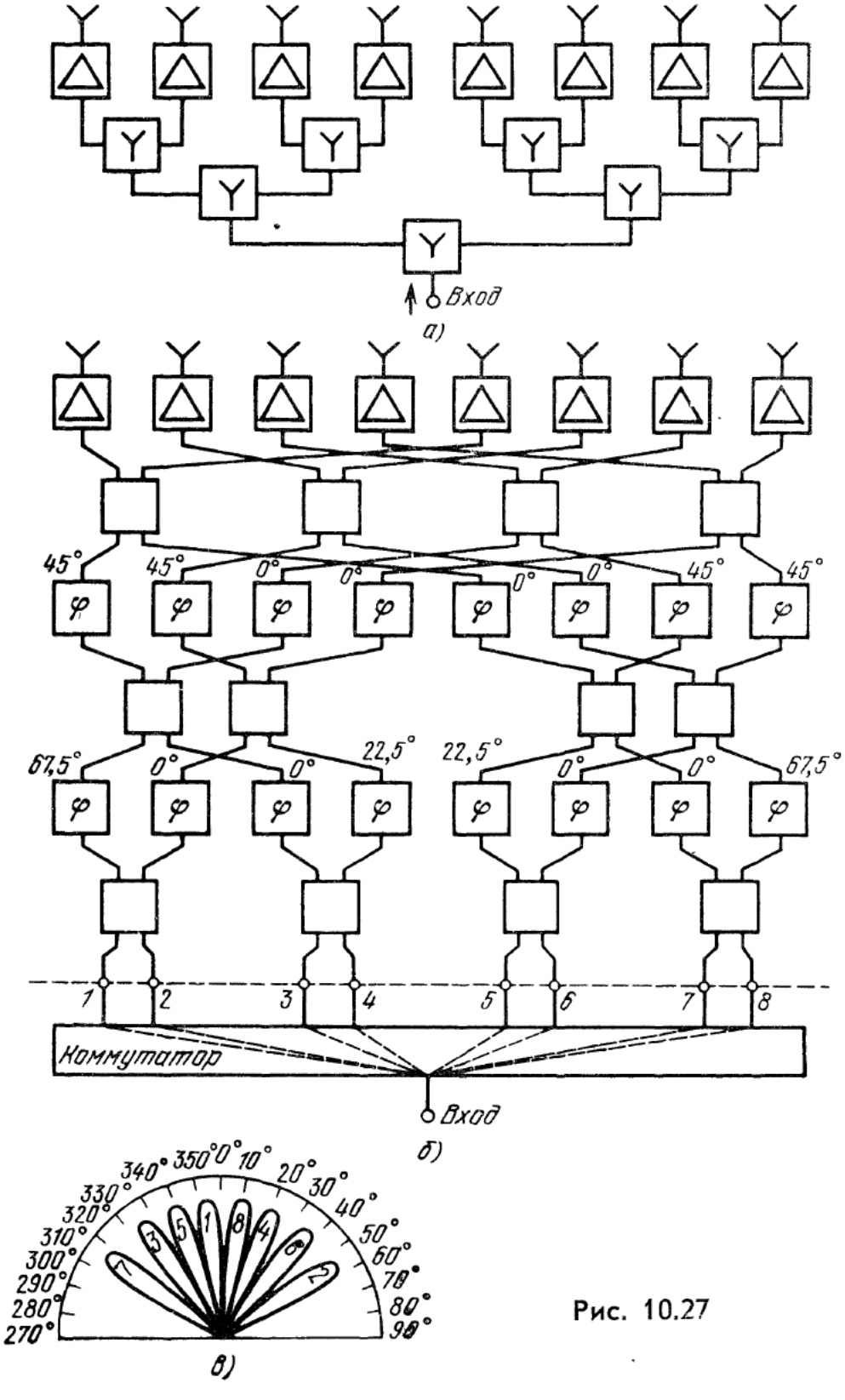



Рис. 10.27

распределения фаз выходных сигналов вдоль решетки излучателей и соответствующее изменение положения луча антенны (рис. 10.27,*в*). Общее число таких положений равно $n$. Подводя ко входам матричной схемы одновременно несколько сигналов с разными частотами, можно реализовать многолучевую ФАР, в которой каждый луч благодаря принципу суперпозиции управляется независимо от других. Преимущество матричной схемы Батлера состоит в использовании неуправляемых фазовращателей и возможности получения многолучевой диаграммы направленности. Управление лучом антенны здесь осуществляется с помощью электронного коммутатора, включаемого перед матричной схемой.

В целом радиопередающее устройство с ФАР можно представить в виде следующих основных частей — блоков: распределителя СВЧ сигнала; фазовращателей; активных элементов; антенной решетки; специализированной ЭВМ для управления лучом антенны и автоматизированной системы контроля (рис. 10.28). Блок распределения при параллельной схеме возбуждения представляет собой $n$-канальный делитель мощности синфазного типа, составленный, например, из шестиполюсников (см. рис. 10.27,*а*), при матричной схеме Батлера (см. рис. 10.27,*б*) — $n$-канальный коммутатор электронного типа на $p$—$i$—$n$-диодах. Блок фазовращателей позволяет управлять фазой сигналов, подводимых к излучателям активной решетки. Как правило, он состоит из диодных фазовращателей дискретного типа (§ 3.5). Шаг дискретности устанавливается равным $\Delta\varphi = 90°/k$, где $k$ — целое число. Управление фазовращателями или электронным коммутатором осуществляется по определенной программе с помощью специализированной ЭВМ. Меняя закон

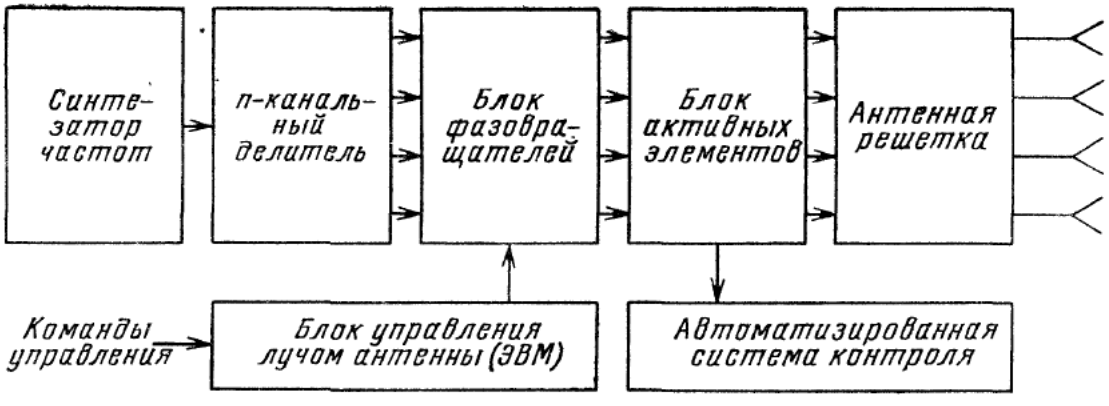



Рис. 10.28

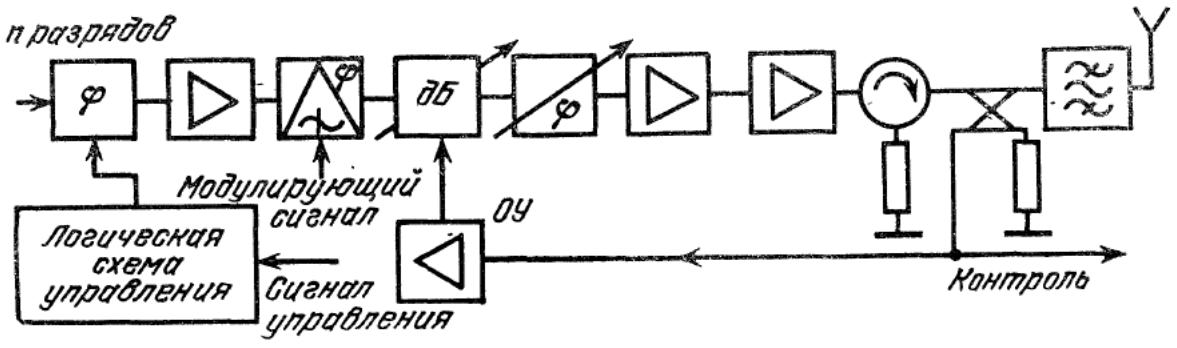



Рис. 10.29

распределения фаз сигналов вдоль решетки излучателей, осуществляют тем самым управление лучом диаграммы направленности антенны.

Каждый СВЧ тракт, входящий в блок активных элементов, состоит из полосового фильтра, обеспечивающего необходимый уровень подавления побочных составляющих вне рабочего диапазона частот; ферритового циркулятора или вентиля, служащего для исключения связи между усилителями; собственно активного элемента, включающего несколько СВЧ усилителей мощности, и фазовращателя первоначальной установки фазы сигнала. В современных ФАР используются полупроводниковые усилители, причем для получения требуемой мощности внутри активного элемента применяются схемы с суммированием мощностей сигналов (см. § 10.5). На частотах до 3—5 ГГц активные элементы строят на мощных СВЧ транзисторах (рис. 10.29); выше — на ЛПД, диодах Ганна и диодных умножителях частоты. В конструктивном отношении активный элемент обычно представляет собой модуль, выполненный по гибридно-интегральной технологии (см. § 3.2 и 9.2). Для уменьшения потерь его располагают, как правило, в непосредственной близости от излучателя.

## 10.7. СУММИРОВАНИЕ МОЩНОСТЕЙ ДИОДОВ В ОБЩЕМ РЕЗОНАТОРЕ

В § 7.2 рассмотрено устройство нескольких типов диодных автогенераторов, включающих два основных элемента — диод с нелинейной отрицательной активной проводимостью и электрическую цепь — резонатор (см. рис. 7.4). Очевидно, к резонатору можно подключить не один, а несколько однотипных диодов и при определенных условиях суммировать их мощности. Суммирование мощностей СВЧ диодов в общем резонаторе [10.9—

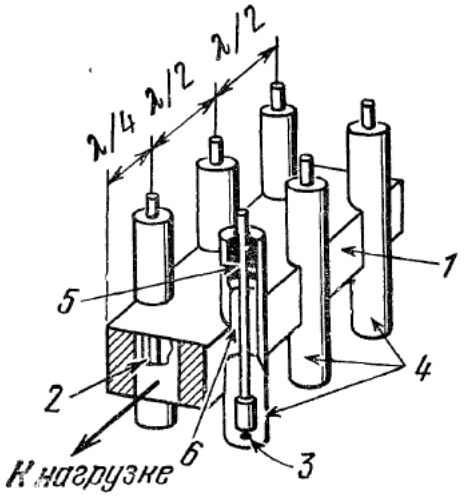



Рис. 10.30

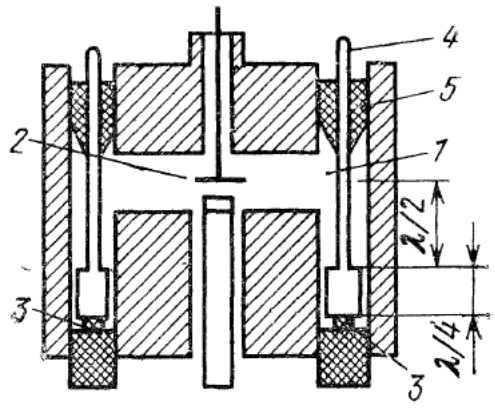



Рис. 10.31

10.12] по существу является развитием принципа сложения мощностей сигналов однотипных генераторов в общем контуре [10.14]. Рассмотрим две конструкции таких диодных автогенераторов. В первой (рис. 10.30) в качестве резонатора используется прямоугольный волновод *1*, закороченный на одном конце. Связь с нагрузкой осуществляется в сечении волновода индуктивной диафрагмой *2*. Диоды *3* включаются в коаксиальные линии *4*, на другом конце которых имеются согласованные нагрузки *5*. Через прорези *6* в узкой стенке волновода осуществляется связь коаксиальной линии с резонатором. Для лучшей развязки между собой диодов коаксиальные линии располагаются вдоль узкой стенки волновода на расстоянии $\lambda/2$.

Во второй конструкции (рис. 10.31) используется резонатор коаксиального типа *1*, а емкостная связь с нагрузкой осуществляется с помощью диска *2*. Коаксиаль-

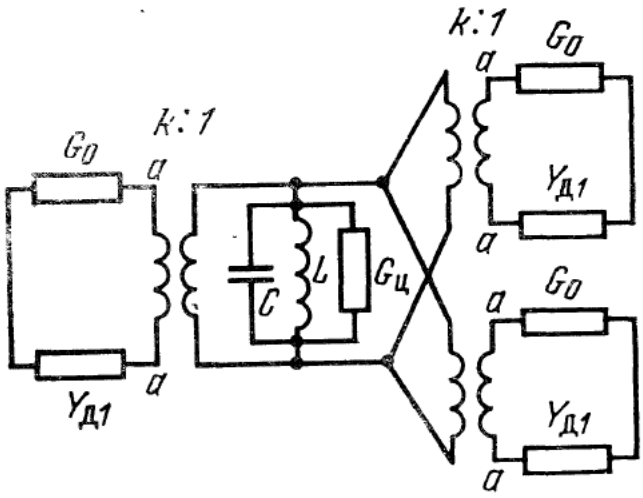



Рис. 10.32

ные линии *4* с подключенными к ним диодами *3* и согласованными нагрузками *5* располагаются по периметру общего коаксиального резонатора.

Обеим конструкциям многодиодного автогенератора соответствует единая эквивалентная схема, представленная на рис. 10.32. На ней общий резонатор заменен параллельным колебательным контуром ($L$, $C$, $G_{ц}$), что допустимо при близости его резонансной частоты к частоте генерации. Диод и согласованная нагрузка представлены в виде эквивалентной цепи из двух последовательно включенных сопротивлений с проводимостями $Y_{д1}$ и $G_0$, определяемыми путем пересчета этих сопротивлений к месту связи коаксиальной линии с общим резонатором. Коэффициент связи цепи, включающей диод, с общим резонатором характеризуется отношением $k:1$. Общее число таких цепей равно числу диодов $n$. Значение $k$ зависит в первую очередь от геометрических размеров прорези в стенке общего резонатора и типа колебаний. Считая все цепи с диодами идентичными, найдем их суммарную эквивалентную проводимость, пересчитанную параллельно общему контуру:

$$Y_{д} = nk^2 Y_{д1} G_0 / (Y_{д1} + G_0) = G_{д} + jB_{д}, \qquad (10.54)$$

где $Y_{д1} = -G_{д1} + jB_{д1}$ — проводимость одного диода, зависящая от частоты и амплитуды колебаний.

Активная и реактивная составляющие проводимости равны

$$G_{д} = \frac{nk^2 G_0 (G^2_{д1} + B^2_{д1} - G_0 G_{д1})}{(G_0 - G_{д1})^2 + B^2_{д1}}, \qquad (10.55)$$

$$B_{д} = \frac{nk^2 G^2_0 B_{д1}}{(G_0 - G_{д1})^2 + B^2_{д1}}. \qquad (10.56)$$

Для выполнения условия $G_{д} < 0$, называемого необходимым условием генерации колебаний, согласно (10.55) следует иметь $G_0 G_{д1} > G^2_{д1} + B^2_{д1}$. Зная суммарную проводимость всех диодов $Y_{д}$ и контура $Y_{ц}$, можно перейти к эквивалентной схеме диодного автогенератора (рис. 7.6) и тем самым распространить все результаты анализа однодиодного автогенератора (§ 7.3) и на многодиодный автогенератор. Рассмотренная теория носит, конечно,

приближенный характер, поскольку она не учитывает неидентичности диодов и их взаимного влияния друг на друга.

В заключение приведем некоторые результаты экспериментальных исследований. Согласно [10.11] в конструкции с общим коаксиальным резонатором (см. рис. 10.31) с помощью шести арсенид—галлиевых ЛПД в IMPATT режиме на частоте 5 ГГц получена мощность в непрерывном режиме работы 60 Вт при КПД, равном 21%. Каждый из диодов мощностью 13,3 Вт состоит из четырех отдельных мезаструктур, смонтированных на общем золоченном теплоотводе. В другом случае в аналогичной конструкции с помощью 32 ЛПД в IMPATT режиме получена мощность 23,4 Вт при частоте 9,3 ГГц [10.9].

ГЛАВА 11

# ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕХНИЧЕСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

## 11.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ И СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ СВЧ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

Проектирование СВЧ полупроводникового радиопередатчика включает такие вопросы, как составление функциональной схемы; определение требований, предъявляемых к отдельным каскадам; расчет электрических режимов работы и параметров согласующих цепей СВЧ каскадов; расчет модулятора; расчет систем автоматического регулирования, предназначенных для стабилизации или управления параметрами радиопередатчика; выбор и расчет конструкции; расчет теплового режима и системы охлаждения всех полупроводниковых приборов; выбор технологии изготовления СВЧ каскадов (например, гибридно-интегральной) и всего передатчика в целом. Некоторые из перечисленных вопросов, касающиеся теории работы и расчета отдельных каскадов, уже рассмотрены. Здесь же остановимся на вопросах, относящихся ко всему передатчику в целом, в первую очередь на определении внешних параметров и характеристик, общих для различных типов СВЧ радиопередатчиков, и составлении функциональных схем последних.

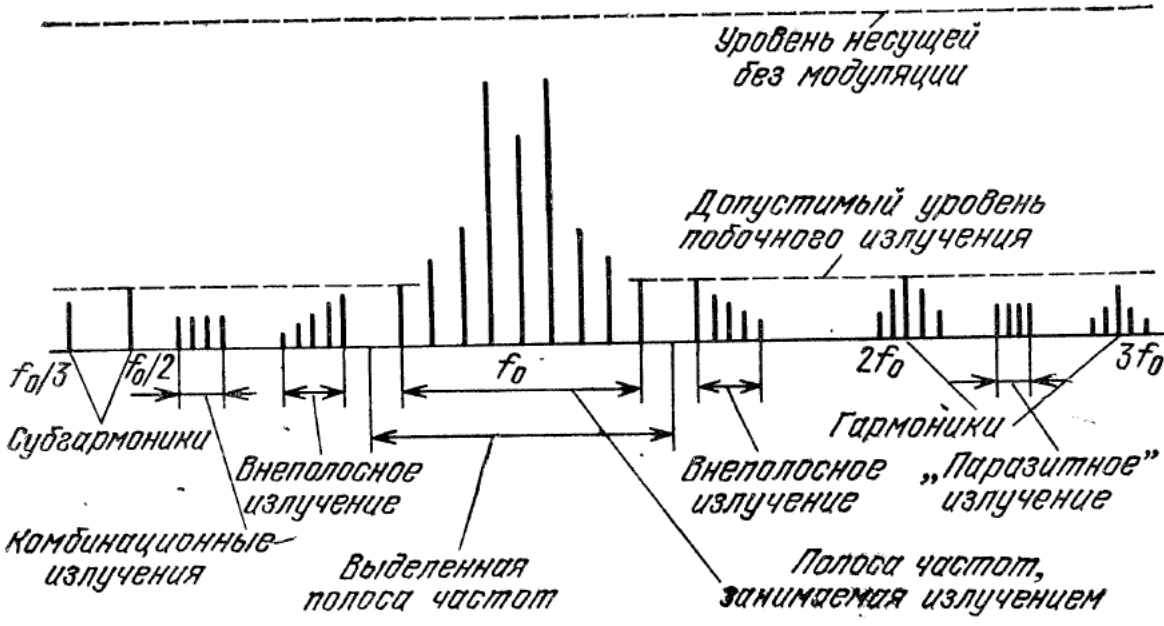



Рис. 11.1

**Спектр выходного сигнала.** В окрестности номинального значения несущей частоты радиопередатчика выделяется полоса частот, внутри которой должен располагаться спектр полезного излучения при заданных условиях модуляции. Ширина спектра излучения измеряется по составляющим, не превышающим определенного уровня, устанавливаемого относительно амплитуды сигнала в режиме несущих колебаний без модуляции (рис. 11.1). Излучения, находящиеся непосредственно за пределами выделенной полосы частот, называются внеполосными.

Помимо основного полезного излучения в спектре выходного сигнала радиопередатчика могут содержаться и побочные излучения, не имеющие прямого отношения к передаваемой информации. К побочным излучениям относятся гармоники и субгармоники основного сигнала; комбинационные составляющие, образуемые в возбудителе или в усилительном тракте передатчика при усилении нескольких сигналов; «паразитные» колебания, случайно генерируемые на каких-либо частотах. Уровень подавления любого побочного излучения по отношению к несущей без модуляции устанавливается обычно не менее 60 ... 80 дБ, а на определенных участках диапазона до 120 ... 140 дБ. Снижение побочных излучений способствует решению проблемы электромагнитной совместимости радиоэлектронных устройств.

**Шумовые свойства и нестабильность частоты сигнала.** Сигнал, излучаемый СВЧ радиопередатчиком в ре-

жиме несущей без модуляции, не является абсолютно монохроматическим. Под влиянием различных физических причин происходят флюктуации амплитуды и фазы сигнала. Это приводит к расширению спектральной линии выходного сигнала и излучению радиопередатчиком помимо несущей некоторого уровня шума, влияющего на характеристики всей радиосистемы. Например, разрешающая способность и дальность действия доплеровской РЛС во многом зависит от флюктуаций частоты и фазы сигнала радиопередатчика. Помимо шумовых свойств излучаемого сигнала важное значение для любой радиосистемы имеют три других параметра: долговременная нестабильность частоты сигнала за определенный интервал времени, кратковременная нестабильность частоты и кратковременная нестабильность фазы сигнала. Данные параметры в основном зависят от возбудителя радиопередатчика (см. § 7.1).

**Выходная мощность.** Эта активная мощность, отдаваемая радиопередатчиком в антенну или ее эквивалент. Побочные излучения не должны учитываться при определении выходной мощности. Различают пиковую, среднюю и импульсную мощность, а также мощность падающей и отраженной волн и проходящую мощность.

Пиковое, т. е. максимально возможное, значение выходной мощности сигнала (см. рис. 11.2) можно определить, сняв амплитудную характеристику радиопередатчика, т. е. зависимость $P_{вых}(P_{вх})$. Это понятие используется в режимах работы, связанных с изменением амплитуды выходного сигнала, например, при усилении многочастотного сигнала (см. § 8.8). Средняя выходная мощность есть сумма мощностей колебаний в выделенной полосе частот. Ее значение всегда меньше пикового.

Импульсная выходная мощность представляет собой мощность передатчика за время излучения импульса.

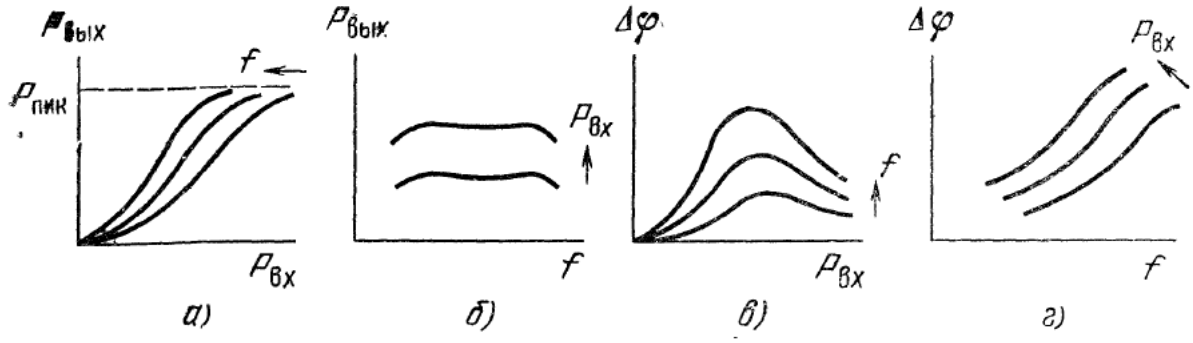



**Рис. 11.2**

В некоторых случаях импульсное значение выходной мощности радиопередатчика может существенно превысить его пиковое значение, относящееся к режиму усиления непрерывных колебаний.

Выходная мощность падающей волны — мощность волны, распространяющейся в фидере в направлении от выхода радиопередатчика к антенне. Выходная мощность отраженной волны — мощность волны, распространяющейся в фидере в направлении от антенны к выходу радиопередатчика. Эти мощности измеряют с помощью направленных ответвителей, включаемых в антенно-фидерный тракт радиопередатчика.

Проходящая мощность радиопередатчика представляет собой разность между выходными мощностями падающей и отраженной волн. Она равна выходной активной мощности, отдаваемой радиопередатчиком в антенну или ее эквивалент.

**Выходные характеристики.** Для оценки свойств СВЧ радиопередатчика используют следующие характеристики, определяемые в одночастотном режиме работы: амплитудную $P_{вых}(P_{вх})$ (рис. 11.2,*а*), где $P_{вх}$ — мощность сигнала на входе высокочастотного тракта радиопередатчика; амплитудно-частотную $P_{вых}(f)$ (рис. 11.2,*б*); фазоамплитудную $\Delta\varphi(P_{вх})$ (рис. 11.2,*в*), где $\Delta\varphi=\varphi_{вых}-\varphi_{вх}$; $\varphi_{вых}$ — фаза выходного сигнала; $\varphi_{вх}$ — фаза входного сигнала, и фазочастотную $\Delta\varphi(f)$ (рис. 11.2,*г*).

С их помощью можно найти изменение выходных параметров передатчика — мощности $P_{вых}$ и фазы $\Delta\varphi$ при изменении параметров сигнала на входе СВЧ тракта — мощности $P_{вх}$ и частоты $f$ в одночастотном режиме работы. Данные характеристики позволяют также рассчитать искажения, вносимые радиопередатчиком при усилении так называемых сложных сигналов. Например, с помощью амплитудной и фазоамплитудной характеристик можно определить комбинационные составляющие на выходе радиопередатчика, обусловленные нелинейными свойствами при усилении многочастотного сигнала (§ 8.8). С помощью фазочастотной характеристики можно рассчитать переходные помехи, вносимые радиопередатчиком в многоканальное сообщение при частотном уплотнении и частотной модуляции.

**Классификация структурных схем.** Одни параметры СВЧ радиопередатчика строго регламентированы, например уровень побочных излучений; другие определя-

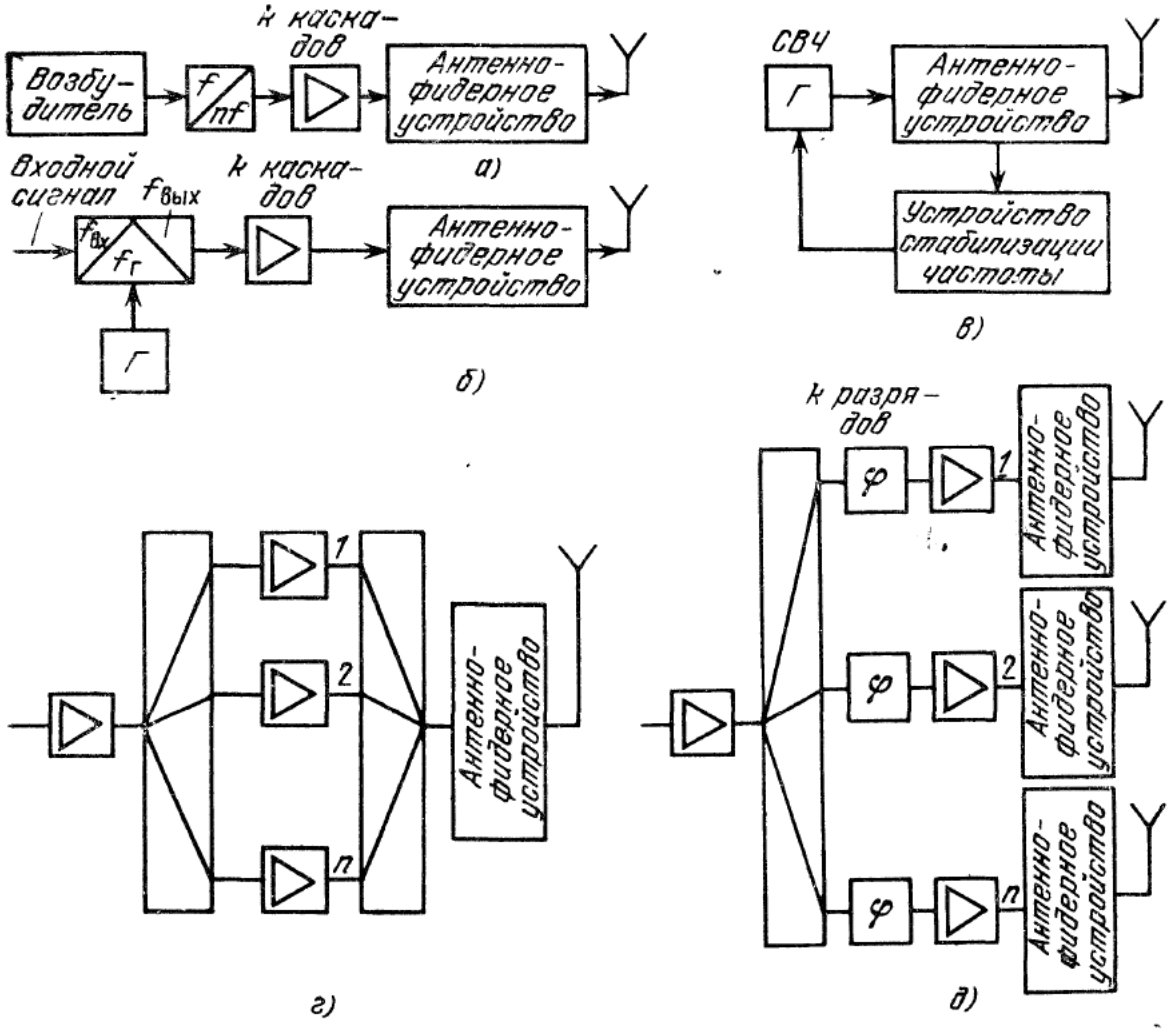



Рис. 11.3

ются в результате расчета радиолинии, например выходная мощность (см. § 11.4). При проектировании радиопередатчика надо четко сформулировать требования ко всем его параметрам и характеристикам, что позволяет выбрать наиболее оптимальную схему. Различают следующие основные типы СВЧ полупроводниковых радиопередатчиков:

— радиопередатчик с прямым усилением сигнала (рис. 11.3,*а*). По схеме на рис. 11.3,*а* строятся, например, радиопередатчики систем радиосвязи;

— радиопередатчик с преобразованием частоты на входе (рис. 11.3,*б*). В отличие от предыдущего здесь на входе включается смеситель частоты, на который поступают два сигнала: от местного опорного автогенератора ($f_г$) и источника входного сигнала ($f_{вх}$). Сигнал с частотой преобразования $f_{вых}=f_г+f_{вх}$ усиливается с помощью усилителей мощности. По данной схеме строятся, в частности, радиопередатчики ретрансляционных станций,

в которых сигнал с частотой $f_{вх}$ поступает с выхода радиоприемного устройства;

— радиопередатчик с мощным автогенератором, колебания которого непосредственно поступают в антенно-фидерное устройство (рис. 11.3,*в*). Для получения требуемой мощности автогенератор может включать определенное число полупроводниковых приборов (см. § 10.7). При этом необходима стабилизация частоты автогенератора, осуществляемая или с помощью системы автоматической подстройки частоты (АПЧ) [7.15, 7.16], или путем синхронизации частоты внешним сигналом, или с помощью эталонной колебательной системы с высокой добротностью (см. § 7.4). Недостатком этого передатчика является размытый спектр излучаемого сигнала, т. е. большая кратковременная нестабильность частоты и фазы сигнала (см. § 7.1). Передатчик в основном используется при импульсном режиме работы;

— радиопередатчик с суммированием мощностей полупроводниковых усилителей (рис. 11.3,*г*). Он позволяет на один-два порядка увеличить выходную мощность по сравнению с максимальной мощностью одного полупроводникового прибора. Поскольку мощность последних ограничена, то подобный передатчик находит широкое применение. Он может работать как с одночастотным сигналом, так и с многочастотным, т. е. состоящим из большого числа несущих колебаний. В последнем случае число усилителей может устанавливаться равным числу несущих колебаний, а делитель и сумматор сигналов заменяются на мультиплексеры, осуществляющие разделение сигналов по частоте;

— радиопередатчик с ФАР (рис. 11.3,*д*) (см. § 10.6). Он является по существу разновидностью предыдущего типа передатчика. К каждому излучателю подводится сигнал от отдельного усилителя. Частоты и амплитуды всех сигналов равны, а начальные фазы различны. Управляя последними, осуществляют электронное сканирование лучом антенны. Применяя несколько тысяч или десятков тысяч излучателей, удается на три-четыре порядка повысить мощность СВЧ полупроводникового радиопередатчика и довести ее до нескольких киловатт в непрерывном и до 1 МВт в импульсном режимах работы.

Все передатчики, помимо СВЧ каскадов, показанных на рис. 11.3, включают также блоки питания, модулято-

ры (см., например, § 3.5), устройства автоматической стабилизации параметров, устройства измерения и контроля параметров и характеристик передатчика, устройства автоматической защиты полупроводниковых приборов. Антенно-фидерное устройство во всех типах передатчиков обычно состоит из трех последовательно включенных элементов: циркулятора, датчика КСВ и полосового фильтра или фильтра нижних частот (рис. 11.4). Циркулятор (см. § 3.7) позволяет подключать передатчик к тракту с любым значением КСВ. Датчик КСВ из двух направленных ответвителей — падающей и отраженной волн позволяет контролировать работу радиопередатчика и получать сигнал ошибки для устройств автоматического регулирования. Фильтр на выходе СВЧ тракта позволяет снизить побочные излучения до требуемого уровня.

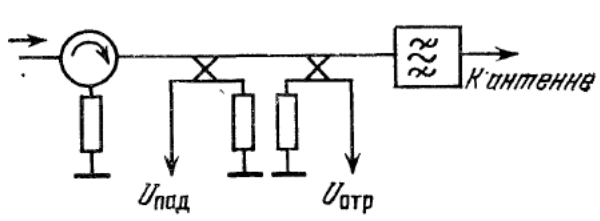


Рис. 11.4

**Составление структурной схемы.** Исходными данными являются: назначение радиопередатчика, условия его работы, выходная мощность $P_{вых}$, диапазон рабочих частот $f_2 \ldots f_1$, стабильность частоты, вид модуляции, характеристики модулирующего сигнала и другие параметры. Следует определить общий коэффициент усиления мощности СВЧ тракта $K_P$ [дБ]$=10\lg(P_{вых}/P_{вх})$ и требуемый коэффициент умножения по частоте $K_f=f_1/f_{1вх}$, где $P_{вх}$ и $f_{1вх}$ — мощность и верхняя частота входного сигнала. Исходя из значения $K_f$ следует выбрать число умножительных каскадов. Коэффициент умножения одного каскада устанавливается обычно не выше 5. Коэффициент усиления мощности всего СВЧ тракта радиопередатчика

$$K_P\,[\text{дБ}]=\sum_{i=1}^{n} K_{Pi}\,[\text{дБ}]+\sum_{j=1}^{m} K_{Pj}\,[\text{дБ}]-\sum_{r=1}^{p} b_r-b_a,$$

где $K_{Pi}$ — коэффициент усиления $i$-го усилителя мощности; $n$ — число усилительных каскадов; $K_{Pj}$ — коэффициент усиления $j$-го умножителя частоты; $m$ — число умножителей частоты; $b_r$ — затухание в $r$-м тракте, соединяющем отдельные каскады; $p$—число таких трактов; $b_a$— затухание антенно-фидерного тракта.

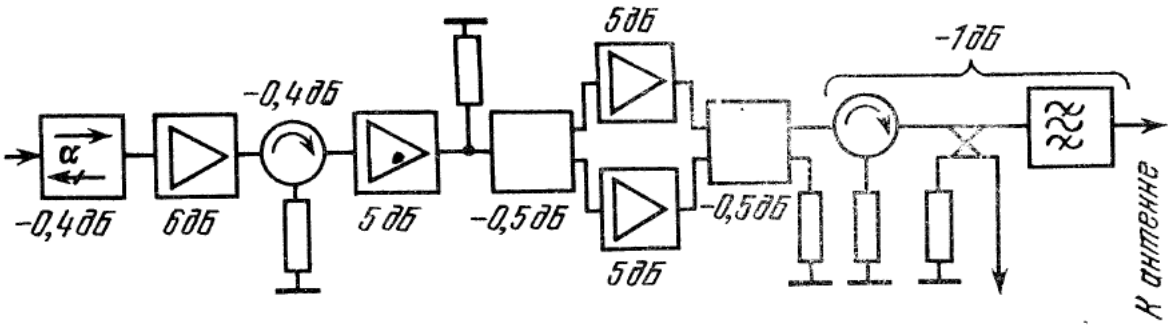



Рис. 11.5

Исходя из диапазона рабочих частот можно рассчитать значения $K_{Pj}$, $b_r$ и $b_a$, а затем найти требуемую сумму коэффициентов $K_{Pi}$. При известных ориентировочных значениях коэффициентов усиления полупроводниковых усилителей СВЧ легко найти общее число таких каскадов. Учитывая выходную мощность, диапазон частот и другие требования, выбирают одну из структурных схем, приведенных на рис. 11.3. Естественно, что при повышенной мощности останавливаются на схеме с суммированием мощностей сигналов. Далее с учетом рассчитанного числа усилительных и умножительных каскадов составляется подробная структурная схема. В соответствии с назначением каждого каскада, его мощности и частоты выбирается тип полупроводникового прибора — транзистора или диода (см. § 1.2). Пример структурной схемы СВЧ полупроводникового радиопередатчика с выходной мощностью 10 Вт приведен на рис. 11.5.

Следует отдельно остановиться на полосе пропускания полупроводникового радиопередатчика. Для любого типа радиопередающего устройства с учетом назначения обслуживаемой им радиосистемы выделяется определенный диапазон частот. В самом передатчике этот диапазон можно использовать двояким образом. В первом случае полосу пропускания передатчика, определяемую шириной спектра излучаемого сигнала, в соответствии со значением частоты несущей перемещают внутри заданного диапазона, одновременно перестраивая электрические цепи, входящие во все высокочастотные каскады. Такой передатчик называется диапазонным, перестраиваемым. Во втором случае полоса пропускания радиопередатчика равна выделенному диапазону частот. Электрические цепи высокочастотных каскадов в таком передатчике не перестраиваются. Здесь можно как перемещать несущую внутри полосы пропускания передатчика,

так и одновременно полностью использовать эту полосу при усилении широкополосных или многочастотных сигналов.

Как правило, передатчик первого типа обладает сравнительно узкой полосой, второго — широкой. Мощные полупроводниковые приборы работают при относительно малых значениях напряжения и больших значениях тока. Поэтому оптимальное сопротивление нагрузки для таких приборов обычно не превышает нескольких десятков ом. Это позволяет обеспечить относительно широкую полосу пропускания полупроводниковых усилителей мощности и отнести такие радиопередатчики к устройствам широкополосного типа, в которых перестройка электрических цепей СВЧ каскадов не производится. Это существенно упрощает конструкцию и повышает надежность работы всего радиопередающего устройства.

## 11.2. КОНСТРУКЦИЯ И ТЕПЛОВОЙ РЕЖИМ РАБОТЫ

Конструкция радиопередающего устройства во многом зависит от технологии изготовления отдельных каскадов и элементов, составляющих его схему. Было показано, что в большинстве случаев СВЧ полупроводниковые каскады выполняют по гибридно-интегральной технологии (см. § 9.2 и 9.5). При этом один или несколько каскадов объединяют в общий модуль, который и герметизируют. Аналогично реализуют и большинство устройств пассивного типа (см. гл. 3). Конструкция передатчика должна не только предусматривать объединение таких модулей, прочное их закрепление, хорошее заземление на достаточно большой поверхности, но и, что не менее важно, обеспечивать нормальный тепловой режим всех каскадов, в первую очередь включающих полупроводниковые приборы. Для решения этой задачи все модули располагают на теплоотводящем радиаторе, служа-

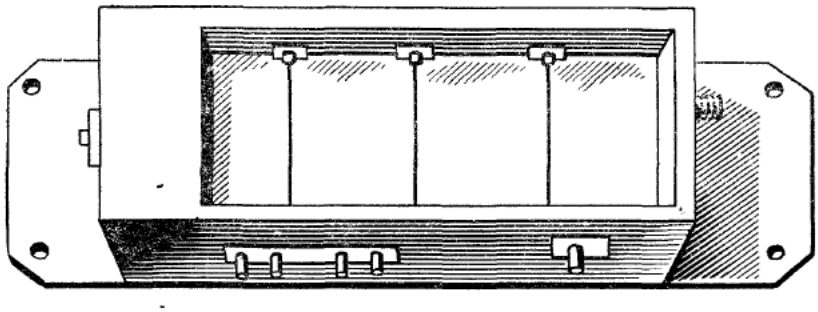


Рис. 11.6

щем основанием конструкции полупроводникового радиопередатчика (рис. 11.6). Такой модульный принцип конструирования СВЧ полупроводниковых радиопередатчиков с теплоотводящим радиатором является доминирующим.

Остановимся более подробно на проблеме теплового режима полупроводникового радиопередатчика. Температура $p-n$-перехода полупроводникового прибора определяется равенством

$$t_{\text{п}}=t_{\text{ср}}+\Delta t_{\text{пк}}+\Delta t_{\text{кр}}+\Delta t_{\text{рс}}, \qquad (11.1)$$

где $t_{\text{ср}}$ — температура среды, окружающей передатчик; $\Delta t_{\text{пк}}$, $\Delta t_{\text{кр}}$ и $\Delta t_{\text{рс}}$ — соответственно разность температур между переходом и корпусом полупроводникового прибора, корпусом и радиатором, радиатором и средой.

Разность температур поверхностей некоторого элемента, через который переносится тепловой поток мощностью $P$, определяется зависимостью

$$\Delta t=R_T P, \qquad (11.2)$$

где $R_T$ [°С/Вт] — тепловое сопротивление данного элемента.

Подставим (11.2) в (11.1):

$$t_{\text{п}}=t_{\text{ср}}+P(R_T+R_{T\text{к}}+R_{T\text{р}}), \qquad (11.3)$$

где $R_T$, $R_{T\text{к}}$, $R_{T\text{р}}$ — соответственно тепловые сопротивления полупроводникового прибора, контакта прибор — радиатор и собственно радиатора. Значение $R_T$ указывается в справочных данных на полупроводниковый прибор. Значение $R_{T\text{к}}$ зависит от площади и плотности прилегания корпуса полупроводникового прибора к поверхности радиатора, от чистоты обработки последнего. Для его снижения зазор между прибором и радиатором заполняют теплопроводящей пастой. Тепловое сопротивление радиатора определяется следующей функциональной зависимостью:

$$R_{T\text{р}}=\psi(V_{\text{р}};\ \Delta t_{\text{рс}};\ v;\ b_{\text{р}}), \qquad (11.4)$$

где $V_{\text{р}}$ — объем радиатора; $\Delta t_{\text{рс}}$ — разность температур между радиатором и средой; $v$ — скорость движения хладоагента, например воздуха вдоль ребер радиатора или жидкости внутри радиатора; $b_{\text{р}}$ — параметр, учитывающий особенности конструкции радиатора, например количество ребер и расстояние между ними.

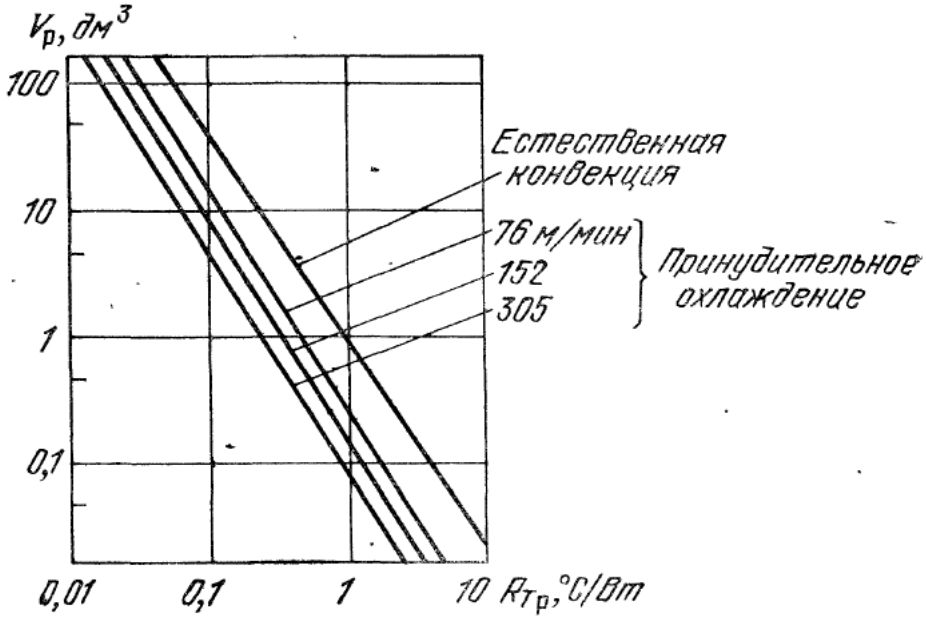



Рис. 11.7

Для нескольких полупроводниковых приборов с суммарной мощностью рассеяния $P_{общ}$, размещенных на одном радиаторе, формула (11.3) принимает вид

$$t_{пi}=t_{ср}+P_i(R_T+R_{Тк})+(P_{общ}R_{Тр}/K_{Тн}), \qquad (11.5)$$

где $K_{Тн}=0{,}7 \ldots 1$ — коэффициент, учитывающий неравномерный характер температуры радиатора; $P_i$ — мощность рассеяния $i$-го прибора. По аналогии с (11.5) найдем температуру корпуса полупроводникового прибора

$$t_{кi}=t_{ср}+P_iR_{Тк}+(P_{общ}R_{Тр}/K_{Тн}). \qquad (11.6)$$

Цель расчета теплового режима радиопередатчика, впрочем, как и других радиоэлектронных средств, состоит в том, чтобы температура всех элементов и узлов, входящих в данное устройство, не превышала допустимых значений. Для этого необходимо тепло, рассеиваемое внутри блока, отвести во внешнюю среду. Эту функцию выполняет теплоотводящий радиатор, на котором располагаются все модули, рассеивающие тепло. Источниками этого тепла являются транзисторы, диоды, балластные нагрузки и некоторые другие элементы.

Важно выбрать метод отвода тепла от радиатора во внешнюю среду: естественную конвекцию, принудительное воздушное или жидкостное охлаждение. Метод охлаждения влияет на объем радиатора, а следовательно, и на габаритные размеры всего полупроводникового радиопередатчика. В качестве примера на рис. 11.7 приве-

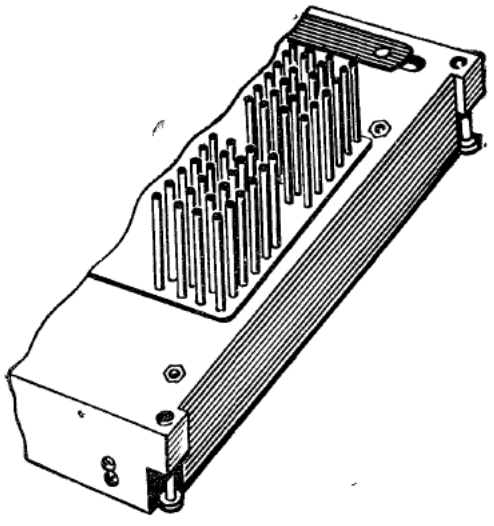


Рис. 11.8

дены зависимости объема радиатора $V_р$ от теплового сопротивления $R_{Tр}$ при естественной конвекции и принудительном охлаждении с разной скоростью движения хладоагента — воздуха [11.12]. Для всех случаев перегрев радиатора относительно внешней среды составляет $\Delta t_{рс}=50°C$. Габаритные размеры радиатора можно существенно уменьшить с помощью жидкостной системы охлаждения, применение которой становится особенно оправданным при мощности рассеяния более 500 ... ... 1000 Вт. Согласно [11.12] система жидкостного охлаждения позволяет до десяти раз уменьшить объем радиатора по сравнению с системой воздушного охлаждения. Обычно радиаторы отливают из алюминиевых сплавов, обладающих хорошей теплопроводностью и малой удельной массой. Пример такого радиатора игольчатого типа приведен на рис. 11.8. В зависимости от конструкции передатчика в нем применяется один или несколько радиаторов.

При расчете теплового режима передатчика определяют суммарную мощность, рассеиваемую всеми расположенными внутри него источниками тепла: транзисторами, диодами и т. д. Задаваясь температурой перегрева радиатора относительно внешней среды $\Delta t_{рс}=20...$ ... 30°С, находят требуемое тепловое сопротивление радиатора: $R_{Tр}=K_{Tп}\Delta t_{рс}/P_{общ}$. По графикам, подобно представленным на рис. 11.7, определяют объем радиатора в зависимости от значения $R_{Tр}$ и выбранной системы охлаждения. Далее по формуле (11.5) рассчитывают температуру переходов всех полупроводниковых приборов. Полученные значения должны быть ниже соответствующих предельно допустимых. В противном случае следует уменьшить $R_{Tр}$ и произвести перерасчет всего теплового режима радиопередатчика.

Особого внимания заслуживает охлаждение мощных полупроводниковых приборов с помощью тепловых трубок, принцип работы которых основан на испарении и конденсации жидкости. Тепловая трубка позволяет не-

посредственно отвести тепло от источника с повышенной мощностью во внешнее пространство и тем самым существенно облегчить условия охлаждения всего радиопередатчика.

## 11.3. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

В полупроводниковых радиопередатчиках широко используют разнообразные системы автоматического регулирования. С их помощью осуществляется автоматическое управление работой радиопередатчика и стабилизация его параметров и характеристик. По назначению системы автоматического регулирования, применяемые в СВЧ полупроводниковых радиопередатчиках, можно классифицировать следующим образом: системы автоматической подстройки частоты (АПЧ), используемые для управления и стабилизации частоты автогенератора; системы автоматической стабилизации выходной мощности; системы автоматической линеаризации характеристик; системы автоматической защиты полупроводниковых приборов. Системы АПЧ хорошо изучены и достаточно подробно рассмотрены, например, в [7.15. 7.16]. Поэтому остановимся на анализе только трех последних систем автоматического регулирования, специально используемых в СВЧ полупроводниковых радиопередатчиках.

**Система автоматической стабилизации выходной мощности.** Выходная мощность радиопередатчика может колебаться в силу различных причин, в том числе из-за изменения мощности входного сигнала, питающих напряжений, коэффициентов усиления отдельных каскадов, затухания пассивных СВЧ устройств. Эти изменения влияют на выходную мощность радиопередатчика и нарушают нормальный режим работы отдельных каскадов, особенно выходного усилителя мощности. Так, например, чрезмерное возрастание мощности входного сигнала может привести к столь большому увеличению тока, потребляемого мощными СВЧ полупроводниковыми приборами, что последние могут выйти из строя. С помощью автоматического управления мощностью входного сигнала или напряжения источника питания можно стабилизировать выходную мощность радиопередатчика и поддерживать неизменным режим работы мощных СВЧ каскадов.

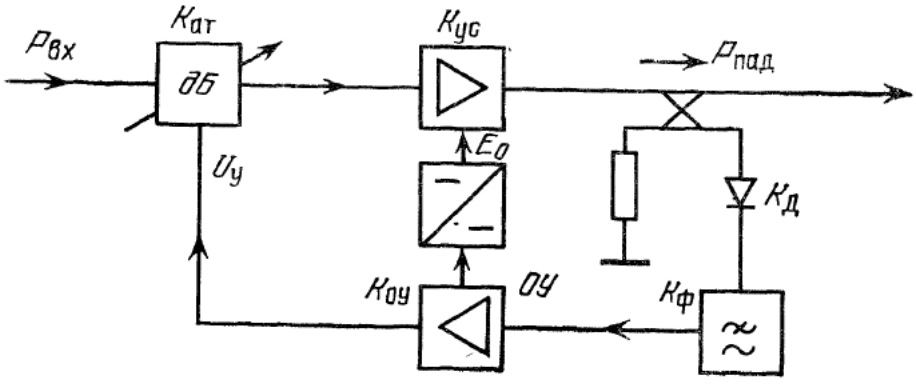



Рис. 11.9

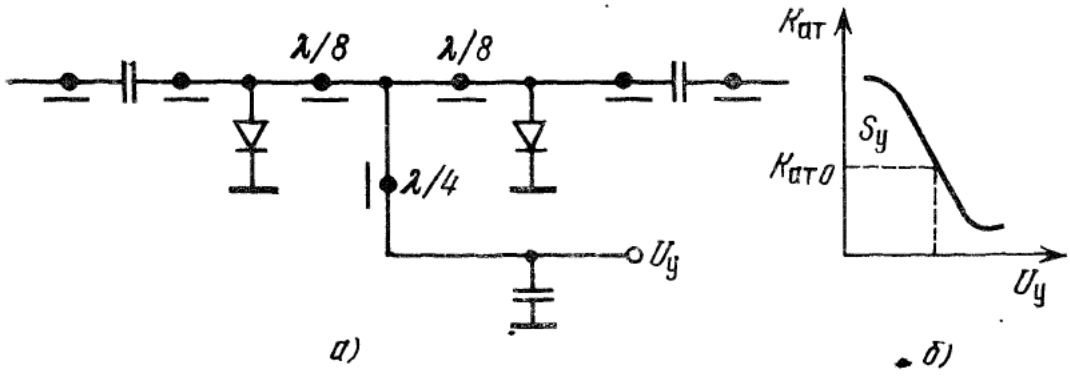



Рис. 11.10

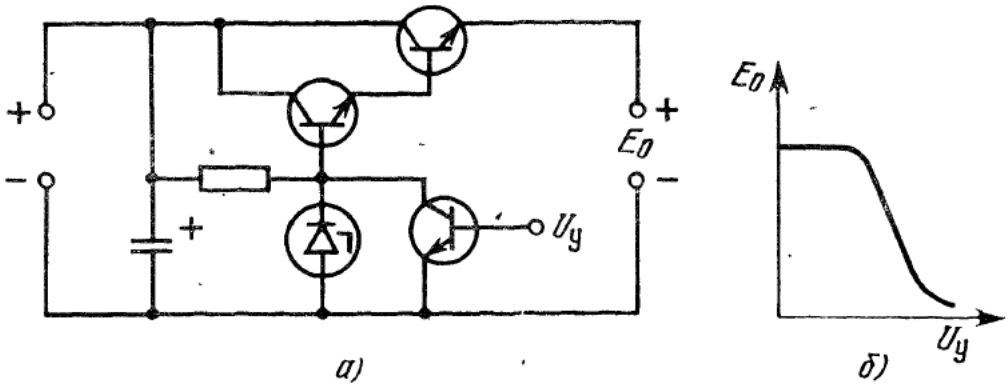



Рис. 11.11

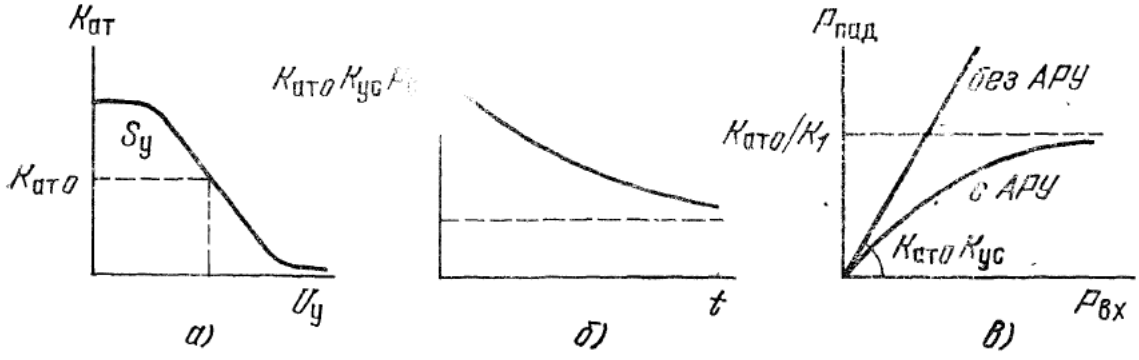



Рис. 11.12

Структурная схема такой системы приведена на рис. 11.9. В ней в качестве датчика сигнала ошибки используется направленный ответвитель, позволяющий измерить мощность падающей волны на выходе радиопередатчика. Усиленный с помощью операционного усилителя (ОУ) сигнал ошибки подается на электрически управляемый аттенюатор СВЧ сигнала (рис. 11.10,*а*) или в цепь управления источника питающего напряжения (рис. 11.11,*а*). Инерционные свойства системы в целом моделируются с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ). По своей структуре рассматриваемая система (рис. 11.9) относится к классу устройств автоматического регулирования усиления (АРУ). Проанализируем ее работу при использовании аттенюатора СВЧ сигнала (1-й вариант). Работа системы описывается следующей системой уравнений:

$$P_{\text{пад}}(t)=K_{\text{ат}}K_{\text{ус}}P_{\text{вх}}(t), \tag{11.7}$$

$$K_{\text{ат}}=K_{\text{ат }0}-S_{\text{у}}U_{\text{у}}(t), \tag{11.8}$$

$$U_{\text{у}}(t)=K_{\text{ОУ}}K_{\text{ф}}K_{\text{Д}}P_{\text{пад}}(t), \tag{11.9}$$

где $P_{\text{пад}}(t)$ — мощность выходной падающей волны; $P_{\text{вх}}(t)$ — мощность входного сигнала; $K_{\text{ус}}$ — коэффициент усиления по мощности СВЧ усилителей; $K_{\text{ат}}$ — коэффициент передачи по мощности аттенюатора; $K_{\text{ат }0}$ — среднее значение функции $K_{\text{ат}}(U_{\text{у}})$ (рис. 11.12,*а*); $S_{\text{у}}$ — крутизна линейного участка функции $K_{\text{ат}}(U_{\text{у}})$; $U_{\text{у}}(t)$ — управляющий сигнал (см. рис. 11.11,*б*); $K_{\text{ОУ}}$ — коэффициент усиления ОУ; $K_{\text{Д}}$ — коэффициент передачи датчика падающей волны с учетом коэффициента ослабления направленного ответвителя; $\mathbf{K}_{\text{ф}}$ — линейный оператор, описывающий действие ФНЧ и учитывающий инерционные свойства системы.

Совместно решая (11.7)—(11.9), получаем уравнение авторегулирования системы

$$P_{\text{пад}}(t)=[1+K_{\text{ус}}K_1\mathbf{K}_{\text{ф}}P_{\text{вх}}(t)]=K_{\text{ат }0}K_{\text{ус}}P_{\text{вх}}(t), \tag{11.10}$$

где $K_1=S_{\text{у}}K_{\text{ОУ}}K_{\text{Д}}$ — постоянный коэффициент.

Уравнение (11.10) является линейным с переменным параметром. Допустим, что амплитуда входного сигнала описывается единичной функцией $P_{\text{вх}}(t)=P_{\text{вх}}$ при $t\geqslant 0$ и $P_{\text{вх}}(t)=0$ при $t<0$. В этом случае решение урав-

нения (11.10) можно получить с помощью операционного метода:

$$P_{\text{пад}}(p) = K_{\text{ат }0} K_{\text{ус}} P_{\text{вх}} / [1 + K_{\text{ус}} K_1 \mathbf{K}_{\text{ф}}(p) P_{\text{вх}}]. \qquad (11.11)$$

Примем, что инерционные свойства разомкнутой системы описываются с помощью оператора вида $\mathbf{K}_{\text{ф}}(p) = 1/(1+Tp)$, где $T$ — постоянная времени ФНЧ. При этом (11.11) преобразуется к виду

$$P_{\text{пад}}(p) = K_{\text{ат }0} K_{\text{ус}} P_{\text{вх}} (1+Tp) / (1 + K_{\text{ус}} K_1 P_{\text{вх}} + Tp). \qquad (11.12)$$

Оригинал изображения (11.12) есть функция

$$P_{\text{пад}}(t) = K_{\text{ат }0} K_{\text{ус}} P_{\text{вх}} B (1 + A e^{-(1+A)t/T}), \qquad (11.13)$$

где $B = 1/(1+A)$; $A = K_{\text{ус}} K_1 P_{\text{вх}} = K_{\text{ус}} S_{\text{у}} K_{\text{оу}} K_{\text{д}} P_{\text{вх}}$ — постоянный параметр.

График функции (11.13), описывающей переходный процесс в системе, представлен на рис. 11.12,*б*. С помощью (11.13) можно определить время переходного процесса и установившееся значение функции $P_{\text{пад}}(t)$ при $t \to \infty$:

$$P_{\text{пад уст}} = K_{\text{ат }0} K_{\text{ус}} P_{\text{вх}} / (1 + K_{\text{ус}} K_1 P_{\text{вх}}). \qquad (11.14)$$

Функции (11.14) соответствует амплитудная характеристика усилителя на рис. 11.12,*в*. Там же изображена амплитудная характеристика усилителя без системы авторегулирования. С помощью функции (11.14) и графика рис. 11.12,*в* можно выбрать параметры системы, при которых мощность падающей волны не выходит за определенные пределы при изменении мощности входного сигнала и коэффициента усиления СВЧ тракта. Для слабой зависимости $P_{\text{пад}}$ от этих факторов согласно (11.14) следует иметь $K_{\text{ус}} K_1 P_{\text{вх}} \gg 1$. При этом

$$P_{\text{пад уст}} \approx K_{\text{ат0}} / K_1 = K_{\text{ат0}} / S_{\text{у}} K_{\text{оу}} K_{\text{д}}. \qquad (11.15)$$

Анализ 2-го варианта системы автоматической стабилизации мощности при использовании в качестве управляющего элемента источника питания с регулируемым напряжением $E_0$ (рис. 11.11) по существу не отличается от рассмотренного случая. Здесь только требуется знать зависимость $K_{\text{ус}} = \psi(E_0(U_{\text{у}}))$ (рис. 11.11,*б*), что позволит получить выражения, аналогичные (11.13) и (11.14).

**Системы автоматической защиты полупроводниковых приборов.** Мощные полупроводниковые приборы весьма

чувствительны к нарушению нормального эксплуатационного режима работы. Даже весьма кратковременное повышение напряжения, прикладываемого к $p$—$n$-переходу, тока через переход или мощности рассеяния выше предельно допустимых норм может приводить к необратимым процессам в полупроводниковом приборе и выходу его из строя. Можно назвать по меньшей мере четыре причины внезапного отказа полупроводниковых приборов. Первая связана с потерей устойчивости, приводящей к самовозбуждению полупроводникового усилителя, обычно сопровождающемуся резким возрастанием амплитуды автоколебаний, вследствие чего возможен пробой $p$—$n$-перехода. Проблема устойчивости транзисторного усилителя мощности рассмотрена в [8.1—8.4]. Оптимальное согласование полупроводникового прибора с источником возбуждения и нагрузкой является необходимым условием его устойчивой работы. Включая в тракт усиления СВЧ сигнала ферритовые однонаправленные устройства (рис. 11.13), удается в значительной степени решить данную проблему.

Вторая причина отказа полупроводниковых приборов связана с импульсными перенапряжениями в цепях питания, как и в первом случае приводящими к пробою $p$—$n$-переходов. Полупроводниковые стабилизаторы напряжения в цепях питания практически устраняют отрицательные последствия данного явления.

Третья причина отказа полупроводниковых приборов, входящих в выходной каскад радиопередатчика, определяется несогласованностью с антенно-фидерным трактом. Увеличение КСВ антенно-фидерного тракта выше определенного предела приводит к росту мощности, рассеиваемой прибором, и приложенного к нему напряжения. Поэтому в антенно-фидерном устройстве полупроводникового СВЧ радиопередатчика необходим ферри-

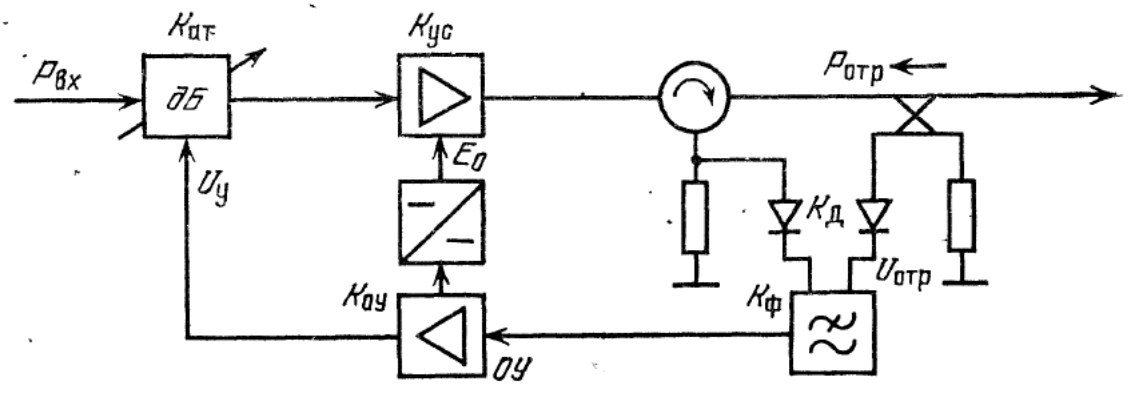



Рис. 11.13

товый циркулятор (см. рис. 11.13). Мощность отраженного сигнала поступает в балластную нагрузку. Для экономии массы радиопередатчика допустимую мощность рассеяния балластной нагрузки $P_{\text{рас б}}$ выбирают меньше выходной мощности радиопередатчика ($P_{\text{вых}}$), поскольку аварийная ситуация, связанная с полным отражением сигнала, случается сравнительно редко. Для устранения этого разрыва между значениями $P_{\text{рас б}}$ и $P_{\text{вых}}$ можно применить систему автоматического регулирования, в которой сигнал ошибки определяется мощностью отраженного сигнала $P_{\text{отр}}=|\Gamma_{\text{н}}|^2 P_{\text{вых пад}}$. При $P_{\text{отр}}>P_{\text{рас б}}$ система должна срабатывать и уменьшать $P_{\text{вых}}$. Для примера такая система автоматического регулирования по отраженному сигналу приведена на рис. 11.13. Сигнал ошибки в ней можно получить с помощью датчика отраженной волны или непосредственно снять с балластной нагрузки. В качестве управляющего устройства можно использовать электрически управляемый аттенюатор или источник питающего напряжения. По существу схема на рис. 11.13 отличается от схемы автоматической стабилизации мощности передатчика (рис. 11.9) только способом получения сигнала ошибки. В схеме на рис. 11.9 этот сигнал зависит от мощности падающей волны, в схеме на рис. 11.13 — от мощности отраженной волны. Поэтому анализ схем совпадает. Необходимо только в выражениях (11.11)—(11.14), определяющих работу системы, произвести следующую подстановку: $P_{\text{пад}}=P_{\text{отр}}/|\Gamma_{\text{н}}|^2$, где $|\Gamma_{\text{н}}|$ — модуль коэффициента отражения антенно-фидерного тракта.

Четвертая причина отказа полупроводниковых приборов в радиопередатчике обусловлена чрезмерным возрастанием мощности входного сигнала. Это приводит к увеличению потребляемого тока и мощности рассеяния всеми полупроводниковыми приборами, из-за чего они могут выйти из строя. Наиболее радикальным методом борьбы с этим явлением является применение системы автоматической стабилизации выходной мощности (рис. 11.9). Системы автоматического регулирования, реагирующие на изменения мощностей падающей и отраженной волн в антенно-фидерном устройстве можно использовать совместно. Пример структурной схемы такой объединенной системы показан на рис. 11.14.

**Системы автоматической линеаризации характеристик радиопередатчика.** Процессы, протекающие в мощных по-

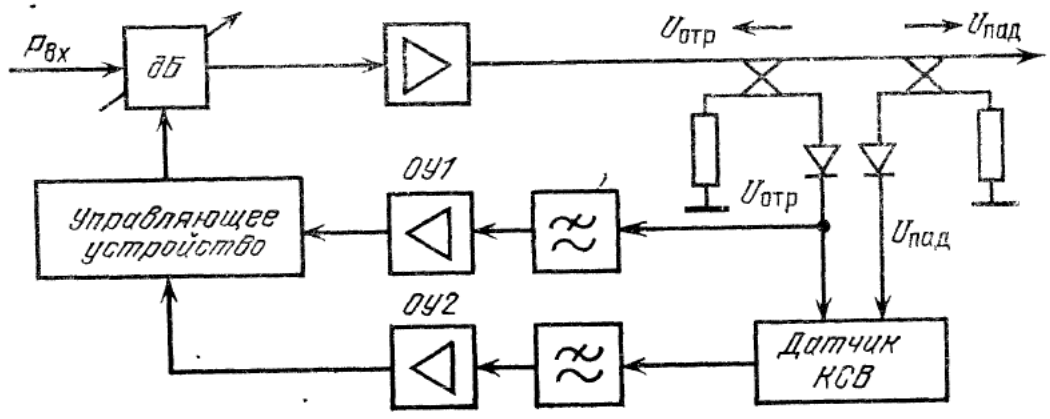



Рис. 11.14

лупроводниковых приборах, относятся к существенно нелинейным. Поэтому и характеристики СВЧ устройств на мощных полупроводниковых приборах нелинейны, что приводит к нелинейным искажениям усиливаемого сигнала. Например, в § 8.8 было показано, что нелинейность амплитудной и фазоамплитудной характеристик транзисторного усилителя мощности при многочастотном входном сигнале приводит к такому нелинейному эффекту, как появление комбинационных составляющих в спектре выходного сигнала. Амплитуда этих комбинационных составляющих бывает достаточно велика и уменьшить ее прямыми методами, т. е. за счет режима полупроводникового прибора, не удается. Рассмотрим, каким образом, используя системы автоматического регулирования, можно линеаризовать характеристики и тем самым существенно уменьшить нелинейные искажения сложного сигнала в полупроводниковых усилителях мощности.

Структурная схема системы линеаризации амплитудной характеристики усилителя приведена на рис. 11.15. В ней сравниваются огибающие входного и выходного сигналов, выделенные с помощью двух направленных

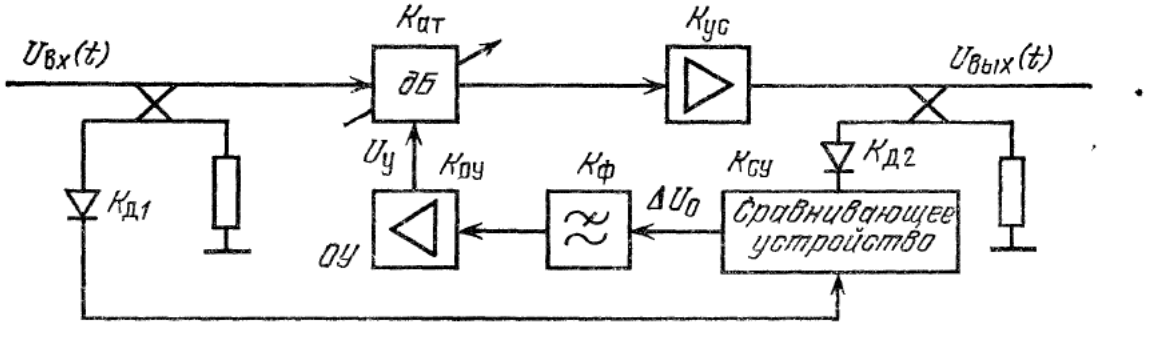



Рис. 11.15

ответвителей. Усиленный с помощью ОУ сигнал ошибки подается на электрически управляемый аттенюатор, одна из возможных схем которого показана на рис. 11.10. Инерционные свойства системы моделируются с помощью ФНЧ. Работа системы описывается следующей системой уравнений:

$$U_{\text{вых}}(t) = K_{\text{ат}} K_{\text{ус}} U_{\text{вх}}(t), \tag{11.16}$$

$$K_{\text{ат}} = K_{\text{ат0}} - S_{\text{у}} U_{\text{у}}(t), \tag{11.17}$$

$$U_{\text{у}}(t) = K_{\text{ОУ}} K_{\text{ф}} \Delta U_0(t), \tag{11.18}$$

$$\Delta U_0(t) = K_{\text{СУ}} [K_{\text{Д2}} U_{\text{вых}}(t) - K_{\text{Д1}} U_{\text{вх}}(t)], \tag{11.19}$$

где $\Delta U_0(t)$ и $U_{\text{у}}(t)$ — амплитуды сигналов на выходе сравнивающего устройства и на входе управляющего элемента (см. рис. 11.15); $K_{\text{СУ}}$ — коэффициент передачи сравнивающего устройства; $K_{\text{Д1}}$ и $K_{\text{Д2}}$ — коэффициенты передачи датчиков амплитуды сигнала на входе и выходе усилителя. Зависимость $K_{\text{ат}}(U_{\text{у}})$, описывающая работу СВЧ аттенюатора, построена на рис. 11.12,*а*. Совместно решая (11.16)—(11.19), получаем

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{K_{\text{ат0}} K_{\text{ус}} + B K_{\text{ус}} K_{\text{Д1}} K_{\text{ф}} U_{\text{вх}}(t)}{1 + B K_{\text{ус}} K_{\text{Д2}} K_{\text{ф}} U_{\text{вх}}(t)} U_{\text{вх}}(t), \tag{11.20}$$

где $B = S_{\text{у}} K_{\text{ОУ}} K_{\text{СУ}}$ — постоянный параметр.

Без цепи обратной связи

$$U_{\text{вых}}(t) = K_{\text{ат 0}} K_{\text{ус}}(U_{\text{вх}}) U_{\text{вх}}(t). \tag{11.21}$$

Возможный график этой нелинейной зависимости приведен на рис. 11.16,*а*. В уравнение (11.20), описывающее работу системы с цепью обратной связи, входит нелинейный член $K_{\text{ус}}(U_{\text{вх}})$. Необходимо подобрать та-

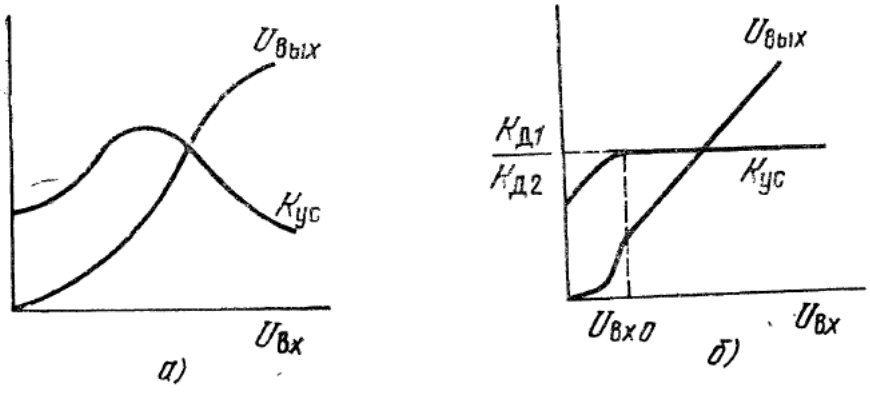



Рис. 11.16

кие значения других, постоянных параметров, входящих в (11.20), чтобы свести на нет его влияние. Тогда можно получить близкую к линейной зависимость между $U_{\text{вых}}(t)$ и $U_{\text{вх}}(t)$, т. е. осуществить линеаризацию амплитудной характеристики усилителя. Согласно (11.20) поставленную задачу можно решить, если выполнить условия

$$|BK_{\text{Д1}}\mathbf{K}_{\text{ф}}U_{\text{вх min}}| \gg K_{\text{ат0}}, \quad |BK_{\text{ус}}K_{\text{Д2}}\mathbf{K}_{\text{ф}}U_{\text{вх min}}| \gg 1, \qquad (11.22)$$

где $U_{\text{вх min}}$ — минимальное значение амплитуды входного сигнала.

Пусть условия (11.22) выполняются при $U_{\text{вх min}} \geqslant U_{\text{вх 0}}$. Тогда (11.20) примет вид

$$U_{\text{вых}}(t) = (K_{\text{Д1}}/K_{\text{Д2}})\,U_{\text{вх}}(t). \qquad (11.23)$$

График функции (11.23) при соблюдении условий (11.22) построен на рис. 11.16,*б*. Для обеспечения устойчивости и отсутствия «перерегулирования» в системе рекомендуется устанавливать отношение $(K_{\text{Д1}}/K_{\text{Д2}}) = K_{\text{ат 0}}K_{\text{ус ср}}$, где $K_{\text{ус ср}}$ — некоторое среднее значение функции $K_{\text{ус}}(U_{\text{вх}})$. Полоса пропускания ФНЧ выбирается несколько большей верхней частоты спектра огибающей сигнала. В этом случае можно считать $\mathbf{K}_{\text{ф}} \approx 1$ и записать условия (11.22) в виде

$$BU_{\text{вх min}} \gg 1 \text{ или } S_{\text{у}}K_{\text{ОУ}}K_{\text{СУ}}U_{\text{вх min}} \gg 1.$$

Структурная схема линеаризации фазоамплитудной характеристики усилителя приведена на рис. 11.17. Фазовый дискриминатор ФД сравнивает фазы выходного и входного сигналов (рис. 11.18,*а*). После усиления с по-

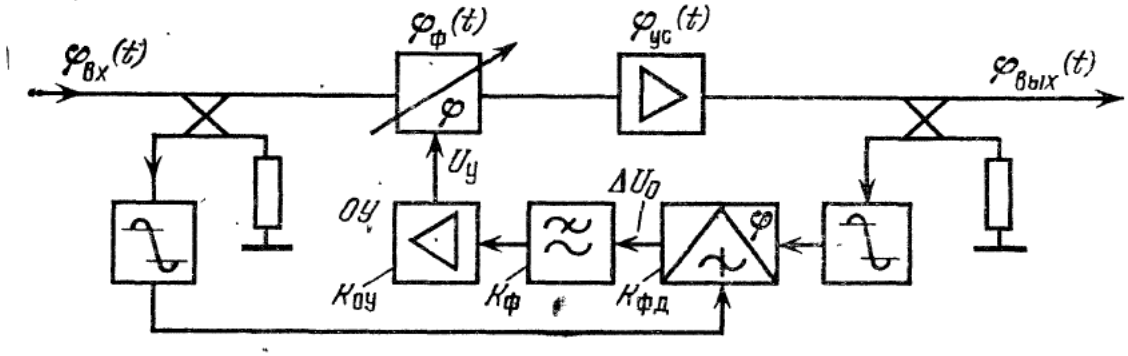



**Рис. 11.17**

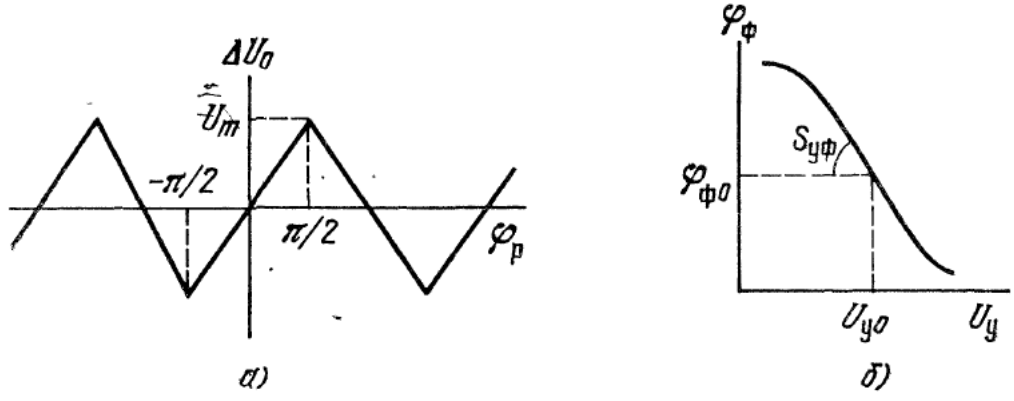



Рис. 11.18

мощью ОУ сигнал ошибки подается на электрически управляемый фазовращатель (см. § 3.5), характеристика которого приведена на рис. 11.18,*б*. Согласно рис. 11.18,*а* изменение разности фаз $\Delta\varphi=\varphi_{\text{вых}}-\varphi_{\text{вх}}$ в процессе регулирования не должно выходить за пределы $\pm 90°$. Работа системы описывается следующей системой уравнений:

$$\varphi_{\text{вых}}(t)=\varphi_{\text{ф}}(t)+\varphi_{\text{ус}}(t), \tag{11.24}$$

$$\varphi_{\text{ф}}(t)=\varphi_{\text{ф0}}-S_{\text{уф}}U_{\text{у}}(t), \tag{11.25}$$

$$U_{\text{у}}(t)=K_{\text{ОУ}}\mathbf{K}_{\text{ф}}\Delta U_{0}(t), \tag{11.26}$$

$$\Delta U_{0}(t)=K_{\text{фд}}[\varphi_{\text{вых}}(t)-\varphi_{\text{вх}}(t)], \tag{11.27}$$

где $\varphi_{\text{вых}}(t)$ и $\varphi_{\text{вх}}(t)$ — фазы сигнала на выходе и входе усилителя ($|\varphi_{\text{вых}}(t)-\varphi_{\text{вх}}(t)|\leqslant 90°$); $\varphi_{\text{ф}}(t)$ и $\varphi_{\text{ус}}(t)$ — фазовые сдвиги сигналов в фазовращателе и усилителе; $\varphi_{\text{ф}0}$ — начальный фазовый сдвиг в фазовращателе (рис. 11.18,*б*); $S_{\text{уф}}$ — крутизна линейного участка характеристики фазовращателя (рис. 11.18,*б*); $K_{\text{фд}}=2U_m/\pi$ — крутизна характеристики фазового дискриминатора (рис. 11.18,*а*).

Остальные параметры совпадают с параметрами схемы на рис. 11.15. Совместно решая (11.24)—(11.27), получаем общее уравнение системы

$$\varphi_{\text{вых}}(t)=\frac{\varphi_{\text{ф0}}}{1+D\mathbf{K}_{\text{ф}}}+\frac{D\mathbf{K}_{\text{ф}}}{1+D\mathbf{K}_{\text{ф}}}\varphi_{\text{вх}}(t)+\frac{1}{1+D\mathbf{K}_{\text{ф}}}\varphi_{\text{ус}}(t), \tag{11.28}$$

где $D=S_{\text{уф}}K_{\text{ОУ}}K_{\text{фд}}$ — постоянный коэффициент.

Уравнение (11.28) является линейным, поэтому в нем линейный оператор $\mathbf{K}_\Phi$ можно заменить на передаточную функцию $K_\Phi(p)$, получаемую на основе преобразования Карсона — Хэвисайда [2.7]. При этом уравнение (11.28) в операционной форме примет вид

$$\varphi_{\text{вых}}(p)=\frac{\varphi_{\Phi 0}}{1+DK_\Phi(p)}+\frac{DK_\Phi(p)}{1+DK_\Phi(p)}\varphi_{\text{вх}}(p)+$$

$$+\frac{1}{1+DK_\Phi(p)}\varphi_{\text{ус}}(p). \qquad (11.29)$$

При ФНЧ, представленном в виде $RC$-фильтра, $K_\Phi(p)=1/(1+Tp)$, где $T$ — постоянная времени фильтра, уравнение (11.29) преобразуется к виду

$$\varphi_{\text{вых}}(p)=\frac{(1+Tp)\,\varphi_{\Phi 0}}{1+D+Tp}+\frac{D}{1+D+Tp}\varphi_{\text{вх}}(p)+$$

$$+\frac{1+Tp}{1+D+Tp}\varphi_{\text{ус}}(p). \qquad (11.30)$$

Если $\varphi_{\text{вх}}(t)$ и $\varphi_{\text{ус}}(t)$ — единичные функции времени ($\varphi_{\text{вх}}(t)=\varphi_{\text{вх}\,0}$ и $\varphi_{\text{ус}}(t)=\varphi_{\text{ус}\,0}$ при $t>0$), то в установившемся режиме работы

$$\varphi_{\text{вых уст}}=\varphi_{\Phi\,0}/(1+D)+D\varphi_{\text{вх}\,0}/(1+D)+$$

$$+\varphi_{\text{ус}\,0}/(1+D). \qquad (11.31)$$

При $D\gg 1$ согласно (11.31) $\varphi_{\text{вых уст}}\approx\varphi_{\text{вх}\,0}$, т. е. фаза выходного сигнала определяется только фазой входного и не зависит от усилителя. Поскольку (11.30) — линейное уравнение, то в нем оператор $p$ можно формально заменить на $j\Omega$. При этом спектр выходного сигнала

$$\varphi_{\text{вых}}(j\Omega)=\frac{(1+jT\Omega)\,\varphi_{\Phi 0}}{1+D+jT\Omega}+\frac{D\varphi_{\text{вх}}(j\Omega)}{1+D+jT\Omega}+\frac{(1+jT\Omega)\,\varphi_{\text{ус}}(j\Omega)}{1+D+jT\Omega}. \qquad (11.32)$$

С помощью (11.32) найдем фазочастотные характеристики замкнутой системы по отношению к изменению фазы входного сигнала и изменению фазы сигнала в фазовращателе и усилителе:

$$|K_1(j\Omega)|=D/\sqrt{(1+D)^2+T^2\Omega^2}, \qquad (11.33)$$

$$|K_2(j\Omega)|=\sqrt{(1+T^2\Omega^2)/[(1+D)^2+T^2\Omega^2]}. \qquad (11.34)$$

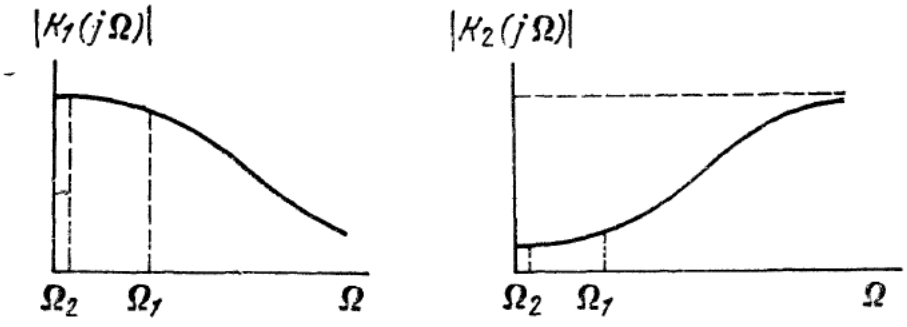



Рис. 11.19

Графики этих функций представлены на рис. 11.19. Чтобы фаза сигнала на выходе системы $\varphi_{вых}(t)$ повторяла закон изменения фазы входного сигнала $\varphi_{вх}(t)$, следует иметь $|K_1(j\Omega)| \approx 1$ при $\Omega_2 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_1$, где $\Omega_2$ и $\Omega_1$ — нижняя и верхняя частоты спектра фазы. Чтобы фаза $\varphi_{вых}(t)$ не реагировала на изменение фазы сигнала из-за усилителя, следует иметь $|K_2(j\Omega)| \ll 1$ при $\Omega_2 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_1$. Согласно (11.33), (11.34) и рис. 11.19 оба требования выполняются при соблюдении условия

$$1 + D \gg T\Omega_1 \text{ или } S_{уф} K_{оу} K_{фд} \gg T\Omega_1. \qquad (11.35)$$

Таким образом, с помощью рассмотренной системы автоматического регулирования (рис. 11.17) можно существенно ослабить влияние фазоамплитудной характеристики усилителя на значение фазы выходного сигнала. Можно объединить системы линеаризации амплитудной характеристики усилителя (рис. 11.15) и компенсации эффекта зависимости фазы от амплитуды сигнала (рис. 11.17). При этом, по всей видимости, можно существенно улучшить линейные свойства СВЧ усилительного тракта радиопередатчика.

## 11.4. СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ ЧЕРЕЗ ИСКУССТВЕННЫЕ СПУТНИКИ ЗЕМЛИ

**Предъявляемые требования.** В последние годы широкое распространение получили системы радиосвязи в СВЧ диапазоне с ретранслятором, устанавливаемым на искусственном спутнике Земли (ИСЗ). К аппаратуре, применяемой в этих радиосистемах, предъявляются повышенные требования по долговечности и надежности,

а также стойкости к механическим и климатическим воздействиям. Аппаратура, устанавливаемая на ИСЗ, должна иметь высокий КПД, малые массу и габаритные размеры. Поскольку полупроводниковые радиопередатчики наилучшим образом отвечают этим требованиям, то их все чаще применяют в системах космической радиосвязи. Например, долговечность полупроводниковых радиопередатчиков составляет десятки тысяч часов, что вполне согласуется с временем существования ИСЗ на орбите. Системы радиосвязи через ИСЗ осуществляют передачу или обмен информацией между наземными станциями и подвижными объектами, а также служат для дистанционного сбора данных с поверхности и атмосферы Земли. С помощью систем дальней космической радиосвязи через ИСЗ происходит трансляция программ телевидения, многоканальная телефонная, телеграфная и фототелеграфная связь между наземными станциями; непрерывная связь с морскими судами и самолетами, удаленными от центрального узла связи на десятки тысяч километров.

Система космической радиосвязи через ИСЗ состоит из следующих основных частей: одного или нескольких центральных узлов связи; определенного числа периферийных станций, находящихся на Земле или подвижных объектах (самолетах, морских судах и т. д.), и станций — ретрансляторов, располагаемых на одном или нескольких ИСЗ. Пример такой глобальной системы связи с морскими судами приведен на рис. 1.1 и кратко рассмотрен в § 1.1. Остановимся на наиболее важных параметрах полупроводниковых радиопередатчиков, входящих в системы радиосвязи через ИСЗ.

Спутниковые системы радиосвязи работают в СВЧ диапазоне, причем основное число действующих систем — в диапазоне 1 ... 15 ГГц. Известно [11.9], что при частоте выше 10 ГГц поглощение радиоволн в тропосфере существенно возрастает, а это, естественно, приводит к увеличению потерь в линии радиосвязи ИСЗ — Земля. Однако поскольку с повышением частоты удается сконцентрировать энергию передаваемого сигнала в более узком луче и тем самым скомпенсировать возрастающие потери в тропосфере, то перспективные системы спутниковой радиосвязи смогут работать в диапазоне частот вплоть до 100 ГГц и выше.

Для различных систем спутниковой радиосвязи со-

гласно решениям Международного Совета электросвязи (МСЭ) выделены определенные полосы частот [11.11], в частности, для систем дальней радиосвязи по линии ИСЗ — Земля выделены полосы 3,4 ... 4,2, 7,25 ... 7,75; 11,7 ... 12,5; 17,7 ... 21,2; 40 ... 41 ГГц; по линии Земля — ИСЗ — полосы 5,725 ...6,425; 7,9 ... 8,4; 14 .. 14,5; 27,5 ... 31; 50 ... 51 ГГц. Для систем непосредственного телевизионного вещания по линии ИСЗ — Земля выделены полосы 620 ... 790 МГц, 11,7 ... 12,5, 41 ... ... 43 ГГц; для систем радиосвязи с морскими судами по линии корабль — ИСЗ — полосы 1636,5 ... 1645 МГц; по линии ИСЗ — корабль — полосы 1535 ... 1543,5 МГц. Для систем радиосвязи с самолетами гражданского флота по линии самолет — ИСЗ — полосы 1645 ... ... 1660 МГц; по линии ИСЗ — самолет — полосы 1542,5 ... 1543,5 МГц.

Мощность радиопередатчика спутникового ретранслятора определяется в результате расчета радиолинии ИСЗ — Земля по одной из следующих формул:

$$P_{\text{ИСЗ}} = 4\pi R^2 P_{\text{прм}} B_{\text{ИСЗ}} B_{\text{трп}} / K_{Pa\text{ИСЗ}} S_{\text{прм}}, \qquad (11.36)$$

$$P_{\text{ИСЗ}} = R^2 \lambda^2 P_{\text{прм}} B_{\text{ИСЗ}} B_{\text{трп}} / S_{\text{ИСЗ}} S_{\text{прм}}, \qquad (11.37)$$

$$P_{\text{ИСЗ}} = (4\pi)^2 R^2 P_{\text{прм}} B_{\text{ИСЗ}} B_{\text{трп}} / \lambda^2 K_{Pa\text{ИСЗ}} K_{Pa\ \text{прм}}, \qquad (11.38)$$

где $R$ — расстояние между ИСЗ и наземной станцией; $\lambda$ — длина волны; $S_{\text{ИСЗ}}$, $S_{\text{прм}}$ — эффективные площади антенны ИСЗ и приемной наземной антенны; $K_{Pa\text{ИСЗ}} = 4\pi S_{\text{ИСЗ}} / \lambda^2$, $K_{Pa\ \text{прм}} = 4\pi S_{\text{прм}} / \lambda^2$ — коэффициенты усиления антенны ИСЗ и наземной антенны по отношению к изотропному излучателю; $B_{\text{ИСЗ}}$ — затухание сигнала в антенно-фидерном тракте спутникового радиопередатчика; $B_{\text{трп}}$ — дополнительные потери в радиолинии за счет поглощения в тропосфере, поляризации и других факторов; $P_{\text{прм}} = kT_0 \Delta f N_{\text{сш}} (T_{\text{ш л}} + T_{\text{ш прм}}) / T_0$ — требуемая мощность сигнала на входе приемника наземной станции; $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц — спектральная мощность шума при стандартной температуре $T_0 = 300$ К; $\Delta f$ — полоса пропускания тракта промежуточной частоты радиоприемника; $N_{\text{сш}}$ — требуемое отношение сигнал—шум на входе детектора радиоприемника; $T_{\text{ш л}}$ — эквивалентная температура шума линии связи; $T_{\text{ш прм}}$ — эквивалентная температура шума приемника, пересчитанная к выходу антенны.

Для примера рассчитаем линию радиосвязи ИСЗ — Земля при следующих исходных данных: $R = 36000$ км; $f = 3$ ГГц ($\lambda = 10$ см); $S_{ИСЗ} = 0{,}2$ м$^2$; $S_{прм} = 10$ м$^2$; $B_{ИСЗ} = 3$ дБ; $B_{трп} = 3$ дБ; $\Delta f = 25$ МГц; $T_{ш\,л} + T_{ш\,прм} = 600$ К; $N_{сш} = 3$. Подставив эти значения в формулу (11.37), найдем требуемую выходную мощность передатчика спутникового ретранслятора: $P_{ИСЗ} = 15{,}55$ Вт $\approx 16$ Вт.

Максимальная мощность передатчика спутникового ретранслятора ограничена несколькими факторами: максимальной мощностью первичных источников питания ИСЗ; возможность отвода рассеиваемого тепла за пределы спутника; снижением долговечности и надежности электронных приборов при повышении их мощности; ограниченными размерами и массой самого спутника. Кроме того, согласно рекомендациям Международного консультативного комитета по радио (МККР) ограничена плотность потока мощности, создаваемая излучениями спутника на поверхности Земли, которая не должна превышать —152 дБ·Вт/м$^2$ в полосе 4 кГц [11,9], что связано с проблемой электромагнитной совместимости наземных и космических средств связи. Это требование также ограничивает выходную мощность передатчика, устанавливаемого на ИСЗ.

Оценим максимальную выходную мощность спутникового радиопередатчика исходя из мощности первичного источника питания. Мощность солнечных батарей с развернутыми панелями, используемых на ИСЗ, обычно не превышает 1,5 ... 2 кВт [11.8]. Считая, что две трети этой мощности потребляется передатчиком, КПД которого равен 25 ... 30%, получим максимальную мощность выходного сигнала $P_{вых} = 300 \ldots 400$ Вт. Мощность первичного источника питания можно существенно повысить, применив на спутнике ядерный реактор, но это, однако, создает много сложных проблем по охране окружающей среды от радиации и вряд ли является перспективным. В большинстве систем выходная мощность спутниковых радиопередатчиков составляет не более нескольких десятков ватт и только в отдельных случаях, например в системах непосредственного телевизионного вещания [11.7, 11.8] или связи с самолетами, достигает нескольких сотен ватт.

**Спутниковый радиопередатчик системы дальней космической радиосвязи с наземными станциями через ИСЗ.** Функциональная схема спутникового радиопередатчика во многом определяется принципами, лежащими в осно-

ве построения системы связи через ИСЗ. Через одну наземную станцию системы связи через ИСЗ может передаваться большое число телефонных, телеграфных или каких-либо других сообщений, объединяемых в один общий многоканальный сигнал. Методы образования группового спектра такого многоканального сообщения те же, что и в радиорелейных линиях связи. Совокупность каналов передачи одной наземной станции образует ствол связи, характеризуемый определенными значениями несущей частоты и ширины спектра излучения, зависящей от полосы частот многоканального сообщения и метода модуляции. Один ствол можно использовать и для передачи только одного сообщения, например, телевизионного или телефонного. Сигналы всех стволов связи, входящих в данную систему, проходят через общий ретранслятор, установленный на ИСЗ, и переизлучаются на других частотах в сторону Земли.

Возможна различная организация доступа стволов связи к спутниковому ретранслятору, т. е. различные методы многостанционного доступа в системе связи через ИСЗ. Основными из них являются:

— доступ с разнесением стволов по частоте, при котором за каждой наземной станцией (стволом) закрепляется определенная полоса частот и все станции могут работать непрерывно и одновременно. Между стволами предусматриваются защитные частотные интервалы;

— доступ с разнесением стволов по времени, при котором осуществляется поочередная работа стволов во времени при одном значении частоты несущей. Здесь возможен синхронный режим работы, при котором каждая наземная станция передает сообщение в строго фиксированные моменты времени, когда все остальные станции не излучают сигналы;

— доступ с пространственным разнесением стволов, при котором используется многолучевая антенна на ИСЗ. Лучи антенны разнесены в пространстве, за каждым из них закрепляется определенный ствол связи.

Возможны также комбинированные методы многостанционного доступа, например, с частотным разделением по линии Земля — ИСЗ и временным по линии ИСЗ — Земля [11.6]. В последнем случае принятые спутниковым ретранслятором сигналы уплотняются, разносятся во времени, объединяются в общий групповой сигнал и на одной несущей излучаются в сторону на-

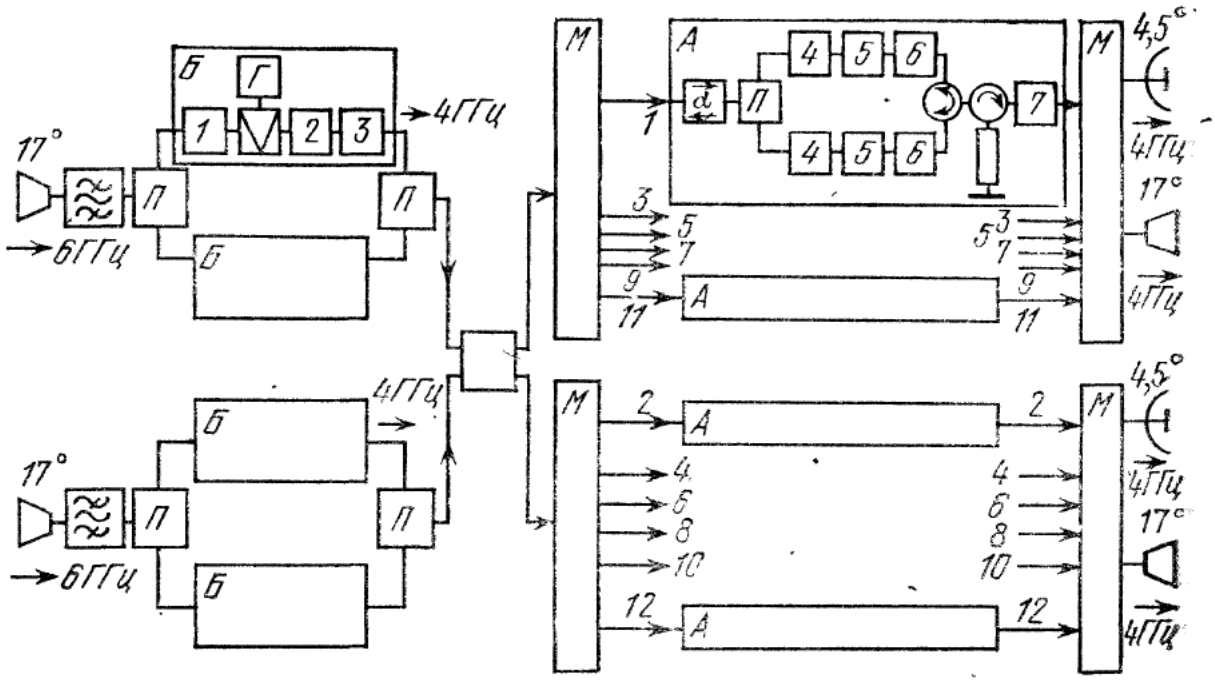



Рис. 11.20

земных станций, каждая из которых выбирает адресованное ей сообщение.

В зависимости от метода многостанционного доступа претерпевают изменения и структурные схемы спутниковых радиопередатчиков. При многостанционном доступе с разнесением по частоте и сравнительно небольшом числе наземных станций (в пределах 25) для уменьшения перекрестных помех между стволами за каждым из них закрепляется собственный радиопередатчик на ИСЗ. Для примера рассмотрим ретранслятор ИСЗ «Intelsat-IV» [11.5] (рис. 11.20, где обозначены: *А* — передатчик, *Б* — приемник, *М* — мульплексер, *П* — переключатель, *1* — туннельный усилитель на 6 ГГц, *2* — туннельный усилитель на 4 ГГц, *3* — предварительный усилитель на 4 ГГц, *4* — корректор фазы, *5* — ограничитель, *6* — усилитель мощности, *7* — направленный ответвитель). Ретранслятор предназначен для одновременной работы 12 стволов. Разнесение по частоте между двумя ближайшими стволами составляет 40 МГц. Каждый ствол имеет полосу пропускания 36 МГц и используется для передачи или 900 телефонных сигналов, или одной программы цветного телевидения, или данных со скоростью 50 мБит/с. Для расширения защитных частотных интервалов четные и нечетные стволы, которые чередуются, объединяются в две группы (рис. 11.21). В приемной части ретранслятора сигналы всех стволов

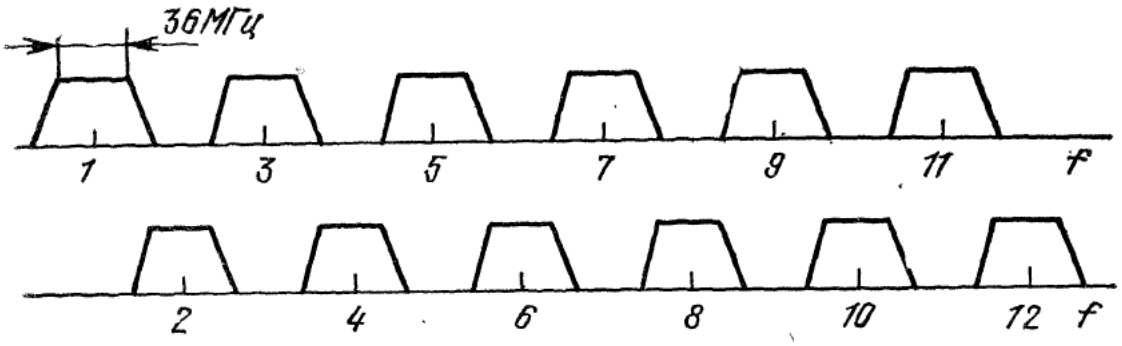



Рис. 11.21

одновременно усиливаются, затем разделяются с помощью мультиплексера и усиливаются в отдельных передатчиках, общее число которых равно числу стволов.

В ретрансляторе предусмотрено четырехкратное резервирование приемника и двухкратное резервирование каждого передатчика. Последний включает корректор фазы *4*, с помощью которого добиваются линейности фазочастотной характеристики, т. е. постоянства времени задержки сигнала, а также ограничитель амплитуды *5* и усилитель мощности *6*.

Центральная частота приемника близка к 6 ГГц, передатчика 4 ГГц. Мощность каждого передатчика составляет обычно 6 ... 12 Вт. В настоящее время в спутниковых ретрансляторах для получения такой мощности на частоте 4 ГГц используются ЛБВ. Однако последние достижения в области полупроводниковой электроники позволяют построить такой радиопередатчик на мощных СВЧ транзисторах. Структурная схема усилителя мощности *6* может в этом случае соответствовать, например, рис. 11.5. После усиления сигналы стволов объединяются с помощью мультиплексера, одновременно выполняющего роль полосового фильтра, и подводятся к антеннам. В состав ретранслятора входят шесть антенн: две приемные с шириной диаграммы направленности 17° и четыре передающие с шириной диаграммы направленности 17 и 4,5°. С их помощью можно обслуживать различные районы Земли.

При большом числе наземных станций или станций, расположенных на подвижных объектах (кораблях, самолетах и т. д.), и закреплением за каждой из них одного или нескольких каналов связи становится невозможным построение спутникового ретранслятора по принципу «ствол — передатчик». Здесь один общий спутниковый радиопередатчик должен использоваться для усиле-

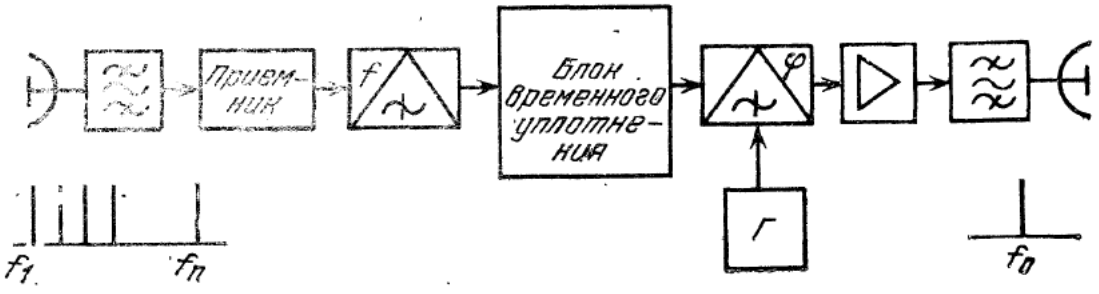



Рис. 11.22

ния всех сигналов, принятых от наземных станций. При многостанционном доступе с частотным разделением стволов (каждый ствол содержит один или несколько каналов связи) имеет место взаимная модуляция, которая вызывает взаимные помехи между каналами. Здесь необходимо строго выравнивать мощность сигналов на входе ретранслятора, приходящих от различных станций, чтобы исключить подавление слабого сигнала сильным, и расставлять каналы внутри выделенной полосы неравномерно по частоте. Например, в рассмотренном передатчике системы «Intelsat-IV» при передаче многоканального сообщения на одной несущей число телефонных каналов равно 900. Если через тот же ствол передать 24 несущих, то общее число телефонных каналов снизится до 336 (по 14 на каждую несущую) [11.5].

Методы многостанционного доступа с временным разнесением стволов свободны от указанных недостатков. При данных методах полностью используется мощность передатчика бортового ретранслятора, снижаются межканальные помехи, и не надо выравнивать мощности сигналов наземных станций на входе ретранслятора. Пример структурной схемы бортового радиопередатчика при обработке сигнала на борту, фазовой модуляции и временном методе уплотнения приведен на рис. 11.22 [11.2]. В качестве фазового модулятора могут использоваться фазовращатели отражательного типа, рассмотренные в § 3.5. Таким образом, в зависимости от используемого метода многостанционного доступа, количества наземных и подвижных станций и других факторов возможны три типа передатчиков спутниковых ретрансляторов: каждому стволу соответствует собственный радиопередатчик (рис. 11.20); сигналы всех стволов, разнесенные по частоте, усиливаются в одном, общем радиопередатчике; сигналы всех стволов проходят обработку, временное уплотнение и модулируют несущую одного общего радиопередатчика (рис. 11.22).

В первых двух случаях передатчик состоит по существу только из усилителя мощности и цепей коррекции и контроля сигнала. В третьем случае радиопередатчик включает кроме усилителя мощности возбудитель и модулятор. Поскольку мощность всех трех типов передатчиков невелика и обычно не превышает нескольких десятков ватт, то их можно выполнять на полупроводниковых приборах.

Заметим, что второй тип радиопередатчика помимо обычных параметров характеризуется выходной мощностью в многочастотном режиме работы. Остановимся более подробно на вопросе искажений, вносимых радиопередатчиком в передаваемый сигнал.

В передатчике первого типа (рис. 11.20) взаимные искажения между сигналами, усиливаемыми в различных стволах, практически можно свести на нет. Во избежание взаимного влияния стволов здесь применяют фильтры с требуемыми характеристиками и тщательно экранируют все СВЧ тракты. В подобном ретрансляторе следует учитывать искажения, вносимые в передаваемые сообщения, которые объединены в общем стволе связи. При передаче через такой ствол многоканальных телефонных сообщений шумы, возникающие в телефонном канале из-за сигналов других каналов, называются переходными помехами. Они делятся на внятные и невнятные [11.10]. Их появление обусловлено нелинейностью тракта, по которому распространяется многоканальный сигнал, в том числе и тракта передатчика.

При частотном уплотнении и частотной модуляции многоканального телефонного сообщения уровень переходных помех из-за высокочастотного тракта передатчика определяется в основном нелинейностью фазочастотной характеристики (см. рис. 11.2,*г*) и преобразованием частотной модуляции в амплитудную из-за неравномерности амплитудно-частотной характеристики (см. рис. 11.2,*б*). Возникающая при этом паразитная амплитудная модуляция сигнала переходит в фазовую в соответствии с фазоамплитудной характеристикой СВЧ усилителя (см. рис. 11.2,*в*). Здесь расчет переходных шумов полностью совпадает с их расчетом в радиорелейных линиях связи с частотным уплотнением и частотной модуляцией. Для уменьшения переходных шумов в тракт передатчика включают корректор фазоча-

стотной характеристики и ограничитель амплитуды колебаний (рис. 11.20).

В передатчике второго типа, в котором осуществляется усиление многочастотного сигнала, искажения, вносимые в отдельные каналы связи, обусловлены главным образом явлением взаимной модуляции. Комбинационные составляющие, возникающие из-за данного явления (см. § 8.8), определяются нелинейностью амплитудной и фазоамплитудной характеристик радиопередатчика (рис. 11.2,*а*, *в*). Методика расчета переходных шумов при многочастотном сигнале рассмотрена в [11.9]. Действенным методом борьбы с нелинейными искажениями многочастотного сигнала является применение специальной системы автоматической линеаризации тракта радиопередатчика, рассмотренная в § 11.3 (см. рис. 11.15 и 11.17).

В передатчике третьего типа, в котором используются демодуляция, временное уплотнение каналов и повторная модуляция, искажения, вносимые в телефонный канал, можно рассчитать по методике, принятой для аналогичного типа радиорелейных систем связи. Отметим только, что в передатчиках третьего типа можно получить наименьший уровень нелинейных искажений передаваемого сообщения.

Мощность передатчиков первого и третьего типов полностью используется для передачи полезной информации. Эти передатчики могут работать в высокоэффективном режиме насыщения, и их амплитудная характеристика не влияет на уровень вносимых нелинейных искажений в усиливаемый сигнал. Иная картина имеет место в передатчиках второго типа. Здесь часть мощности из-за многочастотного характера усиливаемого сигнала расходуется на комбинационные, мешающие нормальной передаче, составляющие сигнала (см. рис. 8.39). Для снижения уровня последних желательно использовать только линейный участок амплитудной характеристики, т. е. снижать мощность передатчика относительно максимального уровня, характерного для режима насыщения (см. рис. 11.2,*а*). Таким образом, передатчик второго типа недостаточно эффективно используется по мощности. Поэтому метод многостанционного доступа с частотным разделением стволов при общем ретрансляционном передатчике, несмотря на более простое исполнение аппаратуры ретранслятора, про-

игрывает перед другими методами по энергетическим показателям.

**Радиопередатчики систем непосредственного телевизионного вещания.** Спутниковые системы связи позволяют обслуживать большое число потребителей при сравнительно простом и дешевом наземном приемном оборудовании. С этой точки зрения перспективным является развитие систем непосредственного телевизионного вещания (СНТВ), обеспечивающих прием через спутник программ телевидения на антенны индивидуального и коллективного пользования.

Спутники, входящие в данную систему, выводятся на геостационарную, т. е. круговую экваториальную, орбиту с высотой полета 35 700 км, что обеспечивает их «зависание» над Землей. СНТВ предназначены для обслуживания определенных территорий, и поэтому антенны, устанавливаемые на ИСЗ, имеют узкую диаграмму направленности, обычно шириной не более нескольких градусов, и большой коэффициент усиления.

Одна из основных технических проблем реализации СНТВ состоит в создании спутниковых радиопередатчиков достаточно большой мощности. Приведем в этой связи некоторые параметры гипотетической СНТВ, рассчитанной на индивидуальный прием программ цветного телевидения [11.7]: центральная частота около 12 ГГц, полоса видеосигнала до 5,5 МГц, модуляция частотная, пиковая девиация частоты видеосигнала 12 МГц; частота поднесущей звукового сопровождения 6 МГц; пиковая девиация поднесущей $\pm 5$ кГц, ширина полосы радиосигнала 24 МГц; ширина диаграммы направленности передающей антенны ИСЗ 1°, ее коэффициент усиления 44 дБ, выходная мощность передатчика 700 Вт, мощность первичного источника питания 2 кВт.

Пока созданы только СНТВ с коллективным приемом программ, в которых, немного усложнив приемную часть (главным образом антенну), удалось снизить выходную мощность радиопередатчика. Так, например, в разработанной в СССР системе «Экран» [11.8], работающей в диапазоне 702 ... 726 МГц, мощность спутникового радиопередатчика на прямопролетном клистроне составляет 200 Вт при мощности солнечных батарей 2 кВт. Более перспективным для СНТВ является использование диапазона частот 12 ... 14 ГГц. Приведенные значения мощности радиопередатчиков СНТВ показывают,

что их можно проектировать на полупроводниковых приборах.

**Радиопередатчик спутниковой системы связи с подвижными объектами.** Данные системы связи через ИСЗ относятся к числу систем многостанционного доступа. Они позволяют через спутниковый ретранслятор поддерживать надежную круглосуточную связь наземного центра с большим количеством подвижных объектов — кораблями и самолетами. Принципы построения спутникового радиопередатчика в такой системе уже обсуждались. Поэтому рассмотрим только устройство радиопередатчика, устанавливаемого на подвижном объекте, на примере системы связи «Marisat», обслуживающей через ИСЗ корабли морского флота (см. рис. 1.1) [1.1]. Связь в этой системе по линии ИСЗ — корабль осуществляется в диапазоне частот 1535...1543,5 МГц; по линии корабль — ИСЗ в диапазоне 1636,5 ... 1645 МГц; по линии ИСЗ — береговая станция — на частотах 4 и 6 ГГц. Основные параметры корабельного радиопередатчика: диапазон частот 1636,5 ... 1645 ГГц; количество каналов 339 через 25 кГц; выходная мощность 50 Вт, ширина диаграммы антенны 10°, ее коэффициент усиления 24 дБ.

Структурная схема корабельной связной радиостанции изображена на рис. 11.23; выходного мощного блока радиопередатчика, размещаемого в непосредственной близости от антенны, — на рис. 11.24. Сигнал радиопередатчика формируют, смешивая сигналы синтезатора и усилителя, в котором осуществляется модуляция. Выходной усилитель радиопередатчика построен по схеме

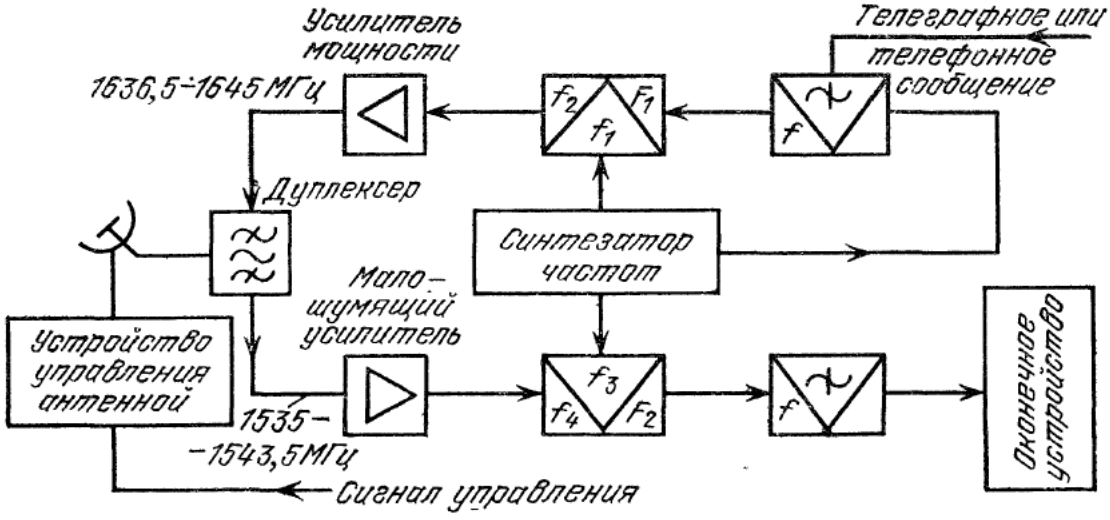



Рис. 11.23

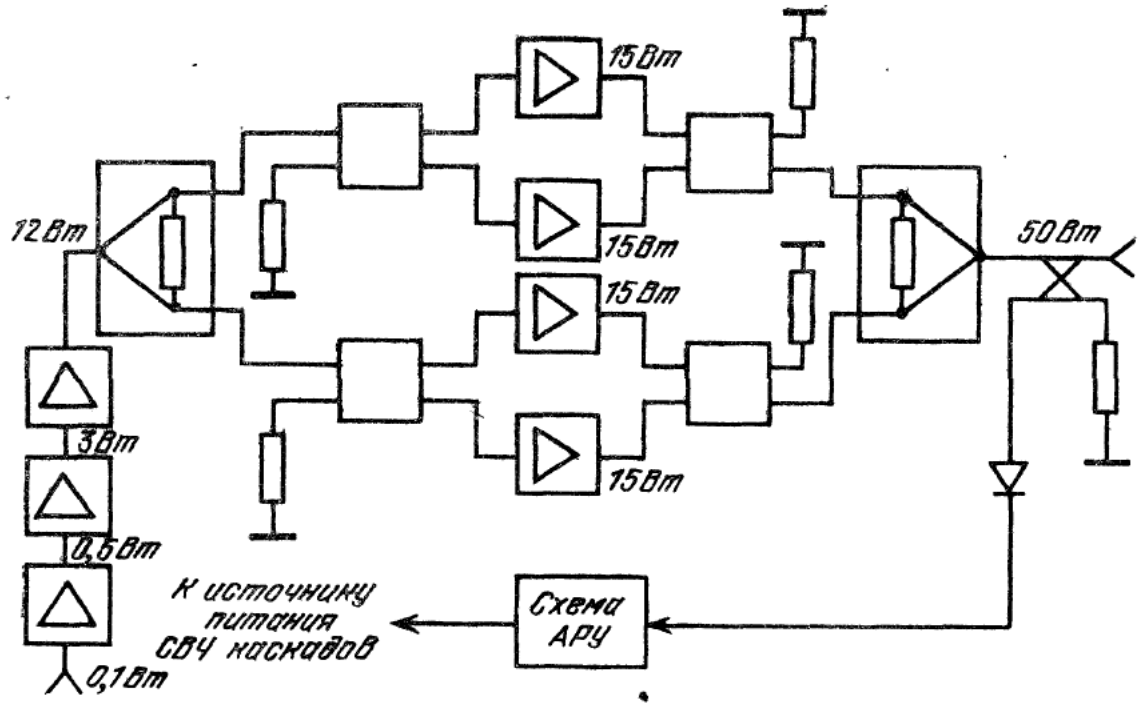



Рис. 11.24

суммирования мощностей сигналов с помощью мостовых устройств. Сложение и деление сигналов четырех усилителей мощностью по 15 Вт осуществляется с помощью четырех квадратурных и двух синфазных мостовых устройств. Мощные каскады выполнены на СВЧ транзисторах серии MSC82000, параметры которых приведены в табл. 8.2. В передатчике имеется устройство автоматической регулировки усиления и защиты транзисторов при превышении КСВ антенно-фидерного тракта определенной нормы (см. § 11.3).

В заключение назовем некоторые тенденции развития систем радиосвязи через ИСЗ, непосредственно влияющие на разработку радиопередатчиков спутниковых ретрансляторов:

— освоение новых диапазонов частот: 14/12 и 18/24 ГГц и затем 20/30 и 40/50 ГГц. В спутниковых полупроводниковых радиопередатчиках новых систем смогут найти применение ЛПД, диоды Ганна и СВЧ полевые транзисторы;

— использование на борту ИСЗ фазированных и многолучевых антенн, позволяющих осуществить пространственное разделение стволов связи. Мощность сигнала, подводимого к излучателям таких антенн, невелика, что способствует реализации радиопередатчиков на полупроводниковых приборах;

— развитие систем многостанционного доступа с обработкой сигнала на борту. При этом существенно снижаются требования, предъявляемые к радиопередатчикам в части нелинейных искажений усиливаемого сигнала;

— развитие систем непосредственного телевизионного вещания индивидуального и коллективного пользования, что потребует разработки спутниковых радиопередатчиков с повышенной мощностью.

## 11.5. СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

Помимо систем космической радиосвязи СВЧ полупроводниковые радиопередатчики применяют также в системах радионавигации, телеметрии, управления, передачи данных и т. д. Особого внимания заслуживает использование их в радиолокационных станциях (РЛС). Последние условно можно разбить на две группы: с малым радиусом действия, имеющие выходную мощность не более нескольких ватт, и с большим радиусом действия, имеющие выходную импульсную мощность до нескольких мегаватт. Рассмотрим использование в них полупроводниковых приборов. Для примера обратимся к полупроводниковому радиопередатчику с частотой 9 ГГц и выходной мощностью 2 Вт (рис. 11.25) [3.7], который может работать в составе РЛС непрерывного или импульсного типа. Передатчик может использоваться как самостоятельно, так и в качестве функционально-

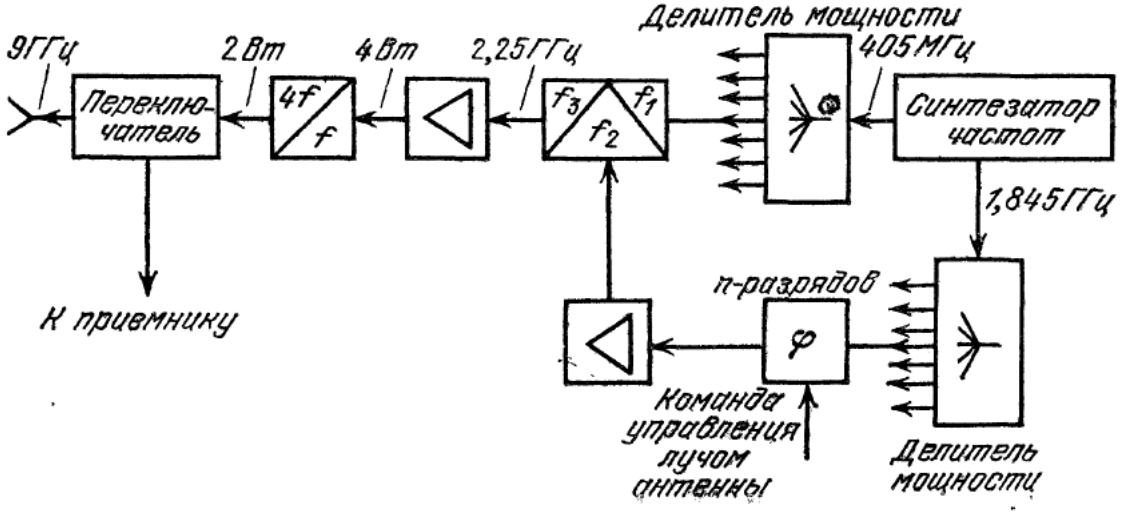



Рис. 11.25

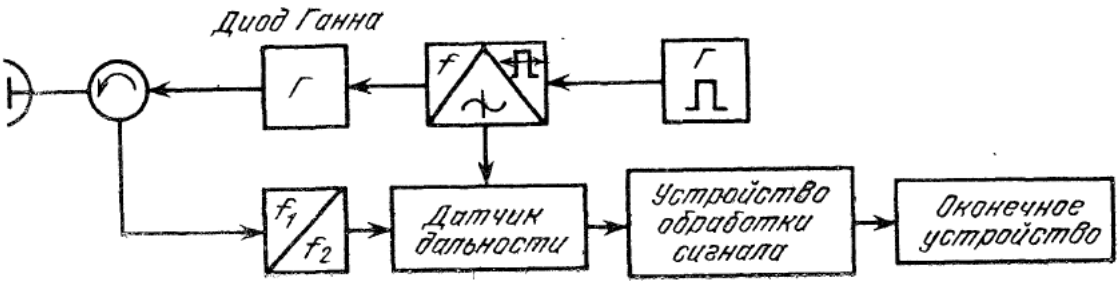



Рис. 11.26

го блока РЛС с ФАР. В последнем случае число таких блоков равняется числу излучателей. Входной сигнал формируется в результате смещения двух сигналов с частотой 405 и 1845 МГц, поступающих с высокостабильного синтезатора. Далее многокаскадный транзисторный усилитель осуществляет усиление сигнала до 4 Вт и умножение частоты в четыре раза с помощью диода с выходной мощностью 2 Вт.

Другой радиопередатчик РЛС с малым радиусом действия (рис. 11.26) [11.13] имеет частоту сигнала 22,125 ГГц, мощность 20 мВт. В качестве генератора СВЧ сигнала используется диод Ганна.

К передатчикам РЛС по своему устройству близки передатчики импульсных радиовысотомеров (рис. 11.27), в которых с помощью 13-разрядного кода Баркера осуществляются импульсная модуляция сигнала и внутриимпульсная фазовая манипуляция. В их выходном каскаде можно использовать мощные импульсные ЛПД или диоды Ганна.

Число излучателей в ФАР может достигать нескольких тысяч, что позволяет при мощности усилителя в несколько сотен ватт получить суммарную выходную мощность РЛС до 1 МВт. Так, например, согласно [11.14] наземная РЛС с ФАР, работающая в диапазоне часто-

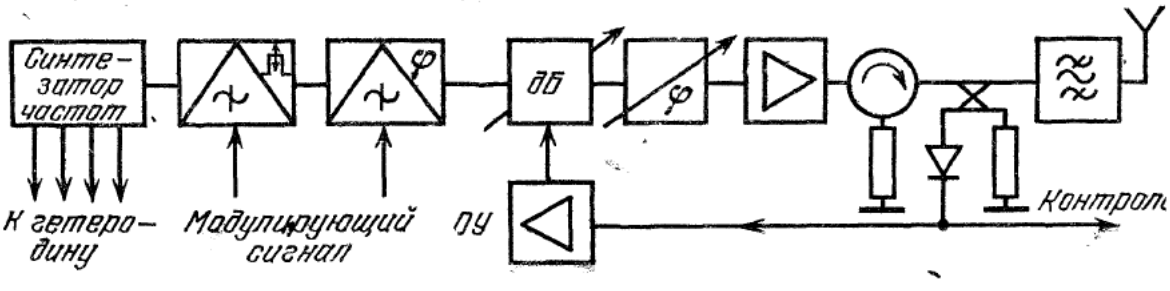



Рис. 11.27

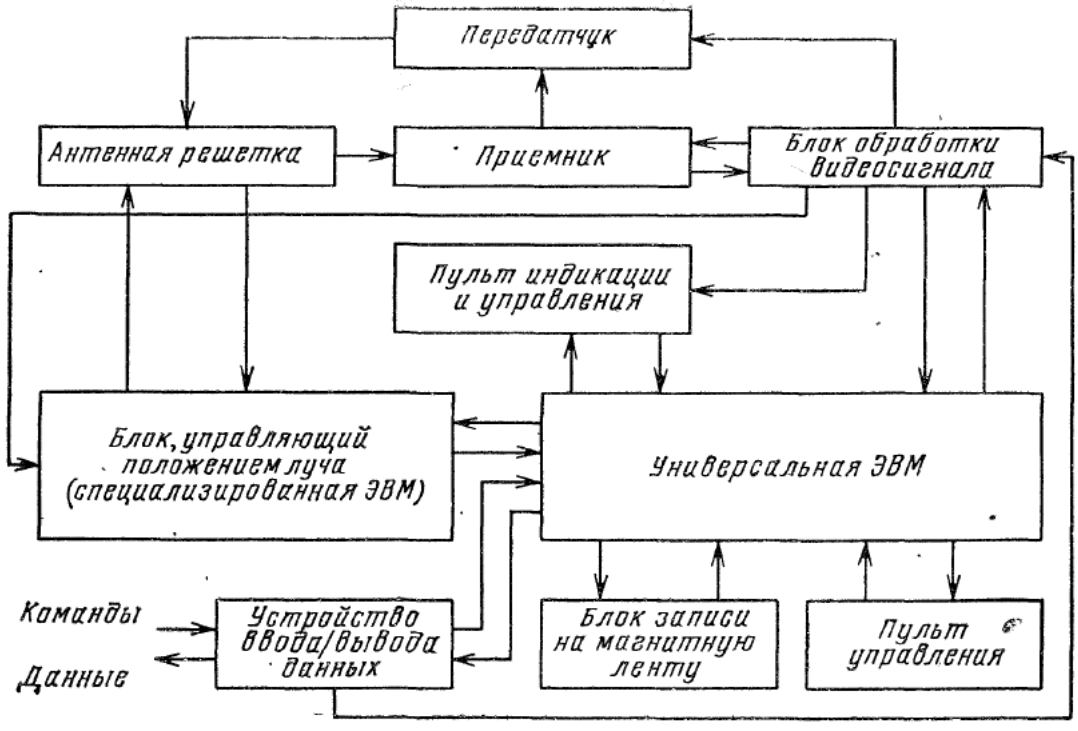



Рис. 11.28

420 ... 450 МГц, имеет 1792 излучателя и соответственно столько же выходных приемопередающих модулей, обеспечивающих суммарную выходную импульсную мощность 0,6 МВт. Общая структурная схема РЛС с ФАР приведена на рис. 11.28, передатчика — на рис. 11.29. В выходном каскаде передающего модуля используются четыре мощных транзистора, обеспечивающих выходную мощность в пределах 284...440 Вт при КПД, равном 30%, и длительности импульса 0,25... ...16 мкс. Модули располагаются вблизи своих излучателей, что существенно снижает потери в соединяющих их фидерных линиях. Для управления лучом антенны

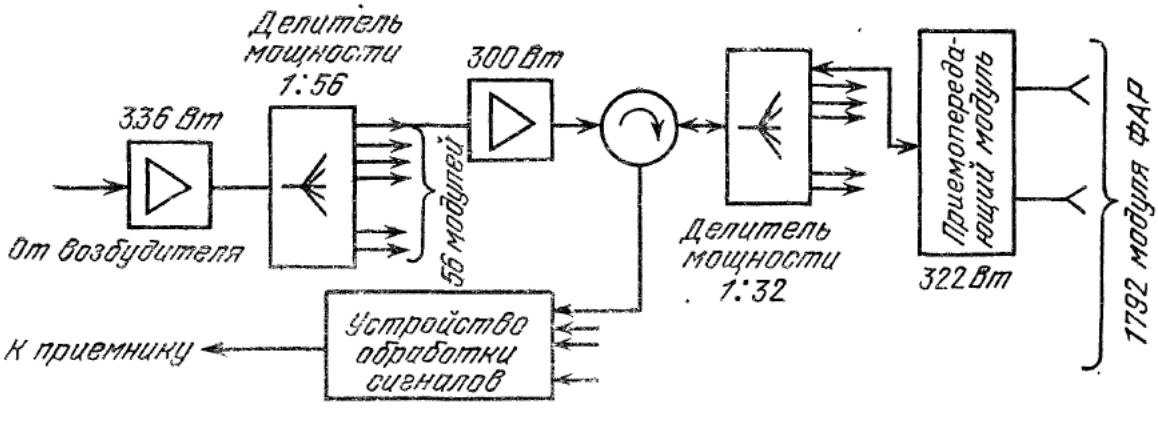



Рис. 11.29

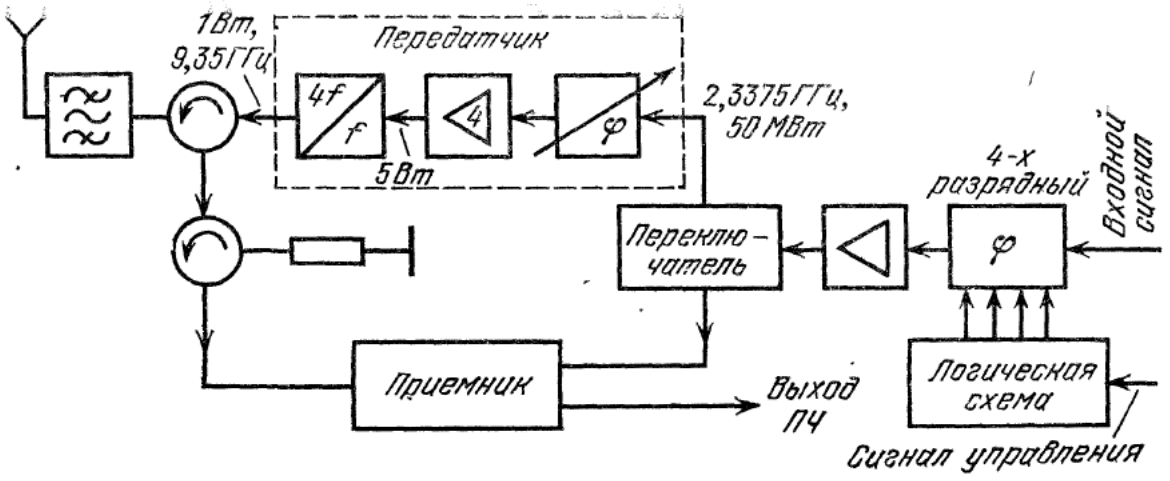



Рис. 11.30

на входе каждого модуля включается 4-разрядный фазовращатель.

К преимуществам РЛС с ФАР относятся: одновременный поиск, захват и сопровождение многих целей; возможность излучения большой мощности; высокое быстродействие благодаря электронному методу сканирования лучом антенны, автоматизация всех процессов управления и контроля РЛС, повышенная надежность работы. Активные ФАР применяются не только в наземных, стационарных РЛС, но и в самолетных. В качестве примера приведем основные параметры самолетной РЛС с ФАР [3.7]: частота 9,2 ... 9,5 ГГц; число активных СВЧ модулей 1648, пиковая мощность одного передающего модуля 1 Вт, максимальный коэффициент заполнения 5%, максимальный коэффициент сжатия 100. Распределительный блок передатчика (см. рис. 10.28) выполнен в виде параллельного многополюсника синфазного типа на микрополосковых линиях (см. § 10.4). Он состоит из четырех секций с 206 выходами. Каждый выход соединен с двумя приемопередающими модулями (рис. 11.30), включающими четыре основные части: четырехплечный циркулятор, высокочастотную часть приемника, передатчик и фазосдвигающее устройство.

Передатчик представляет собой 4-каскадный транзисторный усилитель с выходной мощностью 5 Вт, коэффициентом усиления 20 дБ, КПД 30%, полосой пропускания 3,2% при средней частоте сигнала 2,33 ГГц. С выхода этого усилителя сигнал поступает на умножитель частоты, использующий ДНЗ, с коэффициентом умножения, равным 4. КПД умножителя равен 5 дБ, полоса пропускания 3,2% при центральной частоте сиг-

нала 9,35 ГГц, подавление побочных составляющих не менее 30 дБ. Фазой сигнала управляет 4-разрядный фазовращатель диодного типа (см. § 3.5), включенный в тракт предварительного усиления сигнала с частотой 2,33 ГГц. Фазовращатель имеет четыре ступени изменения фазы: 45; 22,5; 11,25 и 5,625°, что позволяет устанавливать 16 дискретных значений фазы с точностью $\pm 0{,}4°$. Собственные потери фазовращателя не превышают 0,5 дБ.

В заключение отметим, что создание более мощных транзисторных и диодных усилителей и других СВЧ устройств будет способствовать дальнейшему совершенствованию РЛС с ФАР и их более широкому применению.

## ПРИЛОЖЕНИЕ 1

## ЭЛЕМЕНТЫ МАТРИЧНОЙ АЛГЕБРЫ

Систему из $n$ уравнений

$$\begin{aligned} y_1 &= a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \ldots + a_{1n}x_n, \\ y_2 &= a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + \ldots + a_{2n}x_n, \\ &\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ y_m &= a_{m1}x_1 + a_{m2}x_2 + \ldots + a_{mn}x_n \end{aligned} \qquad (П1.1)$$

можно представить в матричной форме

$$\begin{vmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \ldots \\ y_m \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \ldots a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} \ldots a_{2n} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots \\ a_{m1} & a_{m2} \ldots a_{mn} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \ldots \\ x_n \end{vmatrix} \qquad (П1.2)$$

или при сокращенной записи

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{A}]\mathbf{X}. \qquad (П1.3)$$

Согласно (П.1.2) матрица есть совокупность $m \times n$ коэффициентов, расположенных в виде прямоугольной таблицы из $m$ строк и $n$ столбцов. При $m = n$ матрица называется квадратной порядка $n$. Матрица, состоящая из одного столбца с $m$ элементами, называется матрицей-столбцом. Матрица, состоящая из одной строки с $n$ элементами, называется матрицей-строкой. Элемент матрицы $[A]$, расположенный в $i$-й строке и $j$-м столбце, обозначается $a_{ij}$.

Матрица $[\mathbf{A}] = [\mathbf{B}]$ при равенстве всех элементов $a_{ij} = b_{ij}$.

При суммировании матриц $[\mathbf{C}] = [\mathbf{A}] + [\mathbf{B}]$ складываются соответствующие элементы $c_{ij} = a_{ij} + b_{ij}$. При вычитании матриц $[\mathbf{C}] = [\mathbf{A}] - [\mathbf{B}]$ вычитаются соответствующие элементы $c_{ij} = a_{ij} - b_{ij}$ При умножении матрицы на скалярный множитель $k$ производится умножение каждого элемента на этот коэффициент: $k[\mathbf{A}] = [\mathbf{A}]k = [\mathbf{C}]$, где $c_{ij} = ka_{ij}$. При умножении двух квадратных матриц одного порядка $[\mathbf{C}] = [\mathbf{A}] \times [\mathbf{B}]$ элемент $c_{ij}$ произведения матриц $[\mathbf{A}]$ и $[\mathbf{B}]$ есть сумма произведений элементов $i$-й строки матрицы $[\mathbf{A}]$ на элементы $j$-го столбца матрицы $[\mathbf{B}]$:

$$c_{ij} = \sum_{k=1}^{n} a_{ik} b_{kj}. \qquad (П1.4)$$

Например, при умножении квадратных матриц второго порядка

$$[\mathbf{A}] \times [\mathbf{B}] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} a_{11}b_{11} + a_{12}b_{21} & a_{11}b_{12} + a_{12}b_{22} \\ a_{21}b_{11} + a_{22}b_{21} & a_{21}b_{12} + a_{22}b_{22} \end{bmatrix}. \qquad (\text{П1.5})$$

При умножении квадратной матрицы на матрицу-столбец или матрицу-строку недостающие элементы последних приравниваются нулю и элементы матрицы произведения **[C]** определяются согласно (П1.4).

Матрица называется диагональной при равенстве нулю всех элементов, кроме диагональных ($a_{11}$, $a_{22}$, ..., $a_{nn}$):

$$[\mathbf{A}] = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & 0 \ldots 0 \\ a & a_{22} & 0 \ldots 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & 0 \quad a_{nn} \end{bmatrix}. \qquad (\text{П1.6})$$

Диагональная матрица называется единичной, если $a_{11} = a_{22} = \ldots = a_{nn} = 1$.

Матрица называется симметричной при $a_{ij} = a_{ji}$.

Транспонированная матрица $[\mathbf{A}]_t = [\mathbf{B}]$ образуется из исходной матрицы **[A]** путем замены строк на столбцы. Элементы матриц **[B]** и **[A]** связаны соотношением $b_{ij} = a_{ji}$. Симметричная матрица равна своей транспонированной матрице.

Комплексно-сопряженная матрица $[\mathbf{A}]^* = [\mathbf{C}]$ образуется из исходной **[A]** путем замены элементов на комплексно-сопряженные величины $c_{ij} = a^*_{ij}$.

Эрмитово сопряженная матрица $[\mathbf{A}]_э = [\mathbf{A}]^*_t = [\mathbf{D}]$ образуется из транспонированной матрицы $[\mathbf{A}]_t$ путем замены элементов на комплексно-сопряженные величины: $d_{ij} = a^*_{ji}$. Иначе говоря, эрмитово сопряженная матрица $[\mathbf{A}]_э$ есть транспонированная, комплексно-сопряженная матрица по отношению к исходной **[A]**.

Согласно приведенным определениям для исходной квадратной матрицы второго порядка имеем

$$[\mathbf{A}] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}.$$

Транспонированная матрица

$$[\mathbf{A}]_t = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} \\ a_{12} & a_{22} \end{bmatrix}. \qquad (\text{П1.7})$$

Комплексно-сопряженная матрица

$$[\mathbf{A}]^* = \begin{bmatrix} a^*_{11} & a^*_{12} \\ a^*_{21} & a^*_{22} \end{bmatrix}. \qquad (\text{П1.8})$$

Эрмитово сопряженная матрица

$$[\mathbf{A}]_э = [\mathbf{A}]^*_t = \begin{bmatrix} a^*_{11} & a^*_{21} \\ a^*_{12} & a^*_{22} \end{bmatrix}. \qquad (\text{П1.9})$$

Матрица называется унитарной при удовлетворении условию унитарности

$$[\mathbf{A}]_э \times [\mathbf{A}] = [\mathbf{1}] \quad \text{или} \quad [\mathbf{A}]^*_t [\mathbf{A}] = [\mathbf{1}]. \qquad (\text{П1.10})$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

## КОЭФФИЦИЕНТЫ РАЗЛОЖЕНИЯ КОСИНУСОИДАЛЬНОГО ИМПУЛЬСА

| $\theta°$ | $\cos\theta$ | $\gamma_0$ | $\gamma_1$ | $\gamma_1/\gamma_0$ |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 1,000 | 0,0000 | 0,0000 | 2,00 |
| 5 | 0,996 | 0,0000 | 0,0000 | 2,00 |
| 10 | 0,985 | 0,0005 | 0,0010 | 2,00 |
| 15 | 0,966 | 0,0019 | 0,0038 | 2,00 |
| 20 | 0,940 | 0,0045 | 0,0088 | 1,97 |
| 25 | 0,906 | 0,0087 | 0,017 | 1,95 |
| 30 | 0,866 | 0,015 | 0,029 | 1,94 |
| 35 | 0,819 | 0,023 | 0,045 | 1,92 |
| 40 | 0,766 | 0,034 | 0,066 | 1,90 |
| 45 | 0,707 | 0,048 | 0,091 | 1,88 |
| 50 | 0,643 | 0,065 | 0,121 | 1,85 |
| 55 | 0,574 | 0,086 | 0,166 | 1,82 |
| 60 | 0,500 | 0,109 | 0,195 | 1,80 |
| 65 | 0,423 | 0,136 | 0,239 | 1,76 |
| 70 | 0,342 | 0,166 | 0,288 | 1,73 |
| 75 | 0,259 | 0,199 | 0,337 | 1,69 |
| 80 | 0,174 | 0,236 | 0,390 | 1,65 |
| 85 | 0,087 | 0,276 | 0,445 | 1,61 |
| 90 | 0,000 | 0,319 | 0,500 | 1,57 |
| 95 | —0,087 | 0,363 | 0,554 | 1,53 |
| 100 | —0,174 | 0,411 | 0,611 | 1,49 |
| 105 | —0,259 | 0,458 | 0,662 | 1,45 |
| 110 | —0,342 | 0,509 | 0,713 | 1,40 |
| 115 | —0,423 | 0,558 | 0,760 | 1,36 |
| 120 | —0,500 | 0,609 | 0,805 | 1,32 |
| 125 | —0,574 | 0,659 | 0,843 | 1,28 |
| 130 | —0,643 | 0,708 | 0,878 | 1,24 |
| 135 | —0,707 | 0,756 | 0,908 | 1.20 |
| 140 | —0,766 | 0,801 | 0,934 | 1,17 |
| 145 | —0,819 | 0,842 | 0,955 | 1,13 |
| 150 | —0,866 | 0,881 | 0,970 | 1,10 |
| 155 | —0,906 | 0,917 | 0,983 | 1,07 |
| 160 | —0,940 | 0,944 | 0,989 | 1,05 |
| 165 | —0,966 | 0,967 | 0,996 | 1,03 |
| 170 | —0,985 | 0,985 | 0,997 | 1,01 |
| 175 | —0,996 | 0,996 | 0,999 | 1,00 |
| 180 | —1,000 | 1,000 | 1,000 | 1,00 |

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ


1.1. **Hanas O. J., Illikainen.** Shipboard terminals for the commercial MARISAT system. — Microwave J., 1975, № 6, p. 31—34.

1.2. **Берсон.** Современное состояние техники мощных полупроводниковых СВЧ приборов. — Электроника, 1975, № 2, с. 27—37.

1.3. **Маттера.** Последние достижения в области мощных полупроводниковых приборов (обзор). — Электроника, 1976, № 13, с. 24—40.

1.4. **Тагер А. С.** Некоторые тенденции развития полупроводниковых приборов СВЧ. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника, СВЧ, 1977, № 11, с. 21—39.

1.5. **Современное** состояние производства генераторов и усилителей на ЛПД. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1977, № 9, с. 136—139.

1.6. **Вайнштейн Л. А., Солнцев В. А.** Лекции по сверхвысокочастотной электронике. — М.: Сов. радио, 1973.—400 с.

1.7. **Тагер А. С.** Теоретическая оценка предельной мощности генераторных СВЧ диодов. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1974, № 11, с. 36—50.

1.8. **СВЧ** — полупроводниковые приборы и их применение/ Под ред. Г. Уотсона: Пер. с англ. Пер. под ред. В. С. Эткина — М.: Мир, 1972. — 664 с.

2.1. **Справочник** по волноводам: Пер. с англ. /Под ред. Я. Н. Фельда. — М.: Сов. радио, 1952. — 431 с.

2.2. **Альтман Д. Л.** Устройства сверхвысоких частот: Пер. с англ. /Под ред. И. В. Лебедева. — М.: Мир, 1968.—488 с.

2.3. **Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р.** Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. — М.: Связь, 1971.—388 с.

2.4. **Бова Н. Т., Толстиков Ю. В.** Методы анализа устройств СВЧ. — Киев: Техника, 1976.—104 с.

2.5. **Ку.** Односторонний коэффициент передачи и критерии устойчивости активных четырехполюсников, выраженные через параметры рассеяния. — ТИИЭР, 1966, т. 54, № 11, с. 129—130.

2.6. **Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П.** Справочник по элементам волноводной техники. — М.: Сов. радио, 1967. — 651 с.

2.7. **Корн Г., Корн Т.** Справочник по математике для научных работников и инженеров: Пер. с англ./ Под ред. И. Г. Абрамовича. — М.: Наука, 1978.—832 с.

2.8. **Литвиненко О. Н., Сошников В. И.** Колебательные системы из отрезков неоднородных линий. — М.: Сов. радио, 1972.— 144 с.

2.9. **Маттей Г. Л., 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, т. I. — 439 с.

2.10. **Маттей Г. Л., 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, 1972, т. 2.—495 с.
3.1. **Ганстон М. А. Р.** Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линий СВЧ: Пер. с англ./ Под ред. А. З. Фрадина.— М.: Связь, 1976.—152 с.
3.2. **Akhtarzad S., Rowbotham T. R., Johns P. B.** The Design of coupled microstrip lines. — IEEE Trans., 1975, v. MTT-23, № 6, p. 486—492.
3.3. **Кон.** Проблемы полосковых передающих линий: Печатные схемы сантиметрового диапазона: Пер. с англ./ Под ред. В. И. Сушкевича. — М.: ИЛ, 1956, с. 259—277.
3.4. **Bahi I. J., Trivedi D. K.** A designer's guide to microstrip line.— Microwaves, 1977, № 5, p. 174—176, 178, 180, 182.
3.5. **Нефедов Е. И., Фиалковский А. Т.** Полосковые линии передачи. — М.: Наука, 1974.—128 с.
3.6. **Sobol H., Caulton M.** The technology of microwave integrated circuits. — Advances in Microwaves/ Edited by Leo Young and H. Sobol. — New York: Academic Press, 1974, v. 8, p. 12—66.
3.7. **Собол.** Использование техники интегральных схем для создания СВЧ оборудования. — Электроника, 1967, № 6, с. 33—46.
3.8. **Каултон.** Пленочная технология и СВЧ интегральные схемы.— В кн.: Технология толстых и тонких пленок: Пер. с англ./ Под ред. А. Рейсмана, К. Роуза. — М.: Мир, 1972, с. 125—135.
3.9. **Ros A. E.** Design charts for inhomogeneous coupled microstrip lines. — IEEE Trans., 1978, v. MTT-26, № 6, p. 394—400.
3.10. **Judd S. V.** An analytical method for calculating microstrip transmission line parameters. — IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, № 2, p. 78—87.
3.11. **Малорацкий Л. Г., Явич Л. Р.** Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. — М.: Сов. радио, 1972.— 232 с.
3.12. **Малорацкий Л. Г.** Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. — М.: Сов. радио, 1976.—216 с.
3.13. **Конструирование** и расчет полосковых устройств/ В. И. Голубев, И. С. Ковалев, Е. Г. Кузнецов и др.; Под ред. И. С. Ковалева, — М: Сов. радио, 1974.—296 с.
3.14. **Грегор.** Процессы получения тонких пленок в микроэлектронике. — В кн.: Технология толстых и тонких пленок. Пер. с англ./ Под ред. А. Рейсмана, К. Роуза. — М.: Мир, 1972, с. 9—26.
3.15. **Рейссинг.** Обзор современной толстопленочной технологии. — В кн.: Технология толстых и тонких пленок: Пер. с англ./ Под ред. А. Рейсмана, К. Роуза. — М.: Мир, 1972, с. 83—91,
3.16. **Кон С.** Экранированная связанная полосковая линия. — В кн.: Полосковые системы сверхвысоких частот: Пер. с англ./ Под ред. В. И. Сушкевича. — М.: ИЛ, 1959, с. 173—193.
3.17. **Ramadan M., Westgate W. F.** Impedance of coupled microstrip transmission lines. — Microwaves J., 1971, № 7, p. 30—34, 56.
3.18. **Gunderson L. C., Guida A.** Strip-line coupler design. — Microwave J., 1965, № 6, p. 97—101.
3.19. **Шнейдер.** Дисперсионные характеристики несимметричных полосковых линий. — ТИИЭР, 1972, № 1, с. 189—191.
3.20. **Napoli L. S., Hughes J. J.** Characteristics of coupled microstrip lines. — RCA Review, 1970, v. 31, № 3, p. 479—498.

3.21. **Воробьев В. В.** Устройства электронного управления фазированных антенных решеток. — Зарубежная радиоэлектроника, 1976, № 1, с. 68—109.
3.22. **White J. F.** High power p—i—n diode controlled-microwave transmission phase shifters. — IEEE Trans., 1965, v. MTT-13, № 2, p. 233—242.
3.23. **Garver R. V.** Broad-band diode phase shifters. — IEEE Trans., 1972, v. MTT-20, № 5, p. 314—323.
3.24. **Ince W. J.** Recent advances in diode and ferrite phaser technology for phased-array radars. Pt2. — Microwave J., 1972, № 10, p. 31—34, 36.
3.25. **White J. F.** Diode phase shifters for array antennas. — IEEE Trans., 1974, v. MTT-22, № 6, p. 658—674.
3.26. **Burns R. W.** Low cost design techniques for semiconductor phase shifters. — IEEE Trans., 1974, v. MTT-22, № 6, p. 675—688.
3.27. **Terrio F. G.** A low cost *p—i—n* diode phase shifter for airborne phased-array antennas. — IEEE Trans., 1974, v. MTT-22, № 6, p. 688—692.
3.28. **Lynes G. D.** Design of broad-band 4-Bit loaded switched-line phase shifter. — IEEE Trans., 1974, v. MTT-22, № 6, p. 688—692.
3.29. **Воробьев В. В.** Ферритовые фазовращатели для фазирования антенных решеток. — Зарубежная радиоэлектроника, 1977, № 2, с. 51—74.
3.30. **Ince W. J.** Recent advances in diode and ferrite phaser technology for phased-array radars Pt I. — Microwave J., 1972, № 9, p. 36—38, 40, 42, 46.
3.31. **Климов Б. Н.** Регулировочные и фазочастотные характеристики электрически управляемых фазовращателей на основе полупроводниковой емкости. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1977, № 2, с. 105—107.
3.32. **Леонченко В. П., Фельдштейн А. Л., Шепелянский Л. А.** Расчет полосковых фильтров на встречных стержнях: Справочник. — М.: Связь, 1975.—312 с.
3.33. **Lange J.** Interdigitated stripline quadrature hybrid. — IEEE Trans., 1969, v. MTT-17, № 12, p. 1150—1151.
3.34. **Диджиондоменико, Фостер.** Применение толстых пленок в гибридных СВЧ-схемах. — Электроника, 1973, № 17, с. 30—38.
3.35. **Колтон.** СВЧ интегральные схемы на элементах с сосредоточенными постоянными и перспективы их применения. — Зарубежная радиоэлектроника, 1972, № 4, с. 104—124.
3.36. **Малорацкий Л. Г., Хурция Л. И.** Конструкторско-технологические вопросы проектирования интегральных СВЧ модулей. — Зарубежная радиоэлектроника, 1974, № 9, с. 61—97.
3.37. **Хотунцев Ю. Л.** Полупроводниковые СВЧ устройства. — М.: Связь, 1978.—256 с.
3.38. **Бова Н. Т., Стукало П. А., Храмов В. А.** Управляющие устройства СВЧ. — Киев: Техника, 1973.—164 с.
3.39. **Суворов В. Н., Темнов В. М.** Микрополосковые направленные ответвители. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. Радиоизмерительная техника, 1974, вып. 1, с. 27—32.
3.40. **Темнов В. М., Шунина Н. М.** Расчет одиночной и связанных микрополосковых линий передачи. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. Радиоизмерительная техника, 1972, вып. 2, с. 29—35.

3.41. **Мейнке Х., Гундлах Ф. В.** Радиотехнический справочник т. 1: Пер. с немец. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1961.—416 с.
3.42. **Микаэлян А. Л.** Теория и применение ферритов на сверхвысоких частотах. — М.: Энергия, 1963.—664 с.
3.43. **Bosma H.** Junction circulators. — Advances in microwaves /Edited by Leo Young and H. Sobol. — New York: Academic Press, 1971, v. 6, p. 126—142.
3.44. **Posenbaum E. J.** Integrated ferrimagnetic devices/ Edited by Leo Young and H. Sobol. — New York: Academic Press, 1974, v. 8, p. 203—294.
3.45. **Гуревич Г. Л., Отмахов Ю. А.** Теория и проектирование циркуляторов для регенеративных усилителей. — Обзоры по электронной технике. Сер. I. Электроника СВЧ, 1977, вып. 6.— 72 с.
3.46. **Эйчисон.** Элементы с сосредоточенными параметрами на сверхвысоких частотах. — Зарубежная радиоэлектроника, 1972, № 8, с. 88—101.
3.47. **Ищенко А. Н., Урсуляк Н. Д.** Интегральные ферритовые устройства СВЧ. — Электронная техника. Сер. I. Электроника СВЧ, 1977, вып. 11, с. 56—73.
3.48. **Столяров А. К., Смирнов В. С., Наумов И. А.** Микрополосковые ферритовые устройства для интегральных схем СВЧ. — Электронная техника. Сер. VII. Ферритовая техника, 1971, вып. 4(31), с. 60—64.
3.49. **Основы** проектирования микроэлектронной аппаратуры /А. Г. Алексенко, С. С. Бадулин, Л. Г. Барулин и др.; Под ред. Б. Ф. Высоцкого — М.: Сов. радио, 1977. — 352 с. (Проектирование аппаратуры на ИС).
3.50. **Малорацкий Л. Г., Хурция Л. И.** Неоднородности в микрополосковых линиях передачи. — Зарубежная радиоэлектроника, 1974, № 12, с. 47—61.
3.51. **Silvester P., Benedek P.** Equivalent capacitances open circuits.— IEEE Trans., 1972, v. MTT-20, № 8, p. 511—516.
3.52. **Справочник** по элементам полосковой техники: Мазепова О. И., Мещанов В. П., Прохорова Н. И. и др. Под ред. А. Л. Фельдштейна. — М.: Связь, 1979.—336 с.
4.1. **Кэррол Д.** СВЧ-генераторы на горячих электронах: Пер. с англ./Под ред. Б. Л. Гельмонта. — М.: Мир, 1972.—383 с.
4.2. **Стерцер.** Усилители и генераторы на эффекте переноса электронов (ганновские) в технике СВЧ. — Полупроводниковые приборы СВЧ: Пер. с англ./ Под ред. Ф. Брэнда. — М.: Мир, 1972, с. 26—37.
4.3. **Левинштейн М. Е., Пожела Ю. К., Шур М. С.** Эффект Ганна. /Под ред. С. М. Рывкина. — М.: Сов. радио, 1975.—288 с.
4.4. **Ганн Д.** Эффект Ганна. — УФН, 1966, т. 89, № 5, вып. 1, с. 4—25.
4.5. **Narayan** and **Sterzer.** Transferred electron amplifiers and oscillators. — IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, № 11, p. 773—783.
4.6. **Rosztoczy F. E., Goldwasser R. E.** and **Ruttan T. G.** Gaas Guun diodes. — Microwave J., 1973, № 2, p. 51—52, 54.
4.7. **Фенк, Дей.** Мощный ганновский генератор непрерывных колебаний К-диапазона. — ТИИЭР, 1969. т. 57, № 3, с. 95—96.
4.8. **Кац А. М., Хлебцов Н. Г.** К линейной теории эффекта Ганна. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1974, № 5, с. 3—13.

4.9. **Чайка В. Е.** Влияние времени релаксации на КПД в режиме ОНОЗ при малом отношении рабочей частоты к пролетной. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1976, № 8, с. 67—73.
4.10. **Олсон.** Теория работы диодов в режиме ОНОЗ. — Зарубежная радиоэлектроника, 1970, № 1, с. 100—111.
4.11. **Пермон.** Усилитель СВЧ на диодах с переносом электронов.— Зарубежная радиоэлектроника, 1971, № 12, с. 106—119.
4.12. **Чжань Вень Цзуань.** Динамические вольт-амперные характеристики ганновского диода, работающего в режиме подавления доменов. — ТИИЭР, 1970, т. 58, № 4, с. 102—108.
4.13. **Воронич В. В.** Исследование устойчивости стационарных режимов генератора Ганна. — Сборник научных трудов по проблемам микроэлектроники. — М.: МИЭТ, 1976, вып. 25, с. 78—82.
4.14. **Берсон.** Приборы с переносом электронов в технике СВЧ. — Электроника, 1972, № 25, с. 37—46.
4.15. **Иванченко И. А., Цвирко Ю. А.** Анализ автоколебаний генератора Ганна с распределенным резонатором в режиме с задержкой домена. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1974, вып. 9. с. 22—30.
4.16. **Генератор** с большим к п. д., работающий в режиме ОНОЗ.— ТИИЭР, 1969, т. 57, № 10, с. 1866.
4.17. **Зубович Н. А.** Диапазон перестройки частоты генератора на диоде Ганна ферритовым резонатором. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1975, вып. 7, с. 7—13.
4.18. **Муравьев В. В.** Исследование колебаний в генераторе на диоде Ганна миллиметрового диапазона. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1975, вып. 5, с. 3—13.
4.19. **Романюк В. А.** Расчет генераторов Ганна в режиме подавления доменов. — Радиотехника, 1970, № 7, с. 39—47.
5.1. **Тагер А. С., Вальд-Перлов В. М.** Лавинно-пролетные диоды и их применение в технике СВЧ. — М.: Сов. радио, 1968.— 480 с.
5.2. **Вальд-Перлов В. М.** О минимальном уровне амплитудного шума генераторов на лавинно-пролетных диодах. — Радиотехника и электроника, 1976, № 2, с. 357—363.
5.3. **Кокорин И. А.** Переходный режим лавинно-пролетного диода. — Радиотехника и электроника, 1976, № 2, с. 364—369.
5.4. **Мишарин А. М.** Анализ характеристик ЛПД в режиме большого сигнала методом гармонической линеаризации. — Радиотехника, 1976, № 12, с. 83—85.
5.5. **Chao C. and Xaddad G. I.** Nonlinear behavior and bias modulation of an IMPATT diode oscillator. — IEEE Trans., 1973, v. MTT-21, № 10, p. 619—630.
5.6. **Селберг.** Расчет IMPATT-генератора в режиме большого сигнала при форме напряжения, обеспечивающий к. п. д., близкий к максимальному. — Зарубежная радиоэлектроника, 1974, № 2, с. 34.
5.7. **Генератор** на ЛПД в современных устройствах СВЧ. — Зарубежная радиоэлектроника, 1971, № 1, с. 78—86.
5.8. **Де-Лоч.** Режимы колебаний в лавинно-пролетных диодах. — Зарубежная радиоэлектроника, 1971, № 1, с. 86—98.
5.9. **Richard W. Laton and George I. Haddad.** Characteristics of IMPATT-diode reflection amplifiers. — IEEE Trans., 1973, v. MMT-21, № 11, p. 668—670.

5.10. **Bearse S. V.** Impatts and Trapatts star in new circuits. — Microwave J., 1976, № 6, p. 9—13.
5.11. **Мисава, Мариначчо.** Кремниевые ЛПД непрерывного действия на 100 ГГц. — Зарубежная радиоэлектроника, 1972, № 7, с. 91—101.
5.12. **Федотов Я. А.** Основы физики полупроводниковых приборов. 2-е изд. доп. и перераб. — М.: Сов. радио, 1970.—592 с.
5.13. **Хаддад, Грейлинг, Шредер.** Принцип работы и основные свойства ЛПД. — Зарубежная электроника, 1972, № 1, с. 69—96.
5.14. **Haddad I., Greiling T., Schroeder E.** Basic principles and properties of avalanche transit-time devices. — IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, № 11, p. 752—772.
5.15. **Шредер, Хаддад.** Нелинейные свойства IMPATT-диодов. — ТИИЭР, 1973, т. 61. № 2, с. 12—44.
5.16. **Тагер А. С.** Оптимальная емкость ЛПД и ее зависимость от частоты, электрического режима и условий применения диода. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1975, № 5, с. 29—42.
5.17. **Okazaki, Chang, Matsuo.** A frequency independent large-signal equivalent circuit for a BARITT diode and its application to an amplifier. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24, № 8, p. 527—529.
5.18. **Madhu-Sudan Gupta.** Large-signal equivalent circuit for IMPATT-diode characterization and its application to amplifiers. — IEEE Trans., 1973, v. MTT-21, № 11, p. 689—694.
5.19. **Ходневич А. Д.** Ограничение на суммарную емкость при сложении мощностей ЛПД. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1975, № 12, с. 36—41.
5.20. **Ходневич А. Д.** Зависимость выходной мощности ГЛПД от емкости $p$—$n$-перехода и теоретический предел увеличения емкости. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1974, № 2, с. 34—44.
5.21. **Бугаев А. В.** Нагрузочные характеристики ГЛПД. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1975, вып. 6, с. 14—26.
5.22. **Касаткин Л. В., Маев К. А.** Характеристики стационарного режима ГЛПД. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1975, вып. 7, с. 19—32.
5.23. **Импульсный** генератор X-диапазона мощностью 100 Вт. — Зарубежная радиоэлектроника, 1976, № 2, с. 157—161.
5.24. **IMPATT-диоды** с импульсной мощностью до 12 Вт. — Электроника, 1974, № 1, с. 100—101.
5.25. **Kawamotto H.** Advances in high-power, S-band TRAPPATT-diode amplifier design. — Microwave J., 1974, № 2, p. 41—44.
5.26. **Clorfeine A. S.** Circuit considerations TRAPATT oscillators Amplifiers — Microwave J., 1975, № 6, p. 46—49.
5.27. **Chang K. K. N., Kawamotto H.** TRAPATT amplifiers for phasedarray radar systems. — Microwave J., 1973, № 2, p. 27—32.
5.28. **Кертис, Хо.** Анализ экспериментальных усилителей и генераторов на TRAPATT-диодах. — ТИИЭР, 1975, т. 63, № 12, с. 111—113.
5.29. **Паркер.** TRAPATT-колебания при токе диода в форме синусоиды после однополупериодного выпрямления.—ТИИЭР, 1971, т. 59, № 5, с. 89—90.
5.30. **Evans W. J.** Circuits for high-efficiency avalanche-diode oscillators. — IEEE Trans., 1969, v. MTT-17, № 12, p. 1060—1067.
5.31. **Liu S. C.** A Compact Microstrip High-Power High-Efficiency

Avalanch-Diode Oscillator. — IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, № 11, p. 982—983.
5.32. **Wenzel R. J.** A propesed circuit model for microstripline. — IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, № 11, p. 983—984.
5.33. **Evans W. J.** Computer Experiments on TRAPATTdiodes. — IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, № 11, p. 862—871.
5.34. **Nishitani K.** High power GaAs IMPATT amplifier. — IEEE Trans., 1977, v. MTT-25, № 12, p. 973—978.
5.35. TRAPATT-диоды с выходной мощностью 35 Вт на 7,5 ГГц. — Электроника, № 12, 1976, с. 4—5.
5.36. **Clorfeine A. S.** High-power wide-bandwidth TRAPATT circuits.— IEEE J., 1975, v. SC-10, № 1, p. 27—31.
5.37. **Rosen A.** Wideband class-C TRAPATT amplifiers. — RCA Review, 1972, v. 33, № 4, p. 729—736.
5.38. **Clorfeine A. S.** Theory for the high-efficiency mode of oscillation in avanlanche diodes. — RCA Review, 1969, v. 30, № 3, p. 397—421.
5.39. **Макушев Е. И.** Исследование генератора на ЛПД в ключевом режиме с помощью АВМ. — Полупроводниковые приборы в технике электросвязи/ Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1975, вып. 16, с. 105—112.
5.40. **Scharfetter D. L.** Power-frequency characteristics of the TRAPATT diode mode of high efficiency power generation in germanium and silicon avalanche diodes. — The Bell System Technical J., 1970, v. 49, № 5, p. 799—826.
5.41. **Шарфеттер.** Частотная зависимость выходной мощности TRAPATT-генераторов на германиевых и кремниевых ЛПД. — Зарубежная радиоэлектроника, 1971, № 9, с. 61—78.
5.42. **Эванс, Зейдел, Шарфеттер.** Новые структуры TRAPATT-диодов. — ТИИЭР, 1970, т. 58, № 8, с. 178—179.
5.43. **Эванс, Джонстон.** TRAPATT-генераторы непрерывных колебаний на кремниевых ЛПД с улучшенными характеристиками. — ТИИЭР, 1970, т. 58, № 6, с. 124—125.
5.44. **Ин, Крамер.** Кремниевые TRAPATT-диоды X-диапазона. — ТИИЭР, 1970, т. 58, № 8, с. 169—170.
5.45. **Гиббсон, Грейс.** Генераторы и усилители X-диапазона на ЛПД с высоким к. п. д. — ТИИЭР, 1970, т. 58, № 4, с. 111—112.
5.46. **Фын, Ин, Ли.** Двухпролетные диоды X-диапазона смешанного (IMPATT и TRAPATT) типа, изготовленные методом ионного внедрения. — ТИИЭР, 1973, т. 61; № 7, с. 286—287.
5.47. **Сце, Райдер.** Лавинно-пролетные СВЧ-диоды. — Полупроводниковые приборы СВЧ: Пер. с англ./ Под ред. Ф. Брэнда. — М.: Мир, 1972, с. 9—26.
5.48. **Данюшевский Ю. З.** Работа ЛПД в ключевом режиме. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1974, № 4, с. 41—45.
5.49. **Хаддад, Грейлинг, Шредер.** Принципы работы и основные свойства ЛПД. — Зарубежная электроника, 1972, № 1, с. 69—98, № 2, с. 139—141.
5.50. **Иглесиас, Эванс.** Работа лавинно-пролетных диодов в режиме непрерывных колебаний с высоким к. п. д. — ТИИЭР, 1968, т. 56, № 9, с. 221—222.
5.51. **Джонстон, Шарфеттер, Бартелинк.** Генерация колебаний германиевыми лавинно-пролетными диодами с высоким к. п. д.

на частотах ниже номинальной. — ТИИЭР, 1968, т. 56, № 9, с. 222—224.
5.52. **Лиу.** Составные генераторы на мощных лавинно-пролетных диодах. — ТИИЭР, 1969, т. 57, № 3, с. 151—152.
5.53. **Эванс, Иглесиас.** Кремниевые ЛПД в непрерывном TRAPATT-режиме. — ТИИЭР, 1970, т. 58, № 2, с. 174—175.
5.54. **Эванс.** Шумы кремниевого TRAPATT-генератора непрерывных колебаний. — ТИИЭР, 1972, т. 60, № 1, с. 163—164.
5.55. **Lin S. G., Risko J. J.** Fabrication and performance of kilowatt L-band avalanche diodes. — RCA Review, 1970, v. 31, № 1, p. 3—19.
5.56. **Javed A., Syrett B. A., Goud P. A.** Intermodulation distortion analysis of reflection-type IMPATT amplifiers using volterra series representation. — IEEE Trans., 1977, v. MTT-25, № 9, p. 729—734.
6.1. **Hansson B.** Hysteresis effects in microwave amplifiers and phase-locked oscillators caused by amplitude-dependent susceptance. — IEEE Trans., 1973, v. MTT-21, № 9, p. 739—741.
6.2. **Peterson D. F.** A device characterization and circuit design procedure for realizing high-power millimeter-wave IMPATT-diode amplifiers. — IEEE Trans., 1973, v. MTT-21, № 11, p. 681—689.
6.3. **Kuno H. J.** Analysis of nonlinear characteristics and transient response of IMPATT amplifiers. — IEEE Trans., 1973, v. MTT-21, № 11, p. 694—702.
6.4. **Майкелледес.** Внешняя синхронизация твердотельных СВЧ генераторов. — ТИИЭР, 1971, № 1, с. 158—161.
6.5. **Komizo H.** Improvement of nonlinear distortion in an IMPATT stable amplifier. — IEEE Trans., 1973, v. MTT-21, № 1, p. 721—728.
6.6. **Kurokawa K.** Some basic characteristics of breadband negative resistanse oscillator circuits. — The Bell System Technical J., 1969, v. 48, № 6, p. 1937—1955.
6.7. **Tserng H. Q., Mcquiddy D. N., Wisseman W. R.** X-band MIC GaAs IMPATT amplifier module. — IEEE J., 1975, v. SC-10, № 1, p. 32—39.
6.8. **Lee R. E., Gysel U. H., Parker D.** High-power C-band multiple-IMPATT-diode amplifiers. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24, № 5, p. 249—253.
6.9. **Bowers H. C., Midford T. A., Plants S. T.** IMPATT-diode multistage transmission amplifiers. — IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, № 11, p. 943—945.
6.10. **Бауэрс.** Лавинно-пролетные диоды как усилители СВЧ. — Электроника, 1974, № 1, с. 50—59.
6.11. **Snider D. M.** A one-watt CW high-efficiency X-band avalanche-diode amplifier. — IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, № 11, p. 963—967.
6.12. **Willing H. A.** A two-stage IMPATT-diode amplifier. — Microwave J., 1974, № 6, p. 50—52.
6.13. **Willing H. A.** A two-stage IMPATT-diode amplifier. — IEEE Trans., 1973, v. MTT-21, № 11, p. 707—716.
6.14. **Lee C. W.** High-Power negative resistance amplifiers. — Microwave J., 1972, № 2, p. 29—37.
6.15. **Тагер А. С., Канцеров М. Ю.** Зависимость амплитудных характеристик регенеративного СВЧ усилителя от нелинейных

свойств активного элемента. — Радиотехника и электроника, 1976, № 2, с. 350—356.
6.16. **Дин, Матарезе.** Новый тип СВЧ-транзистора — усилитель бегущей волны на GaAs. — ТИИЭР, 1972, т. 60, № 12, с. 23—43.
6.17. **Dean R. H.** Broad-band microwave measurements on GaAs «Traveling-Wave» transistors. — IEEE Trans., 1973, v. MTT-21, № 12, p. 805—809.
6.18. **Daves R. T.** Manolithic transistor — Gunn amplifier developed.— Microwaves J., 1973, № 3, p. 18—19.
6.19. **Narayan S. Y., Sterzer F.** Transferred electron amplifiers and oscillators. — IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, № 11, p. 773—783.
6.20. **Волощенко Ю. П., Малышев В. А.** К теории усилителей бегущей волны на отрицательных активных и реактивных нелинейных элементах. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1967, № 4, с. 43—49.
6.21. **Богатырев Ю. К.** К нелинейной теории распределенного усилителя на туннельных диодах. — Изв. вузов. СССР, — Изв. вузов. СССР, Радиофизика, 1970, № 9, с. 1361—1365.
6.22. **Ахманов С. А., Дмитриев В. Г.** К теории насыщения усилителя бегущей волны с нелинейной реактивностью. — Радиотехника и электроника, 1963, № 8, с. 1428—1439.
6.23. **Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А.** Асимптотические методы в теории колебаний. 4-е изд., доп. и перераб. — М.: Наука, 1974, — 503 с.
7.1. **Малахов А. Н.** Флюктуации в автоколебательных системах. — М.: Наука, 1968. — 660 с.
7.2. **Аппаратура** для частотных и временных измерений/ В. А. Благов, А. С. Домбровский, В. Н. Зайцев и др.; Под ред. А. П. Горшкова. — М.: Сов. радио, 1971. — 335 с.
7.3. **Половков И. П.** Стабилизация частоты генераторов СВЧ внешним объемным резонатором. — М.: Сов. радио, 1967. — 192 с.
7.4. **Карнилов С. А.** Шумы клистронных генераторов малой мощности. — М.: Сов. радио, 1972, — 20 с.
7.5. **Ohtomo M.** Experimental evalution of noise parameters in Gunn and avalanche oscillators. — IEEE Trans., 1972, v. MTT-20, № 7, p. 425—437.
7.6. **Катлер, Сирль.** Некоторые аспекты теории и измерений частотных флюктуаций стандартов частоты. — ТИИЭР, 1966, т. 54, № 2, с. 41—61.
7.7. **Лисон, Джонсон.** Кратковременная стабильность частоты доплеровских радиолокационных станций: требования измерения, методы. — ТИИЭР, 1966, т. 54, № 2, с. 157—163.
7.8. **Гроулинг, Хили.** Аппаратура для измерения кратковременной стабильности частоты СВЧ-источников. — ТИИЭР, 1966, т. 54, № 2, с. 157—163.
7.9. **Багдади, Линкольн, Нелин.** Кратковременная стабильность частоты: определения, теория и измерения. — ТИИЭР, 1965, т. 53, № 7, с. 811—831.
7.10. **Edson W. A.** Noise in osillators. — Proc. IRE, 1960, v. 48, № 8, p. 1454—1466.
7.11. **Камоликова Е. В.** Экспериментальное исследование амплитудного и частотного шумов генераторов на кремниевых лавинопролетных диодах. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1977, № 1, с. 36—39.

7.12. **Тараненко В. П.** Температурная стабилизация твердотельных СВЧ генераторов внешними резонаторами. — Изв. вузов СССР, Радиоэлектроника, 1975, № 10, с. 4—14.
7.13. **Джозеханс.** Шумовые спектры ганновских генераторов и генераторов на диоде Рида. — ТИИЭР, 1966, т. 54, № 10, с. 279—281.
7.14. **Бычков С. И., Буренин Н. И., Сафаров Р. Т.** Стабилизация частоты генераторов СВЧ. — М.: Сов. радио, 1962. — 212 с.
7.15. **Каганов В. И.** Системы автоматического регулирования в радиопередатчиках. — М.: Связь, 1969. — 232 с.
7.16. **Капланов М. Р., Левин В. А.** Автоматическая подстройка частоты. — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1962. — 320 с.
7.17. **Тараненко В. П.** Электрическая перестройка частоты твердотельных СВЧ генераторов варакторами. — Изв. вузов СССР, Радиоэлектроника, 1976, № 10, с. 5—15.
7.18. **Corbey C. D., Davies R., Gough R.** Wide-band varactor tuned coaxial oscillators. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24, № 1, p. 31—38.
7.19. **Демьянченко А. Г.** Синхронизация генераторов гармонических колебаний. — М.: Энергия, 1976. — 240 с.
7.20. **Росланец С.** Характеристики внешней синхронизации СВЧ генератора на лавинно-пролетном диоде. — Радиотехника, 1976, № 5, с. 43—46.
7.21. **Kyrokawa K.** Noise in synchronized oscillators, — IEEE Trans., 1968, v. MTT-16, № 4, p. 234—240.
7.22. **Сугиура, Сугимото.** Уменьшение ЧМ-шумов ганновских генераторов путем внешней синхронизации. — ТИИЭР, 1969, т. 57, № 1, с. 96—97.
7.23. **Эшли, Палка.** Результаты измерения степени уменьшения ЧМ-шумов за счет внешней синхронизации. — ТИИЭР, 1970, т. 58. № 2, с. 104—105.
7.24. **Ханделуол.** Характеристики внешней синхронизации мощных генераторов на ЛПД. — ТИИЭР, 1970, т. 58, № 6, с. 147—149.
7.25. **Дорнин В. Н.** Резонансные системы волноводного типа с корпусным ЛПД. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1975, вып. 4, с. 3—10.
7.26. **Курокава.** Принудительная синхронизация твердотельных СВЧ-генераторов. — ТИИЭР, 1973, т. 61, № 10, с. 12—40.
7.27. **Тагер А. С., Цебиев А. М.** Синхронизация генератора СВЧ на лавинно-пролетном диоде внешним гармоническим сигналом. — Радиотехника и электроника, 1969, № 7, с. 1284—1291.
7.28. **Day W. R., Lindgren G. E., Peterson C. C.** Microwave Solid-State Injection Locked Amplifiers. — Microwave J., 1976, № 5, p. 58—61.
7.29. **Фомин Н. Н.** Синхронизация диодных генераторов СВЧ. — М.: Связь, 1974. — 73 с.
7.30. **Сугияма.** Эксперименты с генератором, синхронизированным на гармонике. — ТИИЭР, 1968, т. 56, № 4, с. 133.
7.31. **Катушкина В. М.** О расширении полосы синхронизации генератора. — Радиотехника, 1976, № 11, с. 51—56.
7.32. **Torrero E. A.** Active diodes crowoling Gunns in noise, power and efficiency. — Electronic Design, 1973, v. 21, № 7, p. 22—24.
7.33. **Nagano S., Ohnaka S.** A low-noise 80-GHz silicon IMPATT oscillator highly stabilized with a transmission cavity. — IEEE Trans., 1974, v. MTT-22, № 12, p. 1152—1159.

7.34. **Ito Y., Komizo H. and Sasagawa S.** Cavity stabilized X-band Gunn oscillator. — IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, № 11, p. 890—897.

7.35. **Reynolds J. F., Berson B. E., Enstrom R. E.** Microwave circuits for high-efficiency operation of transferred electron oscillators.— IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, № 11, p. 827—834.

7.36. **Tsai W., Resenbaum F. J., Mackensie L. A.** Circuit analysis of wavequide-cavity Gunn-effect oscillator. — IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, № 11, p. 808—817.

7.37. **Nagano S. and Kondo H.** Highly stabilized half-watt IMPATT oscillator. — IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, № 11, p. 885—890.

7.38. **Касаткин Л. В., Лощицкий П. П.** Эквивалентная схема высокочастотной цепи ГЛПД с внутриволноводным открытым резонатором. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1974, вып. 6, с. 21—26.

8.1. **Каганов В. И.** Транзисторные радиопередатчики. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергия, 1976. — 448 с.

8.2. **Радиопередающие** устройства на полупроводниковых приборах: Проектирование и расчет/ В. Я. Баржин, О. Ф. Бокк, Р. А. Валитов и др.; Под ред. Р. А. Валитова и И. А Попова. — М.: Сов. радио, 1973. — 464 с.

8.3. **Челноков О. А.** Транзисторные генераторы синусоидальных колебаний. — М.: Сов. радио, 1975. — 272 с.

8.4. **Богачев В. М., Никифоров В. В.** Транзисторные усилители мощности. — М.: Энергия, 1978. — 344 с.

8.5. **Tucker R. S.** Gain-bandwidth limitations of microwave transistor amplifiers. — IEEE Trans., 1973, v. MTT-21, № 5, p. 322—327.

8.6. **Pitzalis O., Gilson R. A.** Broad-band microwave class—C transistor amplifiers. — IEEE Trans., 1973, v. MTT-21, N 11, p. 660—668.

8.7. **Chen P. T.** Design and applications of 2—6,5 CHz transistor amplifiers. — IEEE J., 1974, v. SC-9, № 4, p. 154—158.

8.8. **Leighton W. H., Chaffin R. J., Webb J. G.** RF amplifier design with large-signal S-parameters. — IEEE Trans., 1973, v. MTT-21, № 12, p. 809—814.

8.9. **Савельев Ю. Н., Аронов В. Л.** Анализ работы генераторного СВЧ транзистора в схеме усилителя мощности с общим эмиттером в условиях рассогласования нагрузки.— Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 1976, вып. 2, с. 3—12.

8.10. **Сметанина Д. И.** Микрополосковый усилитель S-диапазона. — Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 1976, вып. 2, с. 54—64.

8.11. **Завражнов Ю. В., Аралов В. Т.** Параметры мощных высокочастотных транзисторов. — Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 1976, вып. 2, с. 72—79.

8.12. **Thomas J. and Condron D.** M/W small-signal bipolar transistor. — Microwave J., 1973, № 2, p. 43—44.

8.13. **Wolfert P. H.** L-band 110-Watt transistor amplifier. — Microwave J., 1973, № 2, p. 47—48.

8.14. **Presser A and Belohoubek E. F.** 1—2 CHz hign-power linear transistor amplifier. — RCA Review, 1972, v. 33, № 4, p. 737—751.

8.15. **Бахтин Н. А., Шварц Н. З.** Выравнивающие цепи с потерями для транзисторных усилителей СВЧ. — Радиотехника и электроника, 1970, № 5, с. 1102—1104.
8.16. **Бахтин Н. А., Шварц Н. З.** Транзисторные усилители СВЧ с диссипативными выравнивающими цепями: — Радиотехника и электроника, 1971, № 8, с. 1401—1410.
8.17. **Шварц Н. З.** К теории широкополосных согласующих цепей высоких и сверхвысоких частот без трансформаторов. — Радиотехника и электроника, 1971, № 11, с. 2110—2119.
8.8. **Могилевская Л. Я.** Полосковый транзисторный усилитель мощности сантиметрового диапазона. — Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 1976, вып. 1(103), с. 55—59.
8.19. **Громов Д. В.** Простые методы измерения *S*-параметров СВЧ транзисторов. — Радиотехника, 1976, № 9, с. 73—76.
8.20. **Гурова И. И.** Влияние частотных свойств СВЧ мостов на широкополосность усилительных каскадов со сложением мощности. — Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1974, № 10, с. 63—70.
8.21. **Liechti C. A.** Microwave field-effect transistors. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24, № 6, p. 279—295.
8.22. **Fukuta M.** Power GaAs MESFET with an high drain-source breakdown voltage. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24, № 6, p. 312—322.
8.23. **Abbott D. A. and Turner J. A.** Some aspects of CaAs MESFET reliability. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24. № 6, p. 317—322.
8.24. **Кун, Рэгл.** Новая МОП-структура, значительно повышающая мощность полевых транзисторов. — Электроника, 1976, № 13, с. 37—44.
8.25. **Oakes J. G.** A power silicon microwave MOS transistor. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24, № 6, p. 305—311.
8.26. **Hornbuckle D. P. and Kuhlman L. J.** Broad-band medium-power amplification in the 2—12 GHz range with GaAs MESFET's. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24, № 6, p. 338—341.
8.27. **Neidert R. E., Willing H. A.** Wide-band gallium arsenide power MESFET amplifiers. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24, № 6, p. 342—350.
8.28. **Slaymaker N. A., Soares R. A. and Turner J. A.** GaAs MESFET small-signal X-band amplifiers. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24, № 6, p. 329—337.
8.29. **Arai J. A.** 6-GHz four-stage GaAs MESFET power amplifier. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24, № 6, p. 381—383.
8.30. **Vendelin G. D.** Feedback effects in the GaAs MESFET model. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24, № 6, p. 383—385.
8.31. **Kurita O., Morita K.** Microwave MESFET mixer. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24, № 6, p. 361—367.
8.32. **Narayan S. Y.** Medium power GaAs MESFET's. — Microwave J., 1976, № 2, p. 47—49.
8.33. **Петров Б. Е., Табагири Т. Г.** Эквивалентная схема полевого транзистора с барьером Шоттки для большого сигнала. — В кн.: Сборник научных трудов по проблемам микроэлектроники. — М.: МИЭТ, 1976, вып. 25, с. 125—135.
8.34. **Vendelin G. O.** Try CAD for accurate GaAs MESFFET models.— Microwave J., 1975, № 6, p. 58, 60, 61, 66, 68, 70.
8.35. **Fet's** edging out bipolar transistor above C-band. — Microwave J., 1973, № 4, p. 48—51.

8.36. **Разработка** мощных полевых транзисторов для S- и X-диапазонов. — Электроника, 1975, № 17, с. 3—4.
8.37. **Гольдман Д. С.** Линейные усилители СВЧ диапазона на биполярных и полевых транзисторах. — Зарубежная радиоэлектроника, 1977, № 1, с. 99—106.
8.38. **Попов А. Н.** Математический анализ биений. — М.: Госэнергоиздат, 1956. — 48 с.
8.39. **Somerset N. J.** Pulsed power transistor 1 hp at 1 GHz. — Microwave J., 1979, № 6, p. 34.
8.40. **Новые** приборы фирмы СТС-балансные транзисторы. — Электроника, 1978, № 1, с. 116—117.
9.1. **Химмельблау Д.** Прикладное нелинейное программирование: Пер. с англ./ Пер. И. Н. Быховской, Б. Т. Вавилова. Под ред. М. Л. Быховского. — М.: Мир, 1975 — 534 с.
9.2. **Батищев Д. И.** Поисковые методы оптимального проектирования. — М.: Сов. радио, 1975. — 216 с.
9.3. **Сеа Ж.** Оптимизация. Теория и алгоритмы: Пер. с франц. /Пер. под ред. А. Ф. Кононенко, Н. Н. Моисеева. — М.: Мир, 1973. — 244 с.
9.4. **Глориозов Е. Л., Ссорин В. Г., Сыпчук П. П.** Введение в автоматизацию схемотехнического проектирования /Под ред. Е. Л. Глориозова. — М.: Сов. радио, 1976. — 224 с.
9.5. **Козлов В. И., Юфит Г. А.** Проектирование СВЧ устройств с помощью ЭВМ. — М.: Сов. радио, 1975. — 176 с.
9.6. **Сигорский В. П., Петренко А. И.** Алгоритмы анализа электронных схем. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Сов. радио, 1979. — 608 с.
9.7. **Perlman B. S.** and **Gelnovatch V. G.** Computer aided design, simulation and optimization. — Advances in Microwaves. /Edited by Leo Young and H. Sobol. — New York: Academic Press, 1974, v. 8, p. 322—401.
9.8. **Темеш, Калахан.** Машинная оптимизация электрических цепей: Обзор. — ТИИЭР, 1967, т. 55, № 11, с. 65—98.
9.9. **Уорон, Ласдон, Зухман.** Оптимизация в техническом проектировании. — ТИИЭР, 1967, т. 55, № 11, с. 122—134.
9.10. **Шпитальный.** Роль ЭВМ при выполнении основных этапов проектирования. — Электроника, 1966, № 24, с. 3—10.
9.11. **Ланнэ А. А.** Аппроксимационные проблемы современного синтеза цепей. — Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1972, № 2, с. 141—157.
9.12. **Лебедев А. Т.** Оптимизация электрических цепей. — Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1972, № 2, с. 181—189.
9.13. **Бобков В. Ю., Белецкий А. Ф.** Задачи широкополосного согласования произвольных комплексных сопротивлений. — Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1973, № 11, с. 43—49.
9.14. **Ильин В. Н., Фролкин В. Т.** Состояние, задачи и перспективы развития автоматизации схемотехнического проектирования — Изв. вузов. Радиотехника, 1975, № 6, с. 9—32.
9.15. **Малхозов М. Ф.** Расчет согласующе-корректирующих цепей связи широкополосных СВЧ транзисторных усилителей. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1975, № 12, с. 46—55.
9.16. **Изганин Л. Н.** К синтезу сверхширокополосных транзисторных усилителей СВЧ. — Радиотехника и электроника, 1973, № 9, с. 1980—1982.

9.17. **Головков А. А.** Оптимизация цепей связи широкополосных радиопередатчиков. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая, 1975, вып. 14, с. 42—47.
9.18. **Милютин И. П., Аронов В. Л.** Машинный расчет транзисторного усилителя мощности с общей базой. — Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 1975, вып. 7, с. 15—31.
9.19. **Сметанина Д. И.** Проектирование интегрального усилителя. — Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 1975, вып. 7, с. 76—91.
10.1. **Заенцев В. В., Минкин М. А.** Расчет параметров рассеяния соединения произвольных СВЧ многополюсников. — Радиотехника и электроника, 1975, № 3, с. 655—657.
10.2. **Минкин М. А., Заенцев В. В.** Многоканальные делители-сумматоры мощности на отрезках линий со стандартным сопротивлением. — Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1977, № 8, с. 19—23.
10.3. **Заенцев В. В., Минкин М. А.** Многоканальный СВЧ делитель мощности на укороченных отрезках линий. — Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1976, № 2, с. 69—73.
10.4. **Явич Л. Р.** Вопросы синтеза широкополосных делителей мощности. — Радиотехника и электроника, 1972, № 8, с. 1580—1585.
10.5. **Заенцев В. В., Виноградов Г. А.** Цепочечные СВЧ делители мощности на несвязанных линиях передачи. — Радиотехника и электроника, 1977, № 4, с. 827—831.
10.6. **Заенцев В. В., Бельчинский В. В.** Многоканальный СВЧ делитель мощности на смешанных элементах. — Изв. вузов. Радиотехника, 1977, № 7, с. 116—118.
10.7. **Заенцев В. В., Бельчинский В. В.** Многоканальный СВЧ делитель мощности на связанных полосковых линиях. — Изв. вузов. Радиотехника, 1974, № 3, с. 31—37.
10.8. **Старк.** Теория фазированных антенных решеток. — ТИИЭР, 1974, № 12, с. 55—104.
10.9. **Davis R. T.** 23 W cw obtained from 32 diode combiner. — Microwaves J., 1973, № 4, p. 10.
10.10. **Давыдова Н. С., Данюшевский Ю. З.** Расчет электромагнитной системы многодиодного усилителя СВЧ. — Радиотехника, 1976, № 5, с. 65—74.
10.11. **Wallace R. N., Adlerstein M. G., Steele S. R.** A 60—W cw solid-state oscillator at C-band. — IEEE Trans., 1976, v. MTT-24, № 7, p. 483—485.
10.12. **Kurokawa K.** The single-cavity myltiple-device oscillator. — IEEE Trans., 1971, v. MTT-19, № 10, p. 794—798.
10.13. **N—way** combiner design con consolidate 5kW at S-band. — Microwave J., 1975, № 6, p. 14.
10.14. **Минц А. Л.** Радиотехника и мощное радиостроительство. — М.: Наука, 1976. — 296 с.
11.1. **Причард У. Л.** Спутниковая связь: Обзор программ и проблем. — ТИИЭР, 1977, т. 65, № 3, с. 6—25.
11.2. **Кога К.** Применение бортовых ретрансляторов с регенерацией сигнала в цифровых системах спутниковой связи. — ТИИЭР, 1977, т. 65, № 3, с. 140—151.
11.3. **Либоу Л.** Системы связи через ИСЗ с подвижными объектами. — ТИИЭР, 1971, т. 59, № 2, с. 31—53.
11.4. **Дуррани, Липке.** Спутниковые системы связи для пилотируемых космических летательных аппаратов. — ТИИЭР, 1971, т. 59, № 2, с. 18—31.

11.5. **Миронов М. А.** Системы радиосвязи через искусственные спутники Земли. — Итоги науки и техники. Сер. Радиотехника, 1975, т. 7, с. 5—118.
11.6. **Гутин В. С.** Об одном способе ретрансляции сигналов с преобразованием вида уплотнения на борту спутника. — Радиотехника, 1977, № 1, с. 11—15.
11.7. **Быховский В. А.** Непосредственное телевизионное вещание в диапазоне 12 ГГц.— Зарубежная радиотехника, 1975, № 3, с. 35—48.
11.8. **Минашин В. П.** Основные принципы системы «Экран». — Электросвязь, 1977, № 5, с. 5—10.
11.9. **Основы** технического проектирования систем связи через ИСЗ /А. Д. Фортушенко, Г. Б. Аксинази, В. Л. Быков и др.; Под ред. А. Д. Фортушенко. — М.: Связь, 1970. — 332 с.
11.10. **Основы** технического проектирования аппаратуры систем связи с помощью ИСЗ /А. Д. Фортушенко, Ю. А. Афанасьев, М. В. Бродский и др.; Под ред. А. Д. Фортушенко. — М.: Связь, 1972. — 344 с.
11.11. **Распределение** частот в спектре электромагнитных колебаний. — Электроника, 1974, № 25, с. 49—56.
11.12. **Гарднер.** Жидкостное охлаждение мощных полупроводниковых приборов. — Электроника, 1974, № 4, с. 47—55.
11.13. **Гринс, Джонс.** Автомобильный радиолокатор: Краткий обзор. — ТИИЭР, 1974, т. 62, № 5, с. 185—209.
11.14. **Hoft D. L.** Solid-State transmit/resive module for the pave paws phased array radar. — Microwave J., 1978, № 10, p. 33—35.

## ОСНОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

$\Gamma$ — коэффициент отражения
$B$ — затухание цепи
$B_д$ — реактивная составляющая проводимости диода
$b$ — рабочее затухание цепи
$E$ — напряженность электрического поля
$E_{пор}$ — пороговое значение напряженности электрического поля
$E_{нас}$ — напряженность электрического поля при насыщении
$E_{прб}$ — напряженность электрического поля при пробое
$f_{гр}$ — граничная частота биполярного транзистора
$f_{пр}$ — пролетная частота прибора
$G_Д$ — активная составляющая проводимости диода
$I_0$ — постоянная составляющая тока прибора
$I_n$ — амплитуда $n$-й гармоники тока прибора
$K_P$ — коэффициент передачи мощности четырехполюсника
$K_{Pном}$ — номинальный коэффициент усиления
$K_ш$ — коэффициент шума четырехполюсника
$K_T$ — коэффициент теплопроводности
$P_0$ — потребляемая мощность прибора
$P_n$ — мощность $n$-й гармоники сигнала
$P_н$ — мощность сигнала в нагрузке
$P_{пад}$ — мощность падающей волны
$P_{отр}$ — мощность отраженной волны
$P_{пр}$ — проходящая мощность

$P_{вых}$ — выходная мощность генератора

$P_{вх}$ — входная мощность генератора

$P_{г\,ном}$ — номинальная мощность источника сигнала

$P_р$ — мощность, рассеиваемая в приборе

$P_{вз}$ — мощность взаимодействия

$R_T$ — тепловое сопротивление прибора

$[S]$ — волновая матрица рассеяния многополюсника

$U_0$ — постоянное напряжение, приложенное к прибору

$U_m$ — амплитуда высокочастотного напряжения

$U_{пад}$ — комплексная амплитуда падающей волны напряжения

$U_{отр}$ — комплексная амплитуда отраженной волны напряжения

$v_{др}$ — дрейфовая скорость движения носителей заряда

$v_{пор}$ — пороговое значение дрейфовой скорости

$v_{нас}$ — значение дрейфовой скорости при насыщении

$v_д$ — скорость движения домена

$Y_i$ — комплексная внутренняя проводимость генератора тока

$Y_н$ — комплексная проводимость нагрузки

$Y_Д$ — комплексная проводимость диода

$\varepsilon_г$ — диэлектрическая проницаемость подложки

$\varepsilon_{эф}$ — эффективное значение диэлектрической проницаемости

$\eta$ — КПД прибора

$\theta_{пр}$ — пролетный угол

$\lambda$ — длина волны в свободном пространстве

$\lambda_д$ — длина волны в фидерной линии

$\rho$ — волновое сопротивление фидерной линии

$\rho_0 = 50$ Ом — стандартное значение волнового сопротивления

$\rho_{oe}$ — волновое сопротивление при четном виде возбуждения

$\rho_{oo}$ — волновое сопротивление при нечетном виде возбуждения

$\tau_{пр}$ — время движения носителя через пролетную область

## ОГЛАВЛЕНИЕ


Предисловие . . . . . 3

Глава 1. **Общая характеристика полупроводниковых радиопередатчиков** . . . . . 5

1.1. Области применения СВЧ полупроводниковых радиопередатчиков . . . . . 5
1.2. Классификация и сравнительный анализ мощных СВЧ полупроводниковых приборов . . . . . 8
1.3. Общие принципы усиления и генерации СВЧ колебаний 17

Глава 2. **Вопросы теории линейных СВЧ цепей** . . . 27

2.1. Метод анализа линейных СВЧ устройств . . . . . 27
2.2. Волновая матрица рассеяния четырехполюсника и ее основные свойства . . . . . 33
2.3. Передача мощности от генератора в нагрузку . . . 36
2.4. Согласующие СВЧ электрические цепи . . . . . 40

Глава 3. **СВЧ устройства пассивного типа** . . . . 54

3.1. Классификация и характеристика . . . . . 54
3.2. Гибридно-интегральные СВЧ устройства . . . . . 56
3.3. Микрополосковые линии . . . . . 60
3.4. Направленные ответвители и мостовые устройства . . 69
3.5. Диодные фазовращатели . . . . . 74
3.6. Балластные нагрузки . . . . . 80
3.7. Ферритовые вентили и циркуляторы . . . . . 84
3.8. Полосовой фильтр . . . . . 86

Глава 4. **СВЧ генераторы с диодом Ганна** . . . . 89

4.1. Физические основы работы диода Ганна . . . . . 89
4.2. Режимы работы генераторов с диодом Ганна . . . . 95
4.3. Доменные режимы работы диода Ганна . . . . . 100
4.4. Режим ОНОЗ и максимальная мощность, генерируемая диодом Ганна . . . . . 111

Глава 5. **СВЧ генераторы с лавинно-пролетным диодом** 116

5.1. IMPATT режим работы ЛПД . . . . . 116
5.2. TRAPATT режим работы ЛПД . . . . . 129
5.3. Генераторы с ЛПД при TRAPATT режиме . . . 140
5.4. Двухпролетные ЛПД . . . . . 1

Глава 6. **Теория генераторов с нелинейным активным двухполюсником** . . . . . .

6.1. Разновидности диодных усилителей и режим малого сигнала . . . . . .
6.2. Трансформация коэффициента отражения активного двухполюсника . . . . . 1
6.3. Анализ генератора отражательного типа в режиме большого сигнала . . . . . .
6.4. Диодные усилители отражательного типа . . . 1
6.5. Усилитель распределенного типа с бегущей волной 1

**Глава 7. СВЧ диодные автогенераторы** . . . . . 191

7.1. Параметры СВЧ автогенераторов . . . . . 191
7.2. Конструкции диодных автогенераторов . . . . . 202
7.3. Анализ стационарного режима автогенератора . . . 205
7.4. Стабилизация частоты диодных автогенераторов . . 208

**Глава 8. Транзисторные СВЧ усилители** . . . . . 221

8.1. Классификация мощных СВЧ транзисторов . . . . 221
8.2. Биполярные СВЧ транзисторы . . . . . 222
8.3. Полевые СВЧ транзисторы . . . . . 232
8.4. Транзисторный усилитель в линейном режиме . . . 239
8.5. Многокаскадный транзисторный усилитель . . . . 248
8.6. Транзисторный усилитель балансного типа . . . . 251
8.7. Транзисторный усилитель в режиме большого сигнала . 256
8.8. Нелинейные искажения сигнала . . . . . 265

**Глава 9. Проектирование СВЧ полупроводниковых усилителей с помощью ЭВМ** . . . . . 274

9.1. Синтез и оптимизация электрических цепей усилителя 274
9.2. Схемы СВЧ транзисторных усилителей . . . . . 282
9.3. Параметрический синтез транзисторного усилителя при линейном режиме . . . . . 288
9.4. Параметрический синтез мощного транзисторного усилителя . . . . . 295
9.5. Параметрический синтез диодного усилителя отражательного типа . . . . . 299

**Глава 10. Суммирование мощностей СВЧ полупроводниковых генераторов** . . . . . 300

10.1. Способы суммирования мощностей СВЧ генераторов 300
10.2. Общая характеристика сумматоров мощностей сигналов и их классификация . . . . . 304
10.3. Теоретические основы анализа многополюсных сумматоров-делителей . . . . . 311
10.4. Характеристики СВЧ многополюсных сумматоров-делителей . . . . . 316
10.5. Схемы суммирования мощностей СВЧ генераторов . 325
10.6. Суммирование мощностей сигналов с помощью ФАР . 331
10.7. Суммирование мощностей диодов в общем резонаторе 336

**Глава 11. Общие вопросы технического проектирования СВЧ полупроводниковых радиопередатчиков** . . . . . 339

11.1. Характеристики и структурные схемы СВЧ радиопередатчиков . . . . . 339
11.2. Конструкция и тепловой режим работы . . . . . 347
11.3. Системы автоматического регулирования . . . . 351
11.4. СВЧ полупроводниковые радиопередатчики систем радиосвязи через искусственные спутники Земли . . . 362
11.5. СВЧ полупроводниковые радиопередатчики радиолокационных станций . . . . . 375

Приложение 1. . . . . 380
Приложение 2. . . . . 382
Список литературы . . . . . 383
Основные обозначения . . . . . 397