

В. И. КАГАНОВ

# ТРАНЗИСТОРНЫЕ РАДИО- ПЕРЕДАТЧИКИ



«ЭНЕРГИЯ»

---

Москва 1970

6Ф2.12

K12

УДК 621.396.61

**Каганов В. И.**

K12 Транзисторные радиопередатчики. М., «Энергия», 1970.

328 с. с илл.

*В книге рассматриваются теория и расчет высокочастотных каскадов транзисторных радиопередатчиков.*

*Анализируются режимы работы транзисторных генераторов с внешним возбуждением, электрические цепи узко- и широкополосных усилителей мощности, методы сложения мощностей однотипных генераторов, параметрические умножители частоты, транзисторные автогенераторы и основные способы модуляции, применяемые в радиопередатчиках на полупроводниковых приборах.*

*Приводимые в книге материалы теоретического и расчетного характера могут быть использованы при проектировании транзисторных радиопередающих устройств.*

*Книга предназначена для радиоспециалистов и студентов старших курсов вузов радиотехнического профиля.*

3-4-3

289-70

6Ф2.12

**Каганов Вильям Ильич**

**Транзисторные радиопередатчики**

**Редактор Ю. И. Судаков**

**Технический редактор В. М. Скитина**

**Корректор Г. Г. Желтова**

---

Сдано в набор 9/VI 1970 г. Подписано к печати 20/XI 1970 г. Т-15195

Формат 84×103<sup>1/32</sup>

Бумага типографская № 1

Усл. печ. л. 17,22

Уч.-изд. л. 17,96

Тираж 28 000 экз.

Цена 1 р. 11 к.

Зак. 1308

---

Издательство „Энергия“. Москва, М-114,  
Шлюзовая наб., 10.

---

Московская типография № 10 Главполиграфпрома  
Комитета по печати при Совете Министров СССР.  
Шлюзовая наб., 10.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время транзисторы и полупроводниковые диоды-варакторы все в большей степени вытесняют электронные лампы в радиопередатчиках небольшой мощности, примерно до 100—200 *вт* в коротковолновом диапазоне и 30—40 *вт* в УКВ и ДЦВ диапазонах. Применению транзисторов во многом способствует их более высокая надежность и долговечность, а также улучшение таких важных параметров передатчика, как промышленный к. п. д., вес и габариты аппаратуры.

Начало процесса широкой транзисторизации радиопередающей аппаратуры связано с появлением в 1964—1965 гг. мощных высокочастотных полупроводниковых триодов с многоэмиттерной структурой. С этого же времени началась и более интенсивная разработка теории, инженерных методов расчета и проектирования транзисторных передатчиков. Однако большинство работ, выполненных в данном направлении, посвящены отдельным, частным вопросам и опубликованы в основном в периодической научно-технической литературе.

Цель настоящей книги состоит в систематизированном изложении вопросов теории и расчета высокочастотных каскадов передатчика на полупроводниковых приборах и всего устройства в целом. В этой связи в книге рассмотрены следующие вопросы: устройство мощных высокочастотных транзисторов с многоэмиттерной структурой; основы теории и расчета транзисторных генераторов с внешним возбуждением; анализ электрических цепей генераторов-усилителей; полупроводниковые умножители частоты; сложение мощностей транзисторных генераторов; транзисторные автогенераторы; методы модуляции и общие вопросы проектирования передатчиков на полупроводниковых приборах. При строгом учете всех факторов, определяющих работу транзисторного каскада, конечные соотношения получаются весьма громоздкими и малоприменимыми для инженерной практики. Поэтому

автор стремился там, где это допустимо, путем введения некоторых обоснованных предпосылок получить хотя и приближенные, но зато более простые и наглядные конечные выражения. Такой подход оправдан тем, что расчет транзисторных каскадов производится обычно на основе справочных, т. е. усредненных характеристик транзистора, а фактический большой разброс его параметров все равно существенно понижает точность результатов.

При исследовании работы различных схем транзистор заменяется эквивалентной активной электрической цепью, отображающей основные физические свойства прибора. Эта эквивалентная схема составляется на основе теории, в которой транзистор рассматривается как устройство, управляемое зарядом избыточных неосновных носителей, накапливаемых в базовой области. В связи с этим в книге приводятся основы теории «метода заряда».

Ограниченная мощность транзисторов, их более высокая стоимость и возрастающая сложность в проектировании и технологии изготовления аппаратуры в определенной степени все еще сдерживают широкое применение полупроводниковых приборов в передатчиках. Особенно медленно процесс вытеснения электровакуумных приборов полупроводниковыми происходит в диапазоне СВЧ. В этой связи правильное определение областей применения двух групп электронных приборов — вакуумных и полупроводниковых — является важным вопросом при определении путей развития современной радиопередающей техники.

Следует также отметить, что транзисторизация радиопередатчиков ставит перед разработчиками аппаратуры много новых проблем, значительно более сложных чем те, которые встречаются при проектировании ламповых передатчиков. Если настоящая книга поможет радиоспециалистам овладеть новой областью радиопередающей техники, то автор будет считать свою задачу выполненной.

Автор благодарит к. т. н. В. Л. Аронова, рецензента, к. т. н., доцента Д. П. Линде и ответственного редактора, к. т. н., доцента Ю. И. Судакова, чьи полезные советы и замечания способствовали улучшению содержания книги.

## Глава первая

### МОЩНЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

#### 1-1. Устройство транзисторов с многоэмиттерной структурой

Повышение выходной колебательной мощности и граничной частоты усиления является основным направлением, по которому идет развитие транзисторов, используемых в генераторных каскадах передатчиков. Совмещение двух данных качеств в полупроводниковом приборе является исключительно сложной задачей, которую к настоящему времени удалось частично решить путем создания транзисторов с многоэмиттерной структурой. В основе их работы лежат физические принципы, общие для всех полупроводниковых приборов (см., например, [Л. 1-1—1-4]). Однако по устройству и технологии изготовления они существенно отличаются от других групп транзисторов.

При высокой частоте сигнала особенно резко начинает проявляться эффект оттеснения [Л. 1-1], связанный с вытеснением носителей заряда к краям эмиттера (рис. 1-1,а).

В результате плотность тока определяется не площадью эмиттера, а его периметром. При превышении определенного значения плотности тока происходит разрушение структуры прибора. Поэтому при необходимости увеличить мощность транзистора следует удлинять периметр эмиттера, что также приводит к увеличению площади электродов (рис. 1-1,а). В свою очередь большая площадь электродов означает большую емкость перехода коллектор — база, что снижает частотные свойства транзистора.

Максимальная частота усиления плоскостного транзистора определяется [Л. 1-1] следующим приближенным

выражением:

$$f_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi r_b C_{\text{к.а}}}}, \quad (1-1)$$

где  $f_T$  — граничная частота;  $r_b$  — сопротивление базовой области (слоя базы);  $C_{\text{к.а}}$  — активная составляющая емкости перехода коллектор — база. Другой причиной, затрудняющей повышение граничной частоты транзисторов, является необходимость создания структур с очень тонкой базой, измеряемой долями микрона, поскольку  $f_T = k/\omega^2$ , где  $\omega$  — толщина базовой области.

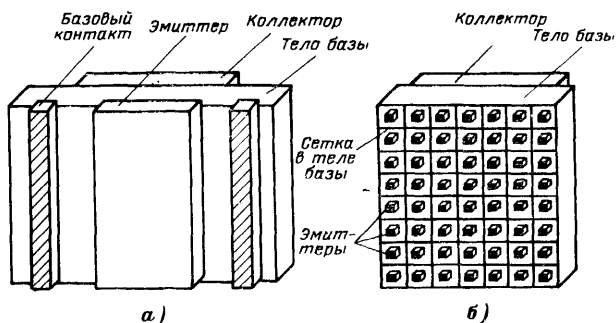


Рис. 1-1. Принцип устройства плоскостного транзистора с одним эмиттером (а) и многоэмиттерного (б).

Для разрешения возникающего противоречия, связанного с ухудшением частотных свойств транзистора при увеличении мощности, и была предложена многоэмиттерная структура. Сущность новой идеи устройства транзистора заключается в том, что эмиттер разрезается на большое число ячеек-квадратиков (рис. 1-1, б). В результате суммарный периметр всех ячеек эмиттеров резко увеличивается без увеличения их площади. Таким путем удалось создать структуры с высоким отношением периметра эмиттера к площади коллектора, что позволило увеличить мощность с одновременным повышением граничной частоты транзистора.

В настоящее время можно указать на три основных типа многоэмиттерных структур: решетчатую, сетчатую и полосковую (рис. 1-2). В решетчатой структуре, получившей в зарубежной литературе также наименование «overlay» [Л. 1-5], эмиттеры в виде квадратиков-

островков располагаются в теле базы (рис. 1-2, а, 1-3, а). Периметр каждого квадратика-эмиттера составляет несколько десятков микрон, а их общее число в различных типах транзисторов достигает нескольких сотен. Все

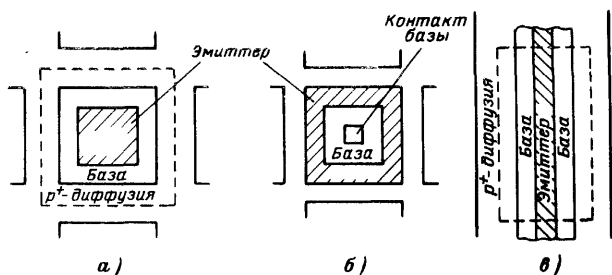
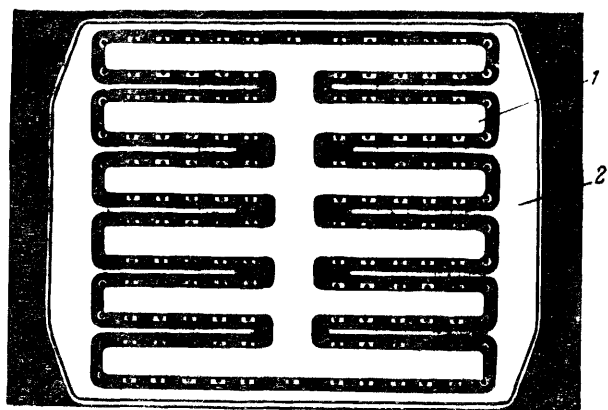
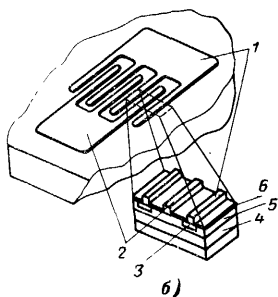


Рис. 1-2. Ячейка многоэмиттерной структуры решетчатого (а), сетчатого (б) и полоскового типов (в).



а)



б)

Рис. 1-3. Структура многоэмиттерного транзистора.

а — решетчатого типа; б — полоскового типа; 1 — контакт эмиттера; 2 — контакт базы; 3 — эмиттер ( $n^+$ ); 4 — коллектор ( $n$ ); 5 — база ( $p$ ); 6 — изоляционный оксидный слой.

эмиттеры с помощью специальной металлической сетки соединяются параллельно.

При сетчатой структуре (рис. 1-2,б) эмиттерная область имеет вид сетки, состоящей из узких полосок, внутри которых располагаются базовые контакты. В результате такой геометрии отношение периметра эмиттера к площади коллектора получается в два раза большим, чем при решетчатой структуре [Л. 1-12].

Полосковая структура многоэмиттерного транзистора изображена на рис. 1-2,в и 1-3,б. Здесь эмиттер имеет «многозубовую» структуру, базовому контакту придается аналогичная форма. Общее число «зубьев» не превышает обычно нескольких десятков; ширина одного «зуба» равна нескольким микронам, длина — не больше 100 мкм. При такой конструкции транзистора отношение периметра эмиттера к площади коллектора получается достаточно высоким.

К полосковой структуре близко примыкает гребенчатая, созданная раньше многоэмиттерной и нашедшая применение в мощных транзисторах, имеющих частотный предел до 50—100 Мгц.

В качестве полупроводникового материала в СВЧ мощных транзисторах применяется кремний, наилучшим образом отвечающий необходимым требованиям по совокупности электрофизических свойств.

Рассмотрим более подробно устройство многоэмиттерного транзистора решетчатого типа, поперечное сечение которого схематически изображено на рис. 1-4,а. Коллектор транзистора представляет собой единую площадку, создаваемую методом прямого эпитаксиального выращивания высокоомного кремния ( $n$ ) на низкоомной подложке кремния, легированной сурьмой ( $n^+$ ). Базовые и эмиттерные области транзистора создаются на эпитаксиальной пленке (коллекторе) в несколько стадий методом диффузии и фотографической обработки. При этом на одной кремниевой пластинке одновременно создается до нескольких сотен кристаллов. С помощью фотолитографических способов заданный рисунок ячейки с фотошаблона переносится на структуру создаваемых приборов. Такой метод технологии обеспечивает получение основных межэлементных расстояний, равных нескольким микронам.

В качестве примера приведем данные по геометрии многоэмиттерного транзистора, имеющего мощность 3 вт



на частоте 400 Мгц [Л. 1-11]. Размеры эмиттерной ячейки:  $13 \times 13$  мкм; общее число эмиттеров 156; общий периметр и площадь всех эмиттеров 7,5 мм и  $0,025$  мм<sup>2</sup> соответственно; площадь коллектора  $0,25$  мм<sup>2</sup>.

В новейших типах транзисторов для перенесения изображения с фотошаблона на структуру создаваемого прибора используется лазерный источник света [Л. 1-5]. Луч лазера позволяет передавать размеры до 2,5 микрон. Благодаря этому удалось резко увеличить периметр эмиттера и тем самым повысить мощность транзистора. В частности, лазерная технология используется при создании транзистора, имеющего мощность 50 вт на частоте 500 Мгц [Л. 1-5].

Согласно выражению (1-1) для увеличения максимальной частоты усиления транзистора важно уменьшить сопротивление базы  $r_b$ . В связи с этим в базовых областях методом диффузии создают сильно легированные участки  $p^+$  типа, имеющие низкое удельное сопротивление. С помощью специальных металлизированных полосок, образуемых методом напыления и травления алюминия, обеспечивается параллельное соединение всех эмиттеров и контактирование с базовой областью. Из рассмотрения рис. 1-4,а следует, что все границы переходов лежат в одной плоскости поперечного сечения. Такая структура транзистора называется планарной [Л. 1-15].

К важным особенностям мощных многоэмиттерных транзисторов также относятся обеспечение коротких внутренних выводов электродов, особенно эмиттерного, и отвод тепла от прибора. Короткие выводы необходимы для сведения к минимуму величины их индуктивности. Сравнительно большая индуктивность вывода, особенно

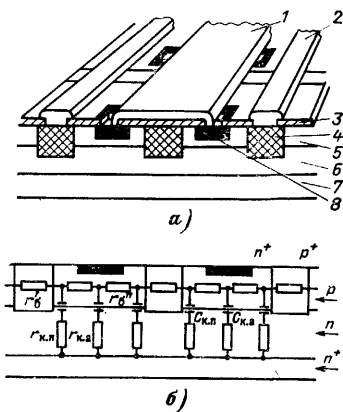


Рис. 1-4. Многоэмиттерный транзистор решетчатого типа.

а — вид поперечного сечения; 1 — металлизация эмиттера; 2 — металлизация базы; 3 — изоляционный оксидный слой; 4 — «сетка» с низким активным сопротивлением ( $p^+$ ); 5 — база ( $p$ ); 6 — коллектор ( $n$ ); 7 — подложка коллектора ( $n^+$ ); 8 — эмиттер ( $n^+$ ); б — эквивалентная схема транзистора при его поперечном сечении.

эмиттерного, приводит к резкому снижению усилительных свойств транзистора. В некоторых типах транзисторов для снижения индуктивности используется полосковая конструкция выводов, расположенных в радиальных направлениях (рис. 1-5). Тепло, рассеиваемое в кристалле транзистора, следует отвести на его корпус. При этом требуется также обеспечить электрическую изоляцию

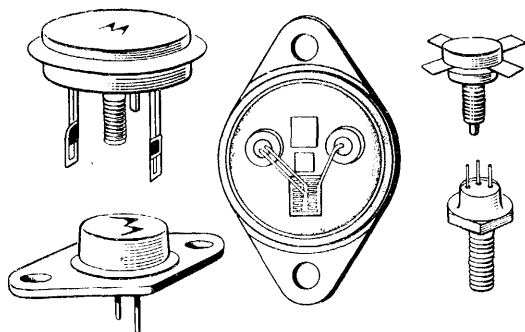


Рис. 1-5. Внешний вид транзисторов.

электродов относительно корпуса прибора. Для указанной цели обычно используется бериллиевая керамика — диэлектрик с высокой теплопроводностью (такой же, как у латуни). У одних типов высокочастотных транзисторов все выводы электродов электрически изолируются от корпуса, у других (более мощных) эмиттер или коллектор соединяется с теплоотводом. С целью герметизации корпуса транзистора осуществляется его заливка кремнийорганическими полимерами. Внешний вид нескольких типов транзисторов изображен на рис. 1-5. Для еще большего повышения мощности транзистора на одном кристалле создается несколько структур, а в самом транзисторе используется несколько кристаллов (такие транзисторы называются многоэмиттерными и многоструктурными). Так, в транзисторе мощностью 50 вт на частоте 500 Мгц располагаются два кристалла, каждый из которых имеет по восемь структур [Л. 1-5].

Во многих типах мощных высокочастотных транзисторов для стабилизации режима работы и в качестве меры борьбы против явления вторичного пробоя последовательно с каждым эмиттером или структурой включается резистор. Последний получают путем нанесения

никеля и хрома поверх эмиттера. Стабилизирующие резисторы, выполненные как единое целое с каждым из эмиттеров, оказываются включенными в цепи обратной связи, что выравнивает распределение тока и повышает устойчивость работы транзистора.

Из проведенного рассмотрения устройства многоэмиттерного транзистора следует, что он представляет собой параллельное соединение большого числа «маленьких»

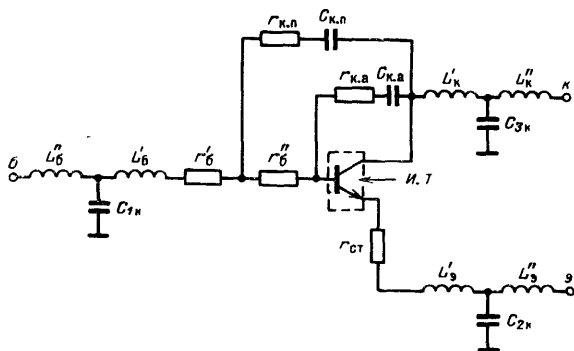


Рис. 1-6. Эквивалентная схема многоэмиттерного транзистора.

транзисторов, каждый из которых имеет свои парциальные сопротивления электродов и межэлектродные емкости. В результате поперечную структуру транзистора (рис. 1-4,а) можно представить в виде эквивалентной схемы, изображенной на рис. 1-4,б. Соединив параллельно парциальные элементы этой схемы, можно получить эквивалентную схему многоэмиттерного транзистора в целом, представленную на рис. 1-6.

На схеме приняты следующие обозначения:

И. Т. — идеальный транзистор (теоретическая модель);  $L'_б$ ,  $L'_э$ ,  $L'_к$  — индуктивности внутренней части выводов электродов;  $L''_б$ ,  $L''_э$ ,  $L''_к$  — индуктивности внешней части выводов электродов;  $C_{1к}$ ,  $C_{2к}$ ,  $C_{3к}$  — емкости электродов относительно корпуса транзистора;  $r'_б$  — распределенное активное сопротивление «сетки» базы;  $r''_б$  — распределенное активное сопротивление слоя (или «тела») базы;  $C_{к.а}$  и  $C_{к.п}$  — активная (внутренняя) и пассивная (внешняя) емкости перехода коллектор — база;  $r_{к.а}$  и  $r_{к.п}$  — распределенные активные сопротивления

коллектора;  $r_{\text{сг}}$  — суммарное сопротивление стабилизирующих резисторов, включенных последовательно с эмиттерами.

Емкость  $C_{\text{к.а}}$  определяется областью, расположенной непосредственно над эмиттером (рис. 1-4). В этой области происходит процесс передачи информации от эмиттера к коллектору и поэтому она получила название активной. Пассивная емкость  $C_{\text{к.п}}$  определяется областью, расположенной над коллектором, непосредственно не связанной с эмиттером.

С учетом сказанного отношение активной и пассивной емкостей перехода коллектор — база определяется следующим примерным соотношением:

$$\frac{C_{\text{к.а}}}{C_{\text{к.а}} + C_{\text{к.п}}} = \frac{S_{\text{э}}}{S_{\text{к}}},$$

где  $S_{\text{э}}$  — суммарная площадь всех эмиттеров;  $S_{\text{к}}$  — площадь коллектора.

У многоэмиттерных транзисторов отношение  $S_{\text{э}}/S_{\text{к}}$  меньше  $1/4$  и поэтому обычно  $C_{\text{к.п}} \gg C_{\text{к.а}}$ .

Следует отметить, что схема, представленная на рис. 1-6, так же как и всякая иная эквивалентная схема, только с определенной степенью приближения отображает истинную физическую картину явлений, происходящих в транзисторе. Одно из допущений состоит в том, что многоэмиттерный транзистор — по существу система с сосредоточенными и распределенными параметрами — заменяется схемой только с сосредоточенными параметрами; другое допущение — несколько параллельно включенных приборов заменяются одним с некоторыми интегральными параметрами. Далее будет дано более глубокое истолкование эквивалентной схемы транзистора, основанное на методе заряда.

Таким образом, из проведенного рассмотрения следует, что мощные высокочастотные транзисторы являются многоэмиттерными, планарного типа, кремниевыми, изготовленными по эпитаксиальной технологии. В большинстве случаев это транзисторы типа  $n-p-n$ , в более редких случаях — типа  $p-n-p$ . Вопросы устройства и технологии изготовления мощных ВЧ транзисторов подробно рассмотрены в [Л. 1-16].

## 1-2. Параметры и характеристики мощных высокочастотных транзисторов

**Вводные замечания.** Работа транзистора описывается большим числом различных параметров и характеристик. С помощью этих параметров можно правильно и наиболее эффективно применить транзистор в каскадах различного назначения. Рассмотрим наиболее важные характеристики и параметры мощных высокочастотных

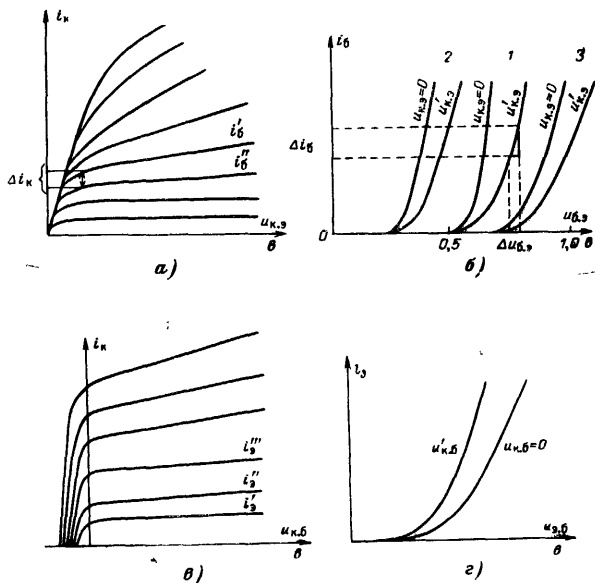


Рис. 1-7. Статические характеристики транзистора.

а, б — в схеме с ОЭ; в, г — в схеме с ОБ; 1 — при нормальной температуре; 2 — при повышенной температуре; 3 — при пониженной температуре.

транзисторов, к которым обычно относят приборы с рассеиваемой мощностью на коллекторе больше 5 вт.

**Вольт-амперные или статические характеристики транзистора.** Для схемы с общим эмиттером (ОЭ), наиболее часто используемой в генераторах, различают два основных вида семейств характеристик транзистора: выходные — зависимость тока коллектора от напряжения коллектор — эмиттер и тока базы:  $i_k = \Psi_1(u_{к,э}, i_б)$  и входные — зависимость тока базы от напряжения эмиттер — база и коллектор — эмиттер:  $i_б = \Psi_2(u_{э,б}; u_{к,э})$  (рис. 1-7, а, б). Для транзисторов типа КТ903А и КТ904А эти характеристики приведены в приложении 1. С помощью вольт-амперных характеристик можно определить статические и дифференциальные параметры транзистора (рис. 1-7, а, б). Так, например, дифференциальное значение ко-

эфициента усиления по току в схеме с ОЭ

$$\beta_0 = \frac{\Delta i_k}{\Delta i_6},$$

где  $\Delta i_6 = i'_6 - i''_6$ .

Дифференциальное значение крутизны характеристики тока базы

$$S_6 = \frac{\Delta i_6}{\Delta u_{э,6}}, \quad a/\delta \quad (\text{при } u_k = \text{const}).$$

Дифференциальное значение крутизны характеристики тока коллектора

$$S_0 = \beta_0 S_6 = \frac{\Delta i_k}{\Delta i_6} \frac{\Delta i_6}{\Delta u_{э,6}}, \quad a/\delta.$$

Напряжение отсечки характеристик коллекторного и базового токов  $E'_6$ . У кремниевых транзисторов величина  $E'_6 = 0,4 \div 0,6$  в; у германиевых  $E'_6 = 0,2 \div 0,3$  в.

При изменении температуры происходит смещение статических характеристик: с повышением температуры характеристики  $i_6 = \Psi_2(u_{э,6})$  смещаются влево, с понижением — вправо (рис. 1-7,б). При схеме с общей базой (ОБ) также различают два вида вольт-амперных характеристик транзистора: выходные — зависимость тока коллектора от напряжения коллектор — база и тока эмиттера  $i_k = \Psi_3(u_{к,6}; i_э)$  и входные — зависимость тока эмиттера от напряжения база — эмиттер и коллектор — база  $i_э = \Psi_4(u_{э,6}; u_{к,6})$  (рис. 1-7,в, г).

На плоскости статических характеристик (рис. 1-8) имеется четыре области:

*отсечки*, когда эмиттерный и коллекторный переходы смещены в обратном направлении;

*активная*, когда эмиттерный переход смещен в прямом направлении, коллекторный — в обратном;

*насыщения*, когда оба перехода смещены в прямом направлении;

*лавинного умножения*.

В активной области осуществляется управление тока коллектора током базы при схеме с ОЭ или током эмиттера при схеме с ОБ. В области насыщения ток коллектора в основном зависит от напряжения на коллекторе. Граница, отделяющая область насыщения от активной, называется линией насыщения.

В области лавинного умножения транзистор может находиться в течение весьма малого времени (величина его зависит от многих факторов и сильно колеблется у различных типов транзисторов), поскольку в противном случае наступает явление вторичного пробоя, приводящее к необратимым процессам в структуре  $p-n$  переходов и выходу прибора из строя. Физическое объяснение данного явления связано с концентрацией, т. е. внутренним сжатием тока в активных областях коллектора, что вызывает локальный нагрев, приводящий в конечном итоге к разрушению  $p-n$  перехода [Л. 16]. При этом общая мощность, рассеиваемая в приборе, может быть существенно меньше предельно допустимой. При вторичном пробое происходит почти мгновенное снижение выходного сопротивления и напряжения и резкое возрастание коллекторного тока транзистора. Подробному рассмотрению механизма сложного

процесса вторичного пробоя, посвященному тепловой и электрический характер, посвящены, в частности, работы [Л. 1-6—1-8].

При работе транзистора в генераторных схемах допускается использование первых трех областей (отсечки, активной и насыщения), а заход в область лавинного умножения не разрешается.

**Предельные напряжения.** Переход в область лавинного умножения зависит не только от напряжения на коллекторе, но и от состояния в цепи база — эмиттер. В этой связи различают следующие обратные предельно допустимые напряжения, которые можно прикладывать к  $p-n$  переходам транзистора (рис. 1-9).

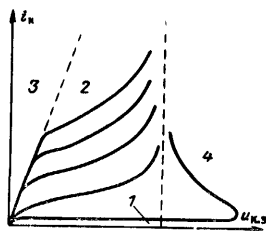


Рис. 1-8. Области на плоскости семейства коллекторных характеристик.

1 — отсечки; 2 — активная; 3 — насыщения; 4 — лавинного умножения (пробоя).

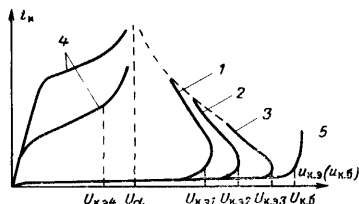


Рис. 1-9. Предельные напряжения у транзистора.

Напряжение цепи коллектор — эмиттер  $U_{K,Э1}$  при разомкнутой цепи базы, т. е. при  $i_B=0$  или  $R_B=\infty$  (кривая 1 на рис. 1-9).

Напряжение цепи коллектор — эмиттер  $U_{K,Э2}$  при короткозамкнутой цепи базы, т. е. при  $u_{B,Э}=0$  или при  $R_B < R'_B$  (у мощных транзисторов обычно принимается  $R'_B=100 \text{ ом}$ ) (кривая 2 на рис. 1-9).

Напряжение цепи коллектор — эмиттер  $U_{K,Э3}$  при запирающем смещении между базой и эмиттером величиной  $U_{B,Эап}$  [обычно  $U_{B,Эап} = -(1 \div 2) \text{ в}$ ] (кривая 3 на рис. 1-9).

Напряжение коллектор — эмиттер  $U_{K,Э4}$  открытого транзистора, включенного по схеме с ОЭ (кривая 4 на рис. 1-9). Величина  $U_{K,Э4}$  устанавливается несколько меньше напряжения лавинного пробоя  $U_\alpha$ . Для схемы с ОЭ при  $u_{K,Э}=U_\alpha$  коэффициент усиления

$\alpha \rightarrow 1$  и, следовательно, коэффициент  $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \rightarrow \infty$ .

При  $\beta=\infty$  в цепи коллектора транзистора будет протекать бесконечно большой ток, разрушающий прибор. При  $u_{K,Э}=U_\alpha$  происходит поворот фазы базового тока. Как видно из рис. 1-9, все характеристики  $i_K = \Psi(u_{K,Э})$  сходятся к величине  $U_\alpha$ .

Напряжение цепи коллектор — база  $U_{K,Б}$  при разомкнутой цепи эмиттера, т. е. при  $I_E=0$  (кривая 5 на рис. 1-9). Напряжения  $U_{K,Б}$  и  $U_{K,Э3}$  связаны следующим соотношением:  $|U_{K,Б}| = |U_{K,Э3}| + |U_{B,Эап}|$ . Обычно  $|U_{B,Эап}| = 1 \div 2 \text{ в}$  и поэтому можно считать  $U_{K,Б} = U_{K,Э3}$ .

Обратное напряжение между эмиттером и базой  $U_{Б,Э}$ .

У некоторых типов транзисторов, начиная с определенной температуры перехода (обычно с  $t_{\text{пер}} \geq 120^\circ$ ), дается снижение предельных напряжений.

С увеличением сопротивления в цепи базы  $R_b$  допустимое значение  $U_{к.э}$  снижается ( $U_{к.э1} < U_{к.э2}$ ). Во многих случаях указывается максимально допустимая величина сопротивления  $R_b$  в схеме прибора. Наиболее типичные значения предельных напряжений для большой группы кремниевых мощных высокочастотных транзисторов с граничной частотой  $f_T < 500 \text{ МГц}$  равны:  $U_{к.э2} = 65 \text{ в}$ ;  $U_{к.э3} = 65 \text{ в}$ ;  $U_{к.э4} = 40 \text{ в}$ ;  $U_{к.б} = 65 \text{ в}$ ;  $U_{б.э} = 4 \text{ в}$ .

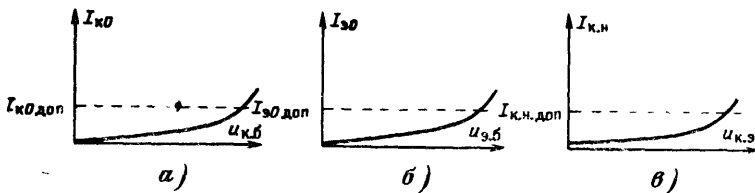


Рис. 1-10. Характеристики для обратных токов переходов.

При эксплуатации транзистора недопустимо превышение всех перечисленных предельно допустимых напряжений. В противном случае может произойти разрушение переходов, связанное с явлением вторичного пробоя (см. далее).

**Обратные токи переходов.** Эти токи определяются при обратных напряжениях, приложенных к  $p$ - $n$  переходам. Здесь различают: обратный ток коллекторного перехода  $I_{к0}$  и его зависимость от напряжения  $u_{к.б}$  (рис. 1-10,а);

обратный ток эмиттерного перехода  $I_{э0}$  и его зависимость от напряжения  $u_{э.б}$  (рис. 1-10,б);

начальный ток коллектора  $I_{к.н}$  в схеме с ОЭ и его зависимость от напряжения  $u_{к.э}$  (рис. 1-10,в).

С увеличением температуры значения  $I_{к0}$ ,  $I_{э0}$  и  $I_{к.н}$  могут существенно возрасти. Стабильность данных токов во времени и от температуры является оценочным критерием надежности транзистора.

**Предельные токи.** Для мощных транзисторов указываются предельные значения пикового тока коллектора и постоянных токов коллектора и базы.

**Предельная мощность рассеивания и тепловые параметры.** Часть подводимой к транзистору мощности от источников питания и возбуждения рассеивается в нем в виде тепла. В результате температура переходов и корпуса транзистора превышает температуру окружающей среды. Мощность рассеивания  $P_p$  и температура перехода  $t_n$  в транзисторе связаны следующим соотношением:

$$t_n = t_k + P_p R_t, \quad (1-2)$$

где  $t_k$  — температура корпуса;  $R_t$ , град/вт — тепловое сопротивление участка переход — корпус. Величина  $P_p$  определяется суммой мощ-



ностей рассеивания по коллекторной и базовой цепям:

$$P_p = P_{ок} - \left(1 - \frac{1}{K_p}\right) P_{вых}, \quad (1.3)$$

где  $P_{ок}$  — мощность, подводимая к коллектору от источника постоянного напряжения;  $P_{вых}$  — выходная мощность;  $K_p$  — коэффициент усиления транзистора по мощности. При  $K_p \gg 1$  величина  $P_p = P_k$  — мощности рассеивания на коллекторе.

При температуре корпуса  $t_k$ , большей некоторого значения  $t_{к0}$  (обычно  $t_{к0} = 50 \div 70^\circ \text{C}$ ), максимально допустимая мощность рассеивания  $P_{pt}$  снижается по закону

$$P_{pt} = P_{p0} - \frac{t_k - t_{к0}}{R_t} \quad (\text{при } t_k \geq t_{к0}), \quad (1.4)$$

где  $P_{p0}$  — допустимая мощность рассеивания при  $t_k \leq t_{к0}$ .

Выражение (1.4) можно преобразовать к виду

$$P_{pt} = \frac{t_{п.макс} - t_k}{R_t} \quad (\text{при } t_k \geq t_{к0}), \quad (1.5)$$

$t_{п.макс}$  — максимально допустимая температура перехода.

У германиевых приборов  $t_{п.макс} = 85 \div 100^\circ \text{C}$ , у кремниевых  $t_{п.макс} = 150 \div 200^\circ \text{C}$ . График зависимостей (1.4) и (1.5) представлен на рис. 1-11.

Следует заметить, что допустимые мощности рассеивания указываются для рабочего режима, т. е. для режима усиления высокочастотного сигнала. В статическом режиме работы вследствие более резкого проявления процесса концентрации коллекторного тока и связанного с ним явления вторичного пробоя мощность рассеивания должна существенно снижаться.

**Малосигнальные параметры, характеризующие частотные свойства транзистора.** Выходные электрические параметры транзисторного генератора и в первую очередь колебательная мощность и коэффициент усиления по мощности существенно зависят от частоты. Эту зависимость можно объяснить с помощью эквивалентной схемы транзистора, представляющей собой сложный активный четырехполюсник (рис. 1-6). Частотные свойства последнего можно характеризовать серией параметров, которые удобнее определять в режиме «малого» сигнала (определение термина «малый» сигнал дано далее в § 2-3). К числу таких малосигнальных параметров относятся:

Емкость коллекторного перехода  $C_{к.б}$  при определенном значении напряжения  $u_{к.б}$ .

Емкость эмиттерного перехода  $C_e$  при определенном значении напряжения  $u_{э.б}$ .

Постоянная времени цепи обратной связи  $\tau_{обс} = C_{к.б} R_{к.б}$ .

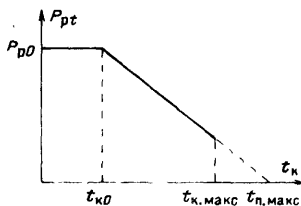


Рис. 1-11. График для допустимой мощности рассеивания.

Зависимости для коэффициентов усиления по току  $\beta$  и  $\alpha$  от частоты.

Граничные частоты  $f_\beta$ ;  $f_\tau$ ;  $f_\alpha$ .

Рассмотрим, как определяются пять последних величин. В схеме с ОЭ усилительные свойства транзистора при «малом» сигнале характеризуются коэффициентом  $\beta = \Delta i_K / \Delta i_B$ , являющимся частотно-зависимой величиной. Согласно [Л. 1-3] и [Л. 1-18] с учетом некоторых допущений имеем:

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0 e^{-jn \frac{f}{f_\tau}}}{1 + jf/f_\beta}, \quad (1-6)$$

где  $\beta_0$  — низкочастотное значение коэффициента  $\beta$ , измеренное при  $f \ll f_\beta$ ;  $f_\beta$  — частота, при которой модуль  $|\beta|$  уменьшается на 3 дБ (в  $\sqrt{2}$  раз) по отношению к  $\beta_0$ ;  $n$  — постоянный коэффициент (для дрейфовых транзисторов  $n \approx 0,3 \div 0,4$ , диффузионных  $n \approx 0,15$ );  $f_\tau$  — граничная частота.

Величина  $f_\tau$  определяется как произведение частоты на модуль коэффициента усиления  $|\beta|$ , измеренный на этой частоте:

$$f_\tau = |\beta| f. \quad (1-7)$$

Как следует из (1-6), при  $f \geq 3f_\beta$  величина  $f_\tau = \text{const}$ . При  $f = f_\tau$  модуль  $|\beta| = 1$ . Из сравнения (1-6) с (1-7) имеем  $f_\tau = \beta_0 f_\beta$ . В схеме с общей базой усилительные свойства транзистора при «малом» сигнале характеризуются коэффициентом  $\alpha = \frac{\Delta i_K}{\Delta i_E} = \frac{\beta}{1 + \beta}$ . Согласно [Л. 1-3 и 1-18] с учетом некоторых допущений имеем:

$$\dot{\alpha} = \frac{\alpha_0 e^{-jm f/f_\alpha}}{1 + jf/f_\alpha}, \quad (1-8)$$

где  $\alpha_0$  — низкочастотное значение коэффициента  $\alpha$ , измеренное при  $f \ll f_\alpha$ ;  $f_\alpha$  — частота, при которой  $|\alpha|$  уменьшается на 3 дБ по отношению к  $\alpha_0$ ;  $m$  — постоянный коэффициент (для дрейфовых транзисторов  $m \approx 0,6 \div 0,8$ , диффузионных  $m \approx 0,2$ ).

Удовлетворительная аппроксимация (1-8) возможна с помощью выражения [Л. 1-3]

$$\ddot{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + jf/f_\tau}.$$

Согласно [Л. 1-18] граничные частоты  $f_\alpha$  и  $f_\tau$  связаны соотношением

$$f_\alpha = \frac{1 + \alpha_0 m}{\alpha_0} f_\tau.$$

В результате для диффузионных транзисторов  $f_\alpha \approx 1,2 f_\tau$ , дрейфовых  $f_\alpha = (1,6 \div 1,8) f_\tau$ . Взаимное расположение частот  $f_\beta$ ;  $f_\tau$ ;  $f_\alpha$  показано на рис. 1-12. Кроме перечисленных малосигнальных параметров в справочных данных на мощные высокочастотные транзисторы

сторы в отдельных случаях приводятся частотные зависимости для  $Y$ -параметров.

Величина сопротивления базы  $r_b$  обычно не приводится в справочных данных. Однако при известном значении  $\tau_k$  и отношении  $\gamma = C_{к,б}/C_{к,а}$  можно воспользоваться формулой

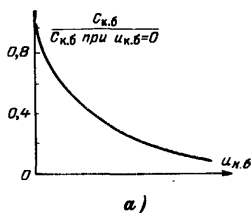
$$r_b = \frac{\gamma \tau_k}{C_{к,б}}.$$

Обычно значение  $\gamma \geq 3 \div 4$ .

**Зависимости, характеризующие параметрические свойства транзистора.** Параметры эквивалентной схемы транзистора (рис. 1-6) существенным образом зависят от режима работы, т. е. от величин



Рис. 1-12. Взаимное расположение граничных частот транзистора.



напряжений и токов, протекающих через прибор. Вследствие этого транзистор является не только нелинейным, но и параметрическим устройством. В наибольшей степени явления параметрического характера, происходящие в транзисторном генераторе, определяются зарядными емкостями  $p$ - $n$  переходов  $C_{к,б}$  и  $C_э$  и модулем коэффициента усиления по току  $\beta$ . В связи с этим вводят три зависимости, характеризующие параметрические свойства транзистора:

зависимость емкости коллекторного перехода  $C_{к,б}$  от обратного напряжения  $u_{к,б}$  (рис. 1-13,а);

зависимость емкости эмиттерного перехода  $C_э$  от обратного напряжения  $u_{э,б}$  (рис. 1-13,б);

зависимость  $|\beta|$  (или  $f_T$ ) от тока коллектора, которая для случая  $f = \text{const}$  представлена на рис. 1-14,а.

Физические явления, вызывающие небольшой рост и затем уменьшение функции  $f_T = \Phi(I_k)$  с увеличением  $I_k$ , рассмотрены, например, в [Л. 1-16]. В частности, уменьшение  $|\beta|$  с увеличением  $I_k$  связано с явлением концентрации тока в активных областях коллектора.

Значение тока коллектора  $I_{к,пр}$ , соответствующее величине  $|\beta| = |\beta|_{\text{макс}}/\sqrt{2}$ , назовем параметрическим ( $I_{к,пр}$ ). По данным рис. 1-14,а на рис. 1-14,б построена кривая  $I_{к,пр} = \Psi(u_{к,э})$ . В дальнейшем эту кривую будем называть линией параметрического режима. (В справочных данных на транзистор она называется линией

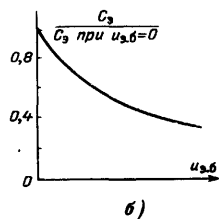


Рис. 1-13. Графики для емкостей.

а — коллекторного ( $C_{к,б}$ ) и б — эмиттерного ( $C_э$ ) переходов транзистора.

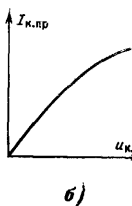
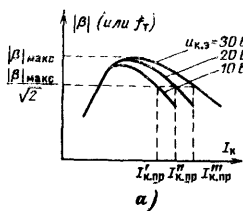


Рис. 1-14. Характеристики, определяющие параметрические свойства транзистора.

а —  $|\beta| = \Psi(I_k; u_{к.э})$ ; б — линия параметрического режима  $I_{к.пр} = \Phi(u_{к.э})$ .

критического режима.) Зависимость  $I_{к.пр} = \Psi(u_{к.э})$  для транзистора типа КТ904А приведена в приложении 1.

Амплитудные характеристики транзистора в режиме «большого» сигнала. В некоторых справочных данных приводятся графики для выходной мощности транзистора в зависимости от частоты и входной мощности. В качестве примера на рис. 1-15 показано семейство таких характеристик для од-

ного из типов мощных высокочастотных транзисторов. Наличие амплитудных характеристик  $P_{вых} = \Psi(f; P_{вх})$  позволяет проверить правильность производимых расчетов и результаты экспериментальной отработки транзисторного усилителя.

### 1-3. Ближайшие перспективы в области развития мощных высокочастотных транзисторов

Направление, связанное с созданием многоэмиттерных транзисторов, является одним из наиболее молодых и быстро развивающихся в области полупроводниковых триодов. Первые многоэмиттерные структуры, положившие начало созданию мощных высокочастотных транзисторов, были получены в 1963—1964 гг. С этого момента и началось интенсивное развитие данного направления в полупроводниковой технике. От первых транзисторов мощностью 2—3 Вт на частоте 200 МГц за 5—6 лет удалось перейти к транзисторам мощностью 50 Вт на частоте 500 МГц. Более наглядно развитие мощных высокочастотных транзисторов иллюстрируется с помощью диаграмм, показывающих зависимость максимального значения выходной мощности от частоты для различных типов полупроводниковых триодов (рис. 1-16). Графики построены на основе материалов, опубликованных в периодической зарубежной научной литературе [Л. 1-9, 1-11, 1-12]. График 3 на рис. 1-16 отражает результаты прогнозирования в рассматриваемой области полупроводниковой электроники. Для большей наглядности и оценки тран-

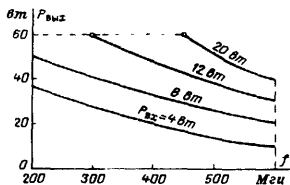


Рис. 1-15. Семейство амплитудных характеристик транзистора.

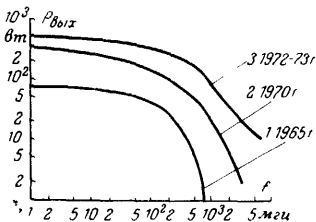


Рис. 1-16. Зависимость выходной мощности от частоты для различных типов транзисторов.

зисторов можно ввести коэффициент, равный произведению выходной мощности на граничную частоту усиления:  $K_{pf} = P_{вых} f$ , *вт·Мгц*. Данный коэффициент условно отражает уровень техники в области мощных высокочастотных транзисторов. На рис. 1-17 построена диаграмма для коэффициента  $K_{pf}$  за период с 1963 по 1971 г.

Таким образом, одно из направлений развития в области полупроводниковых приборов состоит в дальнейшем увеличении мощности и граничной частоты усиления транзисторов. Другая тенденция связана с увеличением коэффициента усиления транзистора по мощности  $K_p$ . Дело в том, что в настоящее время эта величина имеет явно недостаточное значение и составляет примерно 6—10 *дБ* в УКВ диапазоне и 3—6 *дБ* в диапазоне ДЦВ. Низкое значение  $K_p$  транзисторов СВЧ приводит к необходимости построения многокаскадных полупроводниковых передатчиков, что невыгодно во многих отношениях.

Здесь, однако, следует заметить, что имеются определенные затруднения принципиального характера, связанные с физикой работы полупроводникового прибора, не позволяющие беспредельно увеличивать мощность, коэффициент усиления  $K_p$  и граничную частоту  $f_T$  транзисторов. Величина  $f_T$  обратно пропорциональна времени пролета носителей зарядов (электронов или дырок) от эмиттера к коллектору. При этом максимальное значение скорости заряда  $v_z$  ограничено величиной порядка  $10^7$  *см/сек*. Поэтому для повышения  $f_T$  следует уменьшить расстояние между эмиттером и коллектором. С другой стороны, минимальное значение этого расстояния ограничено критическим значением напряженности электрического поля  $E_{кр}$ , при котором наступает пробой (так, у кремния  $E_{кр} \approx 2 \times 10^5$  *в/см*) [Л. 1-10]. В результате теоретический предел произведения коллекторного напряжения  $U_k$  на граничную частоту  $f_T$  равен  $U_k f_T = E_{кр} v_z / 2\pi$ . Для кремниевого транзистора данная величина составит  $U_k f_T \approx 2 \cdot 10^{11}$  *в·гц*. Отсюда имеем, например, что при максимальном напряжении  $U_k = 60$  *в* величина  $f_T = 3,3$  *Ггц*. Практически на одном из типов транзисторов удалось получить  $f_T = 2,3$  *Ггц*, т. е. величину, весьма близкую к теоретическому пределу [Л. 1-10].

Максимальная выходная мощность и коэффициент усиления также связаны с константой  $2 \cdot 10^{11}$  *в·гц*. В тех случаях, когда удается приблизиться к теоретическому пределу величины  $U_k f_T$ , дальнейшее повышение мощности транзисторов может осуществляться за счет параллельного объединения в одном корпусе нескольких структур и кристаллов.

Следующее направление связано с повышением стабильности и надежности работы транзисторов. Выход из строя последних в результате таких явлений, как вторичный пробой, является существенным недостатком транзистора. Одно из мероприятий, осуществляемых в связи с названным явлением, состоит в нанесении поверх

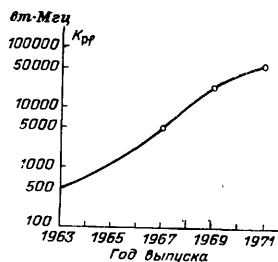


Рис. 1-17. Диаграмма, характеризующая развитие мощных высокочастотных транзисторов.

эмиттеров распределенных резисторов (см. § 1-1). Второе связано с объединением в одном корпусе транзистора и диода. Последний выполняет функцию защитного устройства от перенапряжений, возникающих в транзисторе. Другие мероприятия по повышению надежности направлены на улучшение отвода тепла от кристалла транзистора.

Одним из наиболее новых и перспективных направлений является применение многоэмиттерных транзисторов в интегральных схемах. Пассивные элементы в таких схемах изготавливаются по технологии, близкой к методам создания транзисторных структур. В качестве изоляционной подложки используется бериллиевая керамика. Полученная в результате гибридная структура, состоящая из многоэмиттерного транзистора и пассивных элементов, образует схему высокочастотного усилителя мощности. В качестве примера такой интегральной схемы можно указать на усилитель, отдающий на частоте 400 Мгц мощность 10 вт при коэффициенте усиления, равном 10 дб, и к. п. д., равном 60% [Л. 1-10].

Большое значение имеют также исследования, направленные на улучшение технологии изготовления мощных высокочастотных транзисторов. Низкий процент выхода годных приборов в процессе изготовления существенно увеличивает их стоимость. Несмотря на отмеченные недостатки многоэмиттерные структуры в течение еще длительного времени будут, по всей видимости, являться основой при создании мощных высокочастотных транзисторов.

В настоящее время многие типы радиопередатчиков проектируются с использованием мощных высокочастотных транзисторов. С появлением новых типов таких приборов область их применения будет, несомненно, расширяться.

## **Глава вторая**

### **ОСНОВЫ ТЕОРИИ ТРАНЗИСТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ**

#### **2-1. Задачи и методы исследования**

Генератор с внешним возбуждением служит для усиления мощности или умножения частоты высокочастотных колебаний и является одним из основных каскадов радиопередатчика. Генератор может работать в широком диапазоне изменений частоты и мощности входного сигнала, а также величины выходной нагрузки. В связи с этим конечная цель исследования состоит в определении аналитических зависимостей для нагрузочной, амплитудной и частотной характеристик генератора, что позволяет найти его электрические параметры в любом режиме работы.

Нагрузочными характеристиками генератора называются зависимости его основных электрических показате-

лей (выходной мощности  $P_1$ , к. п. д.  $\eta$ , потребляемой мощности  $P_{0к}$ , амплитуды выходного напряжения  $U_{кн}$ , первой гармоники  $I_{к1}$  и постоянной составляющей коллекторного тока  $I_0$ ) от сопротивления активной нагрузки  $R_H$ .

Амплитудными характеристиками являются зависимости тех же показателей от величины входной мощности  $P_{вх}$ .

Эквивалентная схема транзистора представляет собой частотнозависимую цепь (рис. 1-6) и поэтому как нагруз-

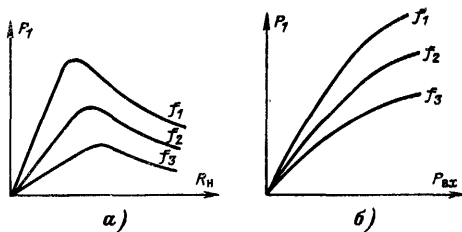


Рис. 2-1. Семейство характеристик  $f_1 < f_2 < f_3$ .

*а* — нагрузочных; *б* — амплитудных.

зочные, так и амплитудные характеристики следует строить при различных значениях частоты  $f$ , получая при этом семейства данных характеристик. Так, например, для выходной мощности имеем  $P_1 = \Phi_1(R_H; f)$  — семейство нагрузочных характеристик и  $P_1 = \Phi_2(P_{вх}; f)$  — семейство амплитудных характеристик.

Примерный вид этих функций представлен на рис. 2-1 для случая, когда  $f_1 < f_2 < f_3$ . Любому режиму работы генератора соответствуют определенные координаты на плоскости нагрузочных и амплитудных характеристик. За исходные условия при расчете последних следует принимать параметры, имеющиеся в справочных данных на транзистор. К ним относятся: вольт-амперные или статические характеристики, малосигнальные частотные параметры и характеристики параметрических свойств транзистора (см. § 1-2).

В зависимости от величины входного сигнала будем различать два крайних случая работы транзисторного генератора: при «малом» сигнале в режиме класса А и при «большом» сигнале с отсечкой коллекторного тока

(рис. 2-2) \*. Для получения максимальной мощности генератор должен работать в режиме «большого» сигнала. В справочных данных указываются обычно высокочастотные параметры транзистора только в режиме «малого» сигнала. В связи с этим в процессе расчета нагрузочных и амплитудных характеристик следует найти формы перехода от малосигнальных параметров к режиму «большого» сигнала.

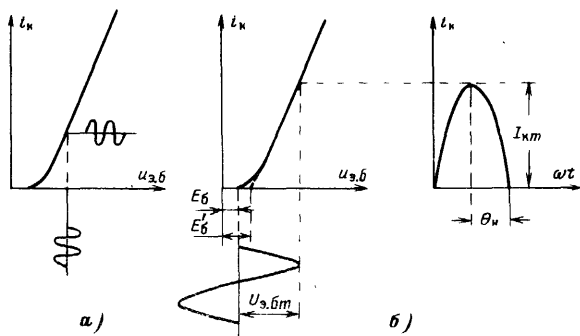


Рис. 2-2. Диаграммы, отображающие режим «малого» (а) и «большого» (б) сигнала.

Эквивалентная схема транзистора представляет собой частотнозависимую цепь (рис. 1-6). При этом весь диапазон частот усиливаемого сигнала условно можно разбить на три области:

нижних частот:  $\omega < 0,5\omega_p$ ;

средних частот:  $0,5\omega_p < \omega < 0,2\omega_T$ ;

высоких частот:  $0,2\omega_T < \omega < \omega_T$ .

Обычно величина  $0,2\omega_T > 3\omega_p$ . Определение величин  $\omega_p$  и  $\omega_T$  дано в § 1-2 и уточняется далее в § 2-2. Разбивка возможного рабочего диапазона частот транзистора на области позволяет упростить анализ работы транзисторного генератора в режиме «большого» сигнала, так как в каждом из поддиапазонов допустимы свои упрощения в эквивалентной схеме транзистора.

Ввиду зависимости некоторых параметров транзистора от величины сигнала (в первую очередь, это относится

\* Более полное определение понятий «малый» и «большой» сигнал будет дано далее.



к емкостям  $p-n$  переходов — рис. 1-13) его следует рассматривать как систему с переменными параметрами. Параметрические свойства транзисторного генератора становятся особенно ощутимыми при предельных величинах сигналов.

Таким образом, из проведенного рассмотрения следует, что транзисторный генератор является нелинейным инерционным устройством с переменными параметрами.

Для анализа такой сложной системы следует составить дифференциальные уравнения, отображающие нелинейные, частотные и параметрические свойства транзистора. Однако точное решение этих уравнений можно получить только численными методами в определенных частных случаях. Для получения решения в общем виде, пригодном для инженерных расчетов, приходится переходить к приближенным методам. При этом исследование работы транзисторного генератора будем проводить в несколько этапов, поочередно концентрируя внимание на одном из качеств полупроводникового прибора. Проведению исследования предшествует составление и обоснование эквивалентной схемы, лежащей в основе инженерного метода расчета транзисторного генератора.

Первый этап анализа заключается в учете инерционных свойств транзистора, определяемых в основном входной цепью, состоящей из реактивных и активных элементов. Для этого на основе теории активного четырехполюсника для эквивалентной схемы транзисторного генератора составляются уравнения, связывающие входные и выходные напряжения и токи устройства через малосигнальные параметры в режиме класса А. После решения данных уравнений получают выражения для выходных электрических параметров генератора в функции от частоты.

На втором этапе проводится анализ работы генератора в области нижних частот в режиме «большого» сигнала с учетом нелинейных свойств транзистора, отображаемых с помощью вольт-амперных характеристик. Последние по своему виду весьма схожи со статическими характеристиками электронной лампы. Вследствие этого к анализу работы транзисторного генератора в режиме «большого» сигнала в области нижних частот можно применить хорошо развитый аппарат исследования лампового генератора, основанный на методе гармонической линеаризации, иначе называемый квазилинейным.

В результате удается получить выражения для нагрузочных характеристик транзисторного генератора, не учитывающие, однако, частотные свойства последнего.

На третьем этапе следует объединить результаты анализа двух первых этапов и получить выражения, описывающие работу транзисторного генератора в режиме «большого» сигнала с учетом его частотных свойств.

Особое место занимает исследование работы транзисторного генератора с учетом параметрических свойств полупроводникового прибора.

На основе выражений, полученных описанным методом, можно построить семейства нагрузочных и амплитудных характеристик, аналогичные представленным на рис. 2-1.

Таким образом, в основе анализа работы транзисторного генератора лежат теория активного четырехполюсника, метод гармонической линеаризации и теория систем с переменными параметрами.

Рассмотрим возможные режимы работы транзисторного генератора с внешним возбуждением.

Во-первых, по аналогии с ламповым генератором здесь различают недонапряженный, критический и пере-

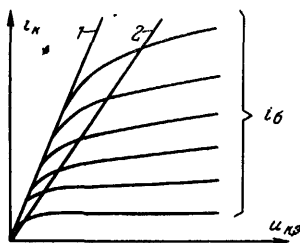


Рис. 2-3. Линии критического (1) и параметрического (2) режимов на плоскости статических характеристик.

напряженный режимы работы. Если в течение всего времени периода колебаний рабочая точка, отображаемая с помощью координат  $i_K - u_{K,э}$ , находится в активной области на плоскости вольт-амперных характеристик (рис. 1-8), то режим работы генератора является недонапряженным. При заходе рабочей точки в течение части периода колебаний в область насыщения режим работы генератора становится перенапряженным. Разделяет

два данных режима критический режим работы. Ему соответствует линия критического режима, совпадающая с линией насыщения, т. е. проходящая через точки резкого спада коллекторного тока (рис. 2-3).

Ранее (см. § 1-2) было введено понятие линии параметрического режима  $I_{K,пр} = \Psi(u_{K,э})$  (рис. 1-14,б), отображающей зависимость усилительных свойств транзистора

от величины коллекторного тока и напряжения. С определенными допущениями эта линия может быть проведена на плоскости вольт-амперных характеристик (рис. 2-3). Правее линии  $I_{к.пр} = \Psi(u_{к.э})$  лежит область сравнительно постоянных параметров транзистора; левее — более резкой зависимости параметров от режима работы. Следует еще раз подчеркнуть, что в действительности резкого перехода от постоянных параметров к переменным в транзисторе не существует. Этот переход носит значительно более плавный характер. Вместе с тем введение линии параметрического режима, носящей в определенной степени условный характер, позволяет упростить проведение исследований.

Если в течение всего времени периода колебаний рабочая точка (координаты  $i_k - u_{к.э}$ ) находится правее линии параметрического режима, то режим работы генератора является допараметрическим. При заходе рабочей точки в течение части периода колебаний в область, лежащую левее линии  $I_{к.пр} = \Psi(u_{к.э})$ , режим работы становится параметрическим. Разделяет два данных режима граничный режим работы, которому соответствует линия параметрического режима.

Итак, при анализе транзисторного генератора, с одной стороны, следует различать недонапряженный, критический и перенапряженный режимы работы, существование которых связано с нелинейным видом вольт-амперных характеристик. С другой стороны, в транзисторном генераторе различают допараметрический, граничный и параметрический режимы работы, существование которых связано с переменным характером некоторых параметров транзистора. Перечисленным шести режимам работы соответствуют определенные области на плоскости вольт-амперных характеристик. При этом в большей своей части совпадают области, соответствующие недонапряженному и допараметрическому, критическому и граничному, перенапряженному и параметрическому режимам работы.

Следует заметить, что если понятие напряженности режима является общим для лампового и транзисторного генераторов, то понятие параметрического режима является специфическим только для транзисторного.

На основе сформулированных положений проведем детальный анализ работы транзисторного генератора с внешним возбуждением.

## 2-2. Метод заряда и обоснование эквивалентной схемы транзистора

Для удобства проведения инженерного расчета транзисторного генератора целесообразно транзистор заменить эквивалентной электрической цепью. При этом следует ответить на следующий наиболее важный вопрос: насколько близко удастся описать с помощью эквивалентной схемы механизм электронных процессов, протекающих в транзисторе.

При решении данной задачи возникает в определенной степени противоречивая ситуация: схема может давать достаточно точный конечный результат, но быть очень сложной и малопригодной для инженерных расчетов, и напротив, излишние упрощения в схеме могут привести к неверному ответу или расчетным формулам, не отвечающим требованиям инженерной практики по точности. Кроме того, следует заметить, что эквивалентная схема может видоизменяться в зависимости от амплитуды усиливаемого сигнала, используемой области частот, учета параметрических явлений и т. д.

В соответствии с введенной ранее классификацией будет рассмотрено три модификации эквивалентной схемы транзистора: для области нижних, средних и высоких частот.

Основой строгого метода расчета электрических характеристик транзистора является уравнение непрерывности [Л. 1-2, 1-4]. Последнее выражает условия динамического равновесия плотностей неосновных носителей заряда в элементарном объеме. Решение уравнения находится при определенных граничных условиях, зависящих от внешних приложенных напряжений (токов); оно позволяет вычислить напряжения (токи) и определить эквивалентные параметры транзистора при представлении его в виде четырехполюсника. Однако при таком подходе к транзистору весьма затруднительна его «стыковка» с электрической схемой каскада. Здесь на помощь инженерному методу расчета схем на полупроводниковых приборах приходит метод заряда, являющийся следствием уравнения непрерывности. Этот метод позволяет более простым путем рассчитать электрические характеристики транзистора. Вместе с тем, опираясь на метод заряда, можно построить и эквивалентную схему транзистора, лежащую в основе инженерного метода расчета генератора.

Таким образом, можно установить следующую связь между строгим методом анализа физических процессов в транзисторах и инженерным методом расчета полупроводникового генератора: уравнение непрерывности — метод заряда — эквивалентная схема.

Коротко остановимся на важнейших положениях метода заряда для одномерной модели транзистора, основываясь на работах [Л. 2-1—2-3]. При данном методе транзистор рассматривается как устройство, управляемое зарядом избыточных неосновных носителей, накапливаемых в базовой области. Рассмотрение проведем по отношению к транзистору типа  $p-n-p$ , для которого неосновными носителями в области базы являются дырки. Полученные результаты можно распространить также на транзистор типа  $n-p-n$ .

Связь между избыточным неравновесным зарядом дырок, накапливаемых в объеме транзистора, и токами последнего определяется законом сохранения заряда

$$\frac{dQ(t)}{dt} = i_{\text{э}}(t) - i_{\text{к}}(t) - i_{\text{эн}}(t) - i_{\text{рек}}(t) - I_{\text{к0}}, \quad (2-1)$$

где  $Q(t) = Q_{\text{б}}(t) + Q_{\text{э}}(t) + Q_{\text{к}}(t)$  — избыточный неравновесный заряд дырок, накапливаемый в области базы —  $Q_{\text{б}}(t)$ , эмиттера —  $Q_{\text{э}}(t)$  и коллектора —  $Q_{\text{к}}(t)$ ;  $i_{\text{э}}(t)$  и  $i_{\text{к}}(t)$  — полные внешние токи эмиттера и коллектора соответственно;  $i_{\text{эн}}(t)$  — электронная составляющая тока эмиттера;  $i_{\text{рек}}(t)$  — ток рекомбинации дырок в объеме транзистора;  $I_{\text{к0}}$  — обратный ток коллекторного перехода.

Ток базы равен разности токов эмиттера и коллектора и поэтому запишем:

$$i_{\text{б}}(t) = i_{\text{э}}(t) - i_{\text{к}}(t).$$

Величины зарядов  $Q_{\text{э}}$  и  $Q_{\text{к}}$  определяются соответственно статическими емкостями эмиттерного  $C_{\text{э}}$  и коллекторного  $C_{\text{к.п}}$   $p-n$  переходов:

$$Q_{\text{э}}(t) = \int_0^{u_{\text{э}}(t)} C_{\text{э}}(u) du; \quad Q_{\text{к}}(t) = \int_{E_{\text{к}}}^{u_{\text{к}}(t)} C_{\text{к.п}}(u) du.$$

При большом уровне инжекции, а именно этот случай является наиболее характерным при использовании транзистора в генераторном каскаде, избыточный заряд дырок в базе  $Q_{\text{б}}(t) \gg Q_{\text{к}}(t)$  и  $Q_{\text{э}}(t)$ . Кроме того, в этом

случае можно пренебречь током  $I_{K0}$ , величина которого существенно меньше значения  $i_K(t)$ . Значение электронной составляющей тока эмиттера  $i_{эн}(t)$  можно учесть в токе рекомбинации, записав  $i'_{рек}(t) = i_{рек}(t) + i_{эн}(t)$ . С учетом сделанных замечаний уравнение (2-1) примет вид:

$$\frac{dQ_6(t)}{dt} = i_6(t) - i'_{рек}(t). \quad (2-2)$$

Таким образом, в первом приближении можно считать, что при большом уровне инжекции управление то-

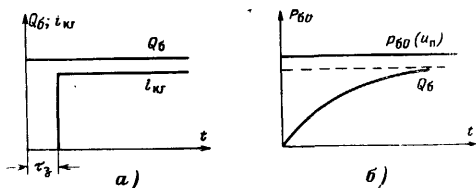


Рис. 2-4. Графики функций  $Q(t)$ ;  $i_{к.г}(t)$  и  $p_{60}(t)$  при скачкообразном изменении заряда  $Q_6$  (а) и концентрации неосновных носителей  $p_{60}$  (б).

ком в транзисторе осуществляется не полным избыточным зарядом дырок, накапливаемых во всем объеме прибора, а только за счет заряда избыточных неосновных носителей в базовой области.

При методе заряда используются три постоянные величины, характеризующие время протекания процессов в полупроводниковом приборе:

$\tau_T$  — среднее время диффузии или пролета неосновных носителей через базу;  $\tau_p$  — эффективное время жизни неосновных носителей в области базы;  $\tau_3$  — время задержки тока коллектора по отношению к заряду в базе  $Q_6(t)$ .

Время  $\tau_p$  связано с определением тока рекомбинации  $i_{рек}$  с учетом электронной составляющей тока эмиттера  $i_{эн}$ ,

$$i'_{рек}(t) = i_{рек}(t) + i_{эн}(t) = \frac{Q_6(t)}{\tau_p}. \quad (2-3)$$

При чисто диффузионном или чисто дрейфовом характере переноса неосновных носителей через базу ток

на границе базовой области с коллекторным переходом равен:

$$i_{к.г}(t - \tau_3) = \frac{Q_6(t)}{\tau_T}, \quad (2-4)$$

где  $\tau_3 = 0,17 \tau_T$  при диффузионном и  $\tau_3 = 0,5 \tau_T$  при дрейфовом механизме процессов.

В первом приближении ток  $i_{к.г}(t) \approx i_k(t)$ . Соотношение (2-4) означает, что при скачкообразном изменении заряда базы  $Q_6$  ток  $i_{к.г}$  будет запаздывать по времени на величину, равную  $\tau_3$  (рис. 2-4,а). Заряд  $Q_6$  зависит от концентрации неосновных носителей в базовой области вблизи эмиттера, т. е. от значения  $p_{60}$  (рис. 2-5). Связь спектральных функций этих величин определяется зависимостью

$$Q_6(j\omega) = \frac{1}{k_0(1 + j\omega\tau_3)} p_{60}(j\omega), \quad (2-5)$$

где  $k_0$  — постоянный коэффициент, зависящий от геометрических размеров переходов и величин, характеризующих электрическое поле в базе.

При скачкообразном изменении величины  $p_{60}(t)$  получим с помощью (2-5) следующую временную зависимость:

$$Q_6(t) = \frac{1}{k_0} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_3}} \right) p_{60}. \quad (2-6)$$

График функции (2-6) построен на рис. 2-4,б. Без большой погрешности для значений частот  $\omega < 1/\tau_T$  величиной  $\tau_3$  можно пренебречь. В результате с учетом (2-2) — (2-5) при частоте усиливаемого сигнала  $\omega < 1/\tau_T$  получим следующую систему уравнений, являющуюся исходной при методе заряда:

$$\frac{dQ_6(t)}{dt} = i_6(t) - \frac{Q_6(t)}{\tau_p}; \quad (2-7)$$

$$i_{к.г}(t) = \frac{Q_6(t)}{\tau_T}; \quad (2-8)$$

$$Q_6(t) = \frac{p_{60}(t)}{k_0}. \quad (2-9)$$

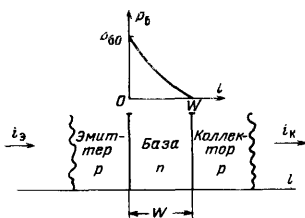


Рис. 2-5. Распределение концентрации неосновных носителей в базовой области.

Метод заряда позволяет, основываясь на уравнениях (2-7) — (2-9), получить важнейшие зависимости для электрических параметров транзистора. Нами, однако, будет принят несколько иной путь дальнейшего анализа, связанный с переходом от уравнений (2-7) — (2-9) к эквивалентной схеме транзистора. Рассмотрим сначала схему генератора с общим эмиттером. Запишем уравнения (2-7) и (2-8) в операторной форме:

$$\left(p + \frac{1}{\tau_p}\right) Q_b(p) = i_b(p); \quad (2-10)$$

$$i_{к.г}(p) = \frac{Q_b(p)}{\tau_T}. \quad (2-11)$$

После совместного решения уравнений (2-10) и (2-11) имеем:

$$\frac{i_{к.г}(p)}{i_b(p)} = \frac{\tau_p}{\tau_T(1 + p\tau_p)}. \quad (2-12)$$

Из (2-12) путем замены оператора  $p$  на  $j\omega$  получим для коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ:

$$\beta(j\omega) = \frac{i_{к.г}(j\omega)}{i_b(j\omega)} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega/\omega_p}, \quad (2-13)$$

где  $\beta_0 = \frac{\tau_p}{\tau_T} = \frac{\omega_T}{\omega_p}$  — коэффициент передачи в области низких частот при  $\omega/\omega_p \ll 1$ ;  $\omega_p = 1/\tau_p$  — значение частоты, при которой  $|\beta| = \beta_0/\sqrt{2}$ ;

$\omega_T = 1/\tau_T$  — граничная частота, при которой  $|\beta| = 1$ .

При  $\omega > 3\omega_p$  из (2-13) следует;

$$\omega_T = |\beta| \omega. \quad (2-14)$$

Поскольку процесс накопления заряда может быть отождествлен с наличием емкости, то, считая линейной зависимость между зарядом и напряжением на эмиттерном переходе  $u_n$ , запишем:

$$Q_b = C_{э.о} u_n, \quad (2-15)$$

где  $C_{э.о}$  — эквивалентная емкость эмиттерного перехода в открытом состоянии.

Величина  $C_{э.о}$  определяется зарядной емкостью эмиттера  $C_{э.з}$ , образуемой, в основном, за счет зарядов, рас-



положенных в слое, обедненном подвижными носителями, и диффузионной составляющей, связанной с эффектом накопления заряда неосновных носителей в базовой области при инжекции. Диффузионная емкость резко увеличивается при открытом  $p$ - $n$  переходе и пренебрежительно мала при закрытом переходе.

Подставив (2-15) в (2-8), получим:

$$i_{к.г}(t) = S_{п} u_{п}(t), \quad (2-16)$$

где 
$$S_{п} = \frac{C_{э.о}}{\tau_{т}} = \omega_{т} C_{э.о} \quad (2-17)$$

— крутизна по эмиттерному переходу.

Из (2-16) следует, что ток  $i_{к.г}$  связан линейной зависимостью с напряжением на эмиттерном переходе  $u_{п}$ . Более строгий анализ этого вопроса, опирающийся на уравнение (2-4), дает следующий результат:

$$i_{к.г}(j\omega) = S_{п} e^{-j\omega\tau_{т}} u_{п}(j\omega), \quad (2-18)$$

т. е. указывает на запаздывание  $\tau_{т}$  тока коллектора по отношению к напряжению на переходе  $u_{п}$ . Однако поскольку, как было указано выше,  $\tau_{э} \leq 0,5 \tau_{т}$ , то для частот  $\omega < \omega_{т}$  без большой погрешности можно пользоваться выражением (2-16). С учетом соотношения (2-15) получим из уравнения (2-10)

$$u_{п}(p) = \frac{1}{C_{э.о} \left( p + \frac{1}{\tau_{\beta}} \right)} i_{б}(p)$$

или для спектральных функций

$$u_{п}(j\omega) = \frac{1}{j\omega C_{э.о} + \frac{1}{r_{э.о}}} i_{б}(j\omega), \quad (2-19)$$

где  $r_{э.о} = \frac{\tau_{\beta}}{C_{э.о}} = \frac{1}{\omega_{\beta} C_{э.о}}$  — активная составляющая эквивалентного сопротивления эмиттерного перехода в схеме с общим эмиттером.

В соответствии с выражением (2-19) можно сделать вывод о том, что эквивалентная схема эмиттерного перехода представляет собой параллельное соединение емкости  $C_{э.о}$  и сопротивления  $r_{э.о}$ . Включив последовательно с этой цепочкой активное сопротивление базовой области  $r_{б}$ , получим эквивалентную схему для участка база—эмиттер транзистора (рис. 2-6).

Из рассмотрения этой схемы следует, что ток базы  $i_b$  связан с входным напряжением транзистора  $u_b$  следующей зависимостью, записанной в операторной форме:

$$i_b(p) = \frac{1}{r_b + r_{э.о}} \frac{1 + p\tau_\beta}{1 + p\tau_1} u_b(p),$$

где

$$\tau_1 = C_{э.о} \frac{r_b r_{э.о}}{r_b + r_{э.о}} \approx C_{э.о} r_b$$

— постоянная времени входной цепи при открытом эмиттерном переходе. После преобразований получим:

$$i_{к.г}(p) = \frac{K_\beta S_\pi}{1 + p\tau_1} u_b(p), \quad (2-20)$$

где  $K_\beta = \frac{r_{э.о}}{r_b + r_{э.о}}$  — постоянный коэффициент;

$S_\pi$  — крутизна по эмиттерному переходу, определяемая соотношением (2-17).

В соответствии с выражением (2-20) усилительные свойства транзистора могут быть описаны с помощью

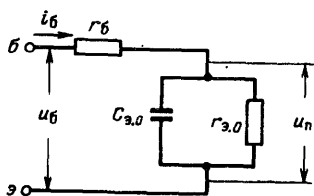


Рис. 2-6. Эквивалентная схема эмиттерного перехода в схеме с ОЭ.

эквивалентного генератора тока  $i_{к.г}$ . Этот генератор и входная цепь, показанная на рис. 2-6,а, отображают механизм электронных процессов, протекающих в полупроводниковом триоде. Кроме них в эквивалентную схему транзистора должны также войти: активная  $C_{к.а}$  и пассивная  $C_{к.п}$  составляющие емкости коллекторного перехода и соответствующие им сопротивления потерь  $r_{к.а}$  и

$r_{к.п}$  (см. рис. 1-6), индуктивности выводов электродов ( $L_b, L_k, L_e$ ) и стабилизирующее сопротивление  $r_{ст}$  в эмиттерной цепи (в случае его наличия в транзисторе). Емкостями выводов электродов относительно корпуса  $C_{1к}, C_{2к}, C_{3к}$  (см. рис. 1-6) ввиду их малости пренебрегаем. Таким образом, в целом эквивалентная схема транзистора с общим эмиттером примет вид, показанный на рис. 2-7,а.

Перейдем к составлению эквивалентной схемы транзисторного генератора с общей базой. Из уравнений (2-7) и (2-8) с учетом равенства  $i_b(t) = i_a(t) - i_k(t)$  получим:

$$i_a(t) = \frac{dQ_b}{dt} + Q_b \left( \frac{1}{\tau_\beta} + \frac{1}{\tau_T} \right)$$

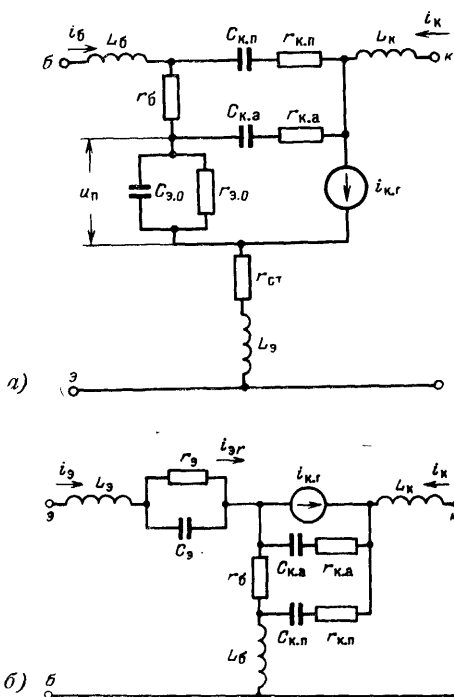


Рис. 2-7. Эквивалентная схема транзистора.  
а — с ОЭ; б — с ОБ.

или в операторной форме

$$i_a(p) = pQ_b(p) + \left( \frac{1}{\tau_\beta} + \frac{1}{\tau_T} \right) Q_b(p). \quad (2-21)$$

Из уравнения (2-21) с учетом (2-11) имеем для коэффициента передачи  $\alpha = i_k/i_a$  в схеме с общей базой

$$\alpha(j\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega/\omega_\alpha}, \quad (2-22)$$

где  $\alpha_0 = \beta_0/(1 + \beta_0)$  — коэффициент передачи в области низ-

ких частот  $\omega/\omega_\alpha \ll 1$ ;  $\omega_\alpha = \frac{1}{\tau_\alpha} = \frac{1}{\alpha_0 \tau_r} = \frac{1}{\tau_\beta} + \frac{1}{\tau_r} = \frac{\omega_r}{\alpha_0}$  — значение частоты, при которой  $|\alpha| = \alpha_0/\sqrt{2}$ .

Ввиду принятых упрощений при записи уравнений (2-7) и (2-8) выражение (2-22) является приближенным, отличающимся от представленного выше более точного выражения (1-8) для коэффициента  $\alpha$ . То же самое следует сказать и о приближенности полученного соотношения между  $\omega_\alpha$  и  $\omega_r$ . Более точное выражение, связывающее эти величины, представлено выше (см. § 1-2).

Приняв во внимание соотношение (2-15), получим из (2-21) для спектральных функций:

$$\frac{i_{\pi}'(j\omega)}{u_{\pi}(j\omega)} = j\omega C_3 + \frac{1}{r_3}, \quad (2-23)$$

где  $u_{\pi}$  — напряжение на эмиттерном переходе;  $r_3 = \frac{\tau_\alpha}{C_3} = \frac{1}{\omega_\alpha C_3}$  — активная составляющая эквивалентного сопротивления эмиттерного перехода в схеме с общей базой.

Путем сравнения выражений для активных составляющих эквивалентных сопротивлений эмиттерного перехода в схеме с общим эмиттером ( $r_{3.0}$ ) и общей базой ( $r_3$ ) получим:

$$r_3 = r_{3.0}(1 - \alpha_0).$$

Известно (например, [Л. 1-17]), что вольт-амперная характеристика эмиттерного перехода при токе коллектора  $i_K = 0$  определяется зависимостью

$$I_3 = I_{3.0} \left( e^{\frac{u_3}{\varphi_T}} - 1 \right),$$

где  $I_{3.0}$  — тепловой ток эмиттерного перехода;  $\varphi_T \approx 0,025$  в — температурный потенциал.

Из последнего выражения для дифференциального сопротивления эмиттерного перехода имеем:

$$r_3 = \frac{du_3}{di_3} = \frac{\varphi_T}{I_3}.$$

В соответствии с выражениями (2-22) и (2-23) ток эквивалентного генератора в коллекторной цепи

$$i_{\pi.r}(t) = \alpha i_3 = \alpha_0 i_{3r},$$

где  $i_{ар}$  — ток, протекающий через активное сопротивление  $r_a$ .

На основании полученных результатов и по аналогии с рис. 2-7,а эквивалентная схема транзистора с общей базой примет вид, показанный на рис. 2-7,б.

В радиопередатчиках широкое применение находит схема генератора с общим эмиттером, имеющая больший коэффициент усиления по мощности по сравнению с генератором с общей базой. Поэтому ниже основное внимание уделяется анализу работы транзисторного генератора с общим эмиттером, причем для сокращения названия слова «общий эмиттер» будут опускаться.

### 2-3. Анализ транзисторного генератора в области средних и высоких частот при «малом» сигнале

Типовая схема транзисторного генератора с ОЭ при внешнем возбуждении изображена на рис. 2-8. Для анализа работы такого каскада следует составить эквивалентную схему, положив в основу последней эквивалентную схему собственно транзистора (рис. 2-7,а). Кроме

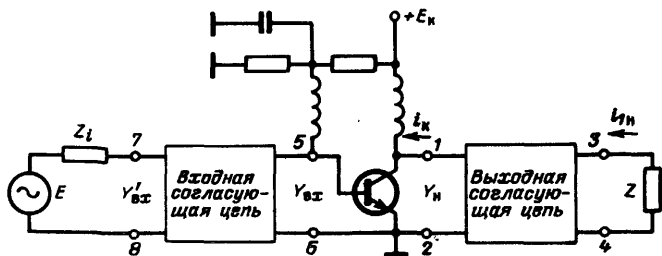


Рис. 2-8. Типовая схема транзисторного генератора с ОЭ.

того, будем исходить также из следующих предпосылок. С помощью выходной электрической цепи обеспечивается необходимое согласование нагрузки  $Z$  с транзистором на частоте усиливаемого сигнала и фильтрация всех гармоник, кроме первой.

Проводимость сопротивления нагрузки, пересчитанная к точкам эмиттер — коллектор транзистора, на частоте сигнала равна  $Y_n$ . Индуктивности выводов базы  $L_6$  и коллектора  $L_k$  относятся соответственно к входной и

выходной согласующим электрическим цепям и поэтому на эквивалентной схеме могут не указываться.

Активная  $C_{к.а}$  и пассивная  $C_{к.п}$  емкости коллекторного перехода заменяются общей емкостью  $C_{к.б}$ , последовательно с которой включено сопротивление потерь  $r_k$ .

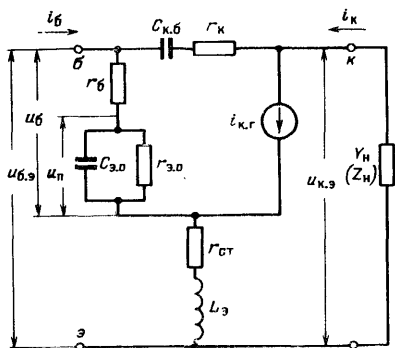


Рис. 2-9. Эквивалентная схема транзисторного генератора с ОЭ.

Эквивалентная схема транзисторного генератора примет вид, изображенный на рис. 2-9. В зависимости от области используемых частот и амплитуды сигнала эта общая схема может претерпевать дополнительные изменения.

Проведем анализ работы генераторов в режиме «малого» сигнала.

Понятие «малый» сигнал означает, что усилитель работает в классе А в недонапряженном и допараметрическом режимах и что можно воспользоваться дифференциальными параметрами, вычисленными в рабочей точке.

Составим уравнения для эквивалентной схемы транзисторного генератора (рис. 2-9), представляющей собой последовательное соединение активного 1 и пассивного 2 четырехполюсников (рис. 2-10,а) (направления токов и напряжений, указанные на схемах рис. 2-10, приняты за положительные). Анализ схемы проведем в несколько этапов.

**Первый этап.** Для активного четырехполюсника 1 (рис. 2-10,б) на основе первого закона Кирхгофа имеем:

$$i_1 = y_1 u_1 + y_2 (u_1 - u_2); \quad (2-24)$$

$$i_2 = i_{к.г} + y_2(u_2 - u_1), \quad (2-25)$$

где 
$$y_2 = g_2 + jb_2 = \frac{\omega^2 C_{к.б}^2 r_{к}}{1 + \omega^2 C_{к.б}^2 r_{к}^2} + j \frac{\omega C_{к.б}}{1 + \omega^2 C_{к.б}^2 r_{к}^2} \quad (2-26)$$

— проводимость ветви, включенной между точками 1—3 схемы рис. 2-10, б;

$$y_1 = \frac{1}{r_6} \frac{\frac{r_6}{r_6 + r_{э.о}} + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_1} \quad (2-27)$$

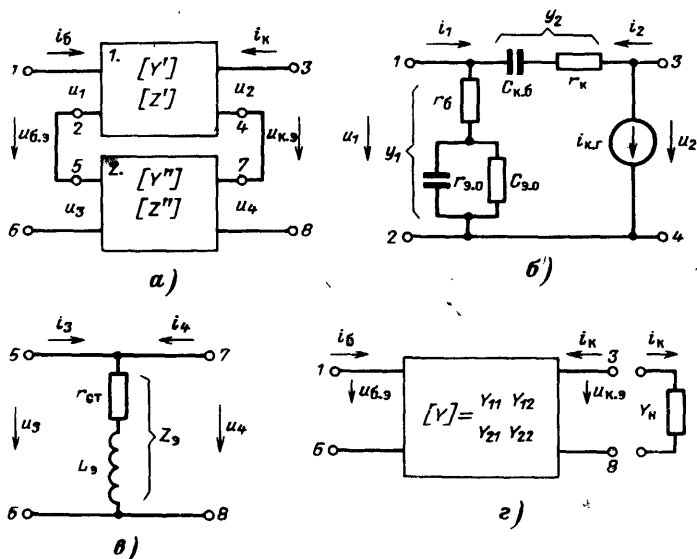


Рис. 2-10. Эквивалентная схема транзисторного генератора, состоящая из активного (1) и пассивного (2) четырехполюсников.

— проводимость ветви, включенной между точками 1—2 схемы рис. 2-10, б.

После перестановок в уравнениях (2-24), (2-25) с учетом (2-20) имеем:

$$i_1 = (y_1 + y_2) u_1 - y_2 u_2; \quad (2-28)$$

$$i_2 = (\sigma_s - y_2) u_1 + y_2 u_2, \quad (2-29)$$

где 
$$\sigma_s = \frac{K_6 S_{\pi}}{1 + j\omega\tau_1} \quad (2-30)$$

— комплексное значение крутизны тока эквивалентного

генератора по отношению к напряжению  $u_6$  (или  $u_1$ ) (рис. 2-9 или 2-10,б).

Соотношение (2-30) получено из (2-20) путем замены  $p$  на  $j\omega$ . Общие соотношения между токами и напряжениями в четырехполюснике (рис. 2-11) в системе  $Y$ -пара-

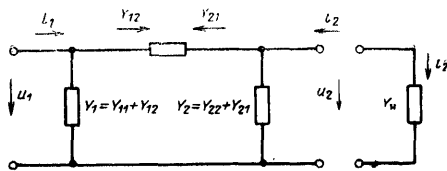


Рис. 2-11. Схема П-образного четырехполюсника.

метров определяются следующими двумя уравнениями:

$$i_1 = Y_{11}u_1 + Y_{12}u_2; \quad (2-31)$$

$$i_2 = Y_{21}u_1 + Y_{22}u_2, \quad (2-32)$$

где  $Y_{11}$  и  $Y_{21}$  — соответственно входная и взаимная проводимости, определяемые при коротком замыкании выходной цепи ( $u_2=0$ );  $Y_{22}$  и  $Y_{12}$  — соответственно выходная и взаимная проводимости, определяемые при коротком замыкании входной цепи ( $u_1=0$ ).

Из сравнения (2-28) и (2-29) соответственно с (2-31) и (2-32) получим для первого четырехполюсника:

$$Y'_{11} = y_1 + y_2; \quad Y'_{12} = -y_2; \quad Y'_{21} = \sigma_s - y_2; \quad Y'_{22} = y_2. \quad (2-33)$$

**Второй этап.** На основании известной матрицы  $Y$ -параметров определим  $Z$ -параметры первого четырехполюсника. Эта операция осуществляется в соответствии со следующей записью матриц:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_{22}}{\Delta_y} & -\frac{Y_{12}}{\Delta_y} \\ -\frac{Y_{21}}{\Delta_y} & \frac{Y_{11}}{\Delta_y} \end{bmatrix},$$

$$\text{где } \Delta_y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}.$$

В рассматриваемом случае  $\Delta_y = y_2(y_1 + \sigma_s)$ . Произведя необходимые вычисления, получим с учетом (2-33) сле-



дующие выражения для  $Z$ -параметров первого четырех-  
полюсника:

$$\left. \begin{aligned} Z'_{11} &= \frac{1}{y_1 + \sigma_s}; \quad Z'_{12} = \frac{1}{y_1 + \sigma_s}; \\ Z'_{21} &= \frac{y_2 - \sigma_s}{y_2 (y_1 + \sigma_s)}; \quad Z'_{22} = \frac{y_1 + y_2}{y_2 (y_1 + \sigma_s)}. \end{aligned} \right\} \quad (2-34)$$

**Третий этап.** Для  $Z$ -параметров второго, пассивного че-  
тырехполюсника (рис. 2-10, б) имеем:

$$Z''_{11} = Z_3; \quad Z''_{12} = Z_3; \quad Z''_{21} = Z_3; \quad Z''_{22} = Z_3, \quad (2-35)$$

$$\text{где} \quad Z_3 = r_{\text{сг}} + j\omega L_3. \quad (2-36)$$

**Четвертый этап.** При последовательном соединении  
двух четырехполюсников (рис. 2-10, а) суммарная ма-  
трица  $Z$ -параметров равна:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = [Z'] + [Z''].$$

В соответствии с этим правилом и с учетом (2-34) и  
(2-35) получим:

$$\left. \begin{aligned} Z_{11} &= \frac{1 + Z_3 (y_1 + \sigma_s)}{y_1 + \sigma_s}; \quad Z_{12} = \frac{1 + Z_3 (y_1 + \sigma_s)}{y_1 + \sigma_s}; \\ Z_{21} &= \frac{y_2 - \sigma_s + y_2 Z_3 (y_1 + \sigma_s)}{y_2 (y_1 + \sigma_s)}; \\ Z_{22} &= \frac{y_1 + y_2 + y_2 Z_3 (y_1 + \sigma_s)}{y_2 (y_1 + \sigma_s)}. \end{aligned} \right\} \quad (2-37)$$

**Пятый этап.** По известной матрице  $Z$ -параметров сум-  
марного четырехполюсника (рис. 2-10, а) определим его  
 $Y$ -параметры. Эта операция осуществляется в соответст-  
вии со следующей записью матриц:

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{22}}{\Delta_z} & -\frac{Z_{12}}{\Delta_z} \\ -\frac{Z_{21}}{\Delta_z} & \frac{Z_{11}}{\Delta_z} \end{bmatrix},$$

где  $\Delta_z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$ .

В рассматриваемом случае  $\Delta_z = \frac{1 + Z_3 (y_1 + \sigma_s)}{y_2 (y_1 + \sigma_s)}$ . После  
необходимых вычислений получим с учетом (2-37) следую-

щие выражения для  $Y$ -параметров суммарного эквивалентного четырехполюсника:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= \frac{y_1}{1 + Z_0(y_1 + \sigma_s)} + y_2; & Y_{12} &= -y_2; \\ Y_{21} &= \frac{\sigma_s}{1 + Z_0(y_1 + \sigma_s)} - y_2; & Y_{22} &= y_2. \end{aligned} \right\} \quad (2-38)$$

Ввиду относительной малости величины  $y_2$  ею можно пренебречь в выражениях для  $Y_{11}$  и  $Y_{22}$ . В результате соотношения (2-38) примут вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= \frac{y_1}{1 + Z_0(y_1 + \sigma_s)}; & Y_{12} &= -y_2; \\ Y_{21} &= \frac{\sigma_s}{1 + Z_0(y_1 + \sigma_s)}; & Y_{22} &= y_2. \end{aligned} \right\} \quad (2-39)$$

В генераторе, работающем по схеме с ОЭ, источник возбуждения подключается между базой и эмиттером, а нагрузка — между коллектором и эмиттером. Поскольку при составлении полученных выше уравнений предполагалось подключение внешних источников с обеих сторон четырехполюсника, то при замене одного из источников (правого — на рис. 2-10,2 и 2-11) на нагрузку ток  $i_K$  (или соответственно  $i_2$ ) изменит направление. Вследствие этого можно записать:  $i_K = -u_{K,э} Y_H$ , где  $Y_H$  — проводимость нагрузки. С учетом данного равенства из (2-31) и (2-32) при  $i_1 = i_6$ ;  $i_2 = i_K$ ;  $u_1 = u_{б,э}$ ;  $u_2 = u_{K,э}$  получим следующую систему двух уравнений для транзисторного генератора с внешним возбуждением при «малом» сигнале:

$$\left. \begin{aligned} i_6 &= Y_{11} u_{б,э} + Y_{12} u_{K,э}; \\ 0 &= Y_{21} u_{б,э} + (Y_{22} + Y_H) u_{K,э}, \end{aligned} \right\} \quad (2-40)$$

где  $Y_{11}$ ,  $Y_{12}$ ,  $Y_{21}$ ,  $Y_{22}$  — результирующие проводимости, т. е.  $Y$ -параметры, определяемые в соответствии с (2-38) или (2-39).

С помощью данных уравнений можно решить основные вопросы, связанные с расчетом электрического режима работы генератора, а именно: определить зависимость тока коллектора  $i_K$  от напряжения на входе  $u_{б,э}$ , найти величину выходной колебательной мощности, рассчитать коэффициент усиления по мощности.

Прежде чем приступить к решению перечисленных вопросов, найдем развернутые выражения для  $Y$ -пара-

метров четырехполюсников отдельно для областей высоких и средних частот.

В области высоких частот ( $0,2 \omega_T \leq \omega \leq \omega_T$ ) можно считать:  $1/\omega C_{э.о} \ll r_{э.о}$ . Кроме того, можно принять у мощных ВЧ транзисторов постоянный коэффициент  $K_6 = \frac{r_{э.о}}{r_6 + r_{э.о}} \approx 1$ . С учетом двух данных допущений и соотношения (2-17) выражения (2-27) и (2-30) соответственно примут вид:

$$y_1 = \frac{1}{r_6 \left( 1 + \frac{1}{j\omega\tau_1} \right)}, \quad (2-41)$$

где  $\tau_1 = C_{э.о} r_6$  — постоянная времени;

$$\sigma_s = \frac{S_{\Pi}}{1 + j\omega\tau_1} = \frac{\omega_T C_{э.о}}{1 + j\omega\tau_1}. \quad (2-42)$$

Подставив (2-41) и (2-42) в выражения (2-39) для  $Y_{11}$  и  $Y_{21}$ , после соответствующих преобразований получим для области высоких частот:

$$Y_{11} = \frac{1}{r_{60} \left( 1 + \frac{\varepsilon}{j\omega\tau_0} \right)}; \quad (2-43)$$

$$Y_{21} = \frac{S_{\Pi}}{\varepsilon + j\omega\tau_0} = \frac{\omega_T C_{э.о}}{\varepsilon + j\omega\tau_0}, \quad (2-44)$$

где  $\tau_0, r_{60}, \varepsilon$  — параметры, определяющие свойства эквивалентной схемы входной цепи транзистора;  $\tau_0 = r_{60} C_{э.о} = \alpha_6 \tau_1 = \alpha_6 / \omega_s$  — постоянная времени при открытом  $p-n$  переходе;  $r_{60} = r_6 \left( 1 + \frac{r_{ct}}{r_6} + \frac{\omega_T L_э}{r_6} \right) = r_6 \alpha_6$  — активное сопротивление;  $\varepsilon = 1 - \frac{\omega^2}{\omega_s^2} + S_{\Pi} r_{ct}$  — параметр, определяющий

характер реактивности входной цепи (при  $\varepsilon > 0$  — индуктивный; при  $\varepsilon < 0$  — емкостный);  $\omega_s = 1/\sqrt{L_э C_{э.о}}$  и  $\omega_s = 1/\tau_1 = 1/r_6 C_{э.о}$  — два характерных значения частоты.

При анализе генератора, работающего в области средних частот ( $0,5\omega_p \leq \omega \leq 0,2\omega_T$ ), для многих типов транзисторов можно пренебречь индуктивностью эмиттерного вывода  $L_э$  в эквивалентной схеме (рис. 2-9 и 2-10, б) при выполнении неравенства  $\omega^2/\omega_s^2 \ll 1 + S_{\Pi} r_{ct}$  и считать  $Z_э = r_{ct}$ . Кроме того, по-прежнему примем  $K_6 = 1$ . При этом проводимость  $y_1$  определяется выражением (2-27) (поскольку в этом

случае величиной  $r_{э.о}$  пренебрегать нельзя), а крутизна  $\sigma_s$  — соотношением (2-42). Подставив (2-27) и (2-42) в выражения (2-39) для  $Y_{11}$  и  $Y_{21}$  и считая также  $r_{ст} \ll \ll r_{э.о}$ , после соответствующих преобразований получим для области средних частот:

$$Y_{11} = \frac{1}{r_6} \frac{\frac{r_6}{r_6 + r_{э.о}} + j\omega\tau_1}{1 + r_{ст}S_{\Pi} + j\omega\tau_{0.с}}; \quad (2-45)$$

$$Y_{21} = \frac{S_{\Pi}}{1 + r_{ст}S_{\Pi} + j\omega\tau_{0.с}}, \quad (2-46)$$

где  $\tau_{0.с} = r_{б.ос}C_{э.о} = \alpha_{бс}\tau_1 = \alpha_{бс}/\omega_s$  — постоянная времени эквивалентной схемы входной цепи при открытом  $p$ - $n$  переходе;  $r_{б.ос} = r_6 \left(1 + \frac{r_{ст}}{r_6}\right)$  — активное сопротивление.

Значения для проводимостей  $Y_{12}$  и  $Y_{22}$  в области как высоких, так и средних частот по-прежнему определяют выражения, приведенными в (2-39).

С помощью выражения для  $Y_{21}$  можно установить связь между статической крутизной  $S_0 = \Delta i_K / \Delta u_{б.э}$  и крутизной по переходу  $S_{\Pi} = \Delta i_K / \Delta u_{\Pi}$ . При низкой частоте сигнала имеем:

$$Y_{21} = S_0; \quad \sigma_s = S_{\Pi} \frac{r_{э.о}}{r_6 + r_{э.о}}; \quad y_1 = \frac{1}{r_6 + r_{э.о}}; \quad Z_э = r_{ст}.$$

Подставив данные значения в выражение (2-39) для  $Y_{21}$ , получим:

$$S_0 = \frac{S_{\Pi} \frac{r_{э.о}}{r_6 + r_{э.о}}}{1 + \frac{r_{ст}}{r_6 + r_{э.о}} + S_{\Pi}r_{ст}} \approx \frac{S_{\Pi}}{1 + r_{ст}S_{\Pi}}.$$

Аналогичный результат получается также из рассмотрения (2-46). Перейдем к решению перечисленных выше задач по расчету электрического режима генератора применительно к области высоких частот. Найдем сначала зависимость тока коллектора  $i_K$  от входного напряжения  $u_{б.э}$ . Путем совместного решения уравнений (2-40) с учетом равенства  $i_K = -u_{к.э}Y_{\Pi}$  получаем

$$i_K = \frac{Y_{21}}{1 + \frac{Y_{22}}{Y_{\Pi}}} u_{б.э}. \quad (2-47)$$

Для получения максимальной мощности генератор должен работать на активную нагрузку и поэтому для

суммы реактивных составляющих в выходной цепи следует иметь  $I_m Y_{\text{ВЫХ}} + I_m Y_{\text{Н}} = 0$  или при  $u_{6a} = \text{const}$   $I_m Y_{22} + I_m Y_{\text{Н}} = 0$ . С учетом данного равенства и выражения (2-44) получим из (2-47) для амплитуды первой гармоники коллекторного тока, протекающего через активную составляющую ( $R_{\text{Н1}} = 1/g_{\text{Н1}}$ ) нагрузки:

$$i_{\text{к1}} = \frac{|Y_{21}|}{1 + \frac{g_{22}}{g_{\text{Н1}}}} u_{6.3m} = \frac{S_{\Pi}}{\left(1 + \frac{R_{\text{Н1}}}{R_{22}}\right) \sqrt{\epsilon^2 + \omega^2 \tau_0^2}} u_{6.3m}, \quad (2-48)$$

где  $u_{6.3m}$  — амплитуда входного сигнала;

$$R_{22} = \frac{1}{g_{22}} = \frac{1 + \omega^2 C_{\text{к.б}}^2 r_{\text{к}}^2}{\omega^2 C_{\text{к.б}}^2 r_{\text{к}}}.$$

Выражение для  $R_{22}$  получено из (2-26). При соблюдении условий согласования по входу величину  $R_{22}$  следует заменить на  $R_{\text{ВЫХ}}$  транзистора. Однако в силу соотношения  $R_{\text{ВЫХ}} \approx R_{22}$  в приводимых ниже выражениях используется только величина  $R_{22}$  или  $g_{22}$ .

Выходная мощность генератора, подведенная к нагрузке, равна  $P_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{2} i_{\text{к1}}^2 R_{\text{Н1}}$  и поэтому с учетом (2-48) имеем:

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{S_{\Pi}^2 R_{\text{Н1}}}{2(\epsilon^2 + \omega^2 \tau_0^2) \left(1 + \frac{R_{\text{Н1}}}{R_{22}}\right)^2} u_{6.3m}^2. \quad (2-49)$$

Входная мощность генератора равна  $P_{\text{ВХ}} = \frac{1}{2} u_{6.3m}^2 \times \times \text{Re} Y_{\text{ВХ}}$ , где  $\text{Re} Y_{\text{ВХ}}$  — активная составляющая входной проводимости  $Y_{\text{ВХ}} = i_6/u_{6.3}$ .

Из уравнений (2-40) имеем:

$$Y_{\text{ВХ}} = Y_{11} - \frac{iY_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_{\text{Н}}}. \quad (2-50)$$

Из (2-43) определим выражение для активной составляющей проводимости  $Y_{11}$ :

$$\text{Re} Y_{11} = \frac{1}{r_{60} \left(1 + \frac{\epsilon^2}{\omega^2 \tau_0^2}\right)}. \quad (2-51)$$

Приняв в первом приближении  $\text{Re} Y_{\text{ВХ}} \approx \text{Re} Y_{11}$  (как показывают расчеты, ошибка при этом обычно не превы-

шает 10—20%), получим для входной мощности

$$P_{\text{вх}} = \frac{1}{2} \frac{u_{6.эм}^2}{r_{6a} \left( 1 + \frac{\epsilon^2}{\omega^2 \tau_0^2} \right)}. \quad (2-52)$$

Поскольку коэффициент усиления транзистора по мощности

$$K_{\text{пт}} = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} = \frac{1}{2} \frac{i_{K1}^2}{g_{H1}} \bigg/ \frac{1}{2} u_{6.эм}^2 \operatorname{Re} Y_{\text{вх}},$$

то с учетом соотношения (2-48) имеем:

$$K_{\text{пт}} = \frac{|Y_{21}|^2}{\operatorname{Re} Y_{\text{вх}}} \frac{1}{g_{H1} \left( 1 + \frac{g_{22}}{g_{H1}} \right)^2}. \quad (2-53)$$

Приняв во внимание (2-17), (2-43) и (2-44), получим для отношения:

$$\frac{|Y_{21}|^2}{\operatorname{Re} Y_{11}} = \frac{\left( \frac{\omega_{\tau}}{\omega} \right)^2}{r_6 \left( 1 + \frac{r_{c\tau}}{r_6} + \frac{\omega_{\tau} L_a}{r_6} \right)}. \quad (2-54)$$

Считая  $\operatorname{Re} Y_{\text{вх}} \approx \operatorname{Re} Y_{11}$  и подставляя (2-54) в (2-53), получаем для коэффициента усиления транзистора по мощности (при  $u_{6.эм} = \text{const}$ ) выражение вида

$$K_{\text{пт}} = \frac{\left( \frac{\omega_{\tau}}{\omega} \right)^2 R_{H1}}{r_6 \left( 1 + \frac{r_{c\tau}}{r_6} + \frac{\omega_{\tau} L_a}{r_6} \right) \left( 1 + \frac{R_{H1}}{R_{22}} \right)^2}. \quad (2-55)$$

Из последнего соотношения следует, что эмиттерная индуктивность  $L_a$  и стабилизирующее сопротивление  $r_{c\tau}$  существенно влияют на величину коэффициента усиления  $K_{\text{пт}}$ . Величина  $L_a$  должна быть уменьшена в транзисторе до минимально возможного значения. Как указывалось ранее (см. § 1-1), сопротивление в цепи эмиттера  $r_{c\tau}$  оказывает стабилизирующее влияние на режим работы транзистора. С другой стороны, согласно (2-55) увеличение  $r_{c\tau}$  приводит к снижению  $K_{\text{пт}}$ . Вследствие этого значение  $r_{c\tau}$  выбирается на основе определенного компромисса между двумя данными факторами. Примерное значение  $r_{c\tau}$  равно (0,3—0,5)  $r_6$ .

Определим зависимость выходной мощности от входной при постоянной величине амплитуды коллекторного напряжения  $u_{к.эм}$ , что можно добиться путем соответ-

ствующего изменения сопротивления нагрузки в диапазоне частот. Из выражения (2-48) с учетом равенства  $u_{б.э.т} = \sqrt{2P_{вх}} / \sqrt{\operatorname{Re} Y_{11}}$  получим для первой гармоники коллекторного тока:

$$i_{к1} = \frac{\sqrt{2} |Y_{21}|}{\left(1 + \frac{g_{22}}{g_{н1}}\right) \sqrt{\operatorname{Re} Y_{11}}} \sqrt{P_{вх}}. \quad (2-56)$$

Подставив (2-56) в выражение для выходной мощности  $P_{вых} = 0,5 i_{к1} u_{к.э.т}$ , с учетом (2-54) имеем:

$$P_{вых} = \frac{\frac{\omega_T}{\omega}}{\left(1 + \frac{R_{н1}}{R_{22}}\right) \sqrt{2r_6 \left(1 + \frac{r_{сг}}{r_6} + \frac{\omega_T L_3}{r_6}\right)}} u_{к.э.т} \sqrt{P_{вх}}. \quad (2-57)$$

Из (2-57) получим для коэффициента усиления транзистора по мощности

$$K_{пт} = \frac{\frac{\omega_T}{\omega}}{\left(1 + \frac{R_{н1}}{R_{22}}\right) \sqrt{2r_6 \left(1 + \frac{r_{сг}}{r_6} + \frac{\omega_T L_3}{r_6}\right)}} \frac{u_{к.э.т}}{\sqrt{P_{вх}}}. \quad (2-58)$$

Таким образом, в режиме «малого» сигнала в области высоких частот величина  $K_{пт} \equiv (\omega_T/\omega)^2$  при  $u_{б.э.т} = \text{const}$  [см. (2-55)] и  $K_{пт} \equiv \omega_T/\omega$  при  $u_{к.э.т} = \text{const}$  и  $P_{вх} = \text{const}$  [см. (2-58)].

Полученные выражения (2-55) и (2-58) определяют собственный коэффициент усиления транзистора. Вместе с тем важно также определить коэффициент усиления  $K_p$  по отношению к номинальной мощности источника возбуждения  $P_{г.ном}$ . Для получения максимального значения  $K_p$  требуется определенным образом согласовать входное сопротивление транзистора с внутренним сопротивлением источника возбуждения  $Z_i$ . Не останавливаясь подробно на данном вопросе, анализируемом далее (в § 3-1), отметим только, что при  $Z_i = R_i$  и  $Y'_{вх} = 1/R'_{вх}$  (сопротивление  $R'_{вх}$  определяется в точках 7—8 схемы рис. 2-8) коэффициент усиления генератора, отнесенный к номинальной мощности источника возбуждения  $P_{г.ном} = E^2/4R_i$  (где  $E$  — э. д. с. источника возбуждения), имеет

следующий вид:

$$K_p = K_{pt} \frac{4 R_i R_{вх}}{|Z_i + Z'_{вх}|^2},$$

где  $Z'_{вх}$  определяется в точках 7—8 схемы (рис. 2-8). При  $Z'_{вх} = Z_i^*$  величина  $K_p = K_{pt}$ .

В заключение сделаем два дополнительных замечания.

Первое касается коэффициента усиления по мощности  $K_{pt}$ . В том случае, когда не удастся скомпенсировать реактивную составляющую  $b_{22}$  проводимости  $Y_{22} = g_{22} + jb_{22}$  (например, в широкополосных усилителях), при активной нагрузке  $y_H = g_{H1} = 1/R_{H1}$  в соответствии с (2-47) амплитуда первой гармоники коллекторного тока

$$i_{k1} = \frac{|Y_{21}| u_{6.вм}}{\left| 1 + \frac{Y_{22}}{Y_H} \right|} = \frac{|Y_{21}| u_{6.вм}}{\sqrt{\left( 1 + \frac{g_{22}}{g_{H1}} \right)^2 + \frac{b_{22}^2}{g_{H1}^2}}},$$

где  $g_{22} = g_2$  и  $b_{22} = b_2$  определяются в соответствии с (2-26). В результате по аналогии с (2-53) имеем:

$$K_{pt} = \frac{|Y_{21}|^2}{\operatorname{Re} Y_{вх}} \frac{1}{g_{H1} \left[ \left( 1 + \frac{g_{22}}{g_{H1}} \right)^2 + \frac{b_{22}^2}{g_{H1}^2} \right]}.$$

При  $g_{22}/g_{H1} \ll 1$  и  $\omega^2 C_{к.б} r_k^2 \ll 1$  из последнего выражения по аналогии с (2-55) получим:

$$K_{pt} = \frac{\left( \frac{\omega_T}{\omega} \right)^2 R_{H1}}{r_6 \left( 1 + \frac{r_{сг}}{r_6} + \frac{\omega_T L_3}{r_6} \right) (1 + \omega^2 C_{к.б}^2 R_{H1}^2)}.$$

Таким образом, при некомпенсированной емкости обратной связи величина коэффициента усиления по мощности может существенно зависеть от величины  $C_{к.б}$ , которая должна быть по возможности уменьшена.

Второе замечание относится к проводимости  $g_{22}$ . Согласно (2-38) и (2-26) величина

$$g_{22} = \frac{\omega^2 C_{к.б}^2 r_k}{1 + \omega^2 C_{к.б}^2 r_k^2}.$$

В свою очередь значение  $C_{к.б}$  сильно зависит от величины обратного напряжения  $u_{к.б}$  (см. рис. 1-13 и при-



ложение 1). В результате проводимость  $g_{22}$  с увеличением обратного напряжения  $u_{к.б}$  уменьшается. В приводимой формуле для  $g_{22}$  не учитывается влияние активной составляющей емкости коллекторного перехода. В силу двух данных причин возможно расхождение между вычисленным значением  $g_{22}$  и приводимым в справочных данных или определенным экспериментальным путем.

Полученные в настоящем параграфе соотношения позволяют произвести расчет транзисторного генератора, работающего в режиме класса А при «малом» сигнале в области средних и высоких частот, т. е. вплоть до частоты  $\omega = \omega_T$ .

## 2-4. Анализ транзисторного генератора в области нижних частот при «большом» сигнале

Высокочастотные транзисторы практически не используются в области нижних частот и рассмотрение режимов работы генератора в этом случае необходимо только для получения некоторых важных соотношений, используемых при дальнейшем анализе.

При сравнительно низкой частоте сигнала ( $\omega < 0,5\omega_p$ ) в эквивалентной схеме транзисторного генератора (рис. 2-9) можно пренебречь всеми реактивными элементами и получить схему, представленную на рис. 2-12, а.

Последняя весьма близко совпадает с эквивалентной схемой лампового генератора (рис. 2-12, б). В обеих схемах усиленные свойства электронных приборов учитываются с помощью генератора тока, включенного в выходной цепи ( $i_{к.г}$  и  $i_{а.г}$  соответственно). Эта общность схем, а также идентичность вольт-амперных характеристик электронной лампы и полупроводникового триода приводит к выводу о возможности создания единой теории лампо-

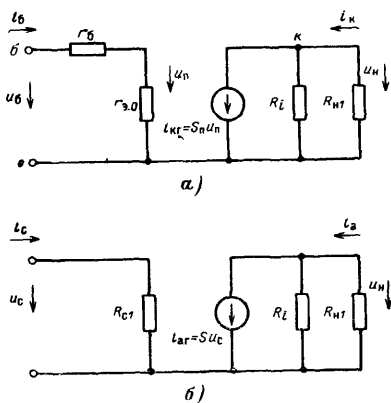


Рис. 2-12. Эквивалентные схемы генераторов в области нижних частот.

а — транзисторного; б — лампового.

вых и транзисторных генераторов при сравнительно низкой частоте сигнала. Для получения максимальной мощности и к. п. д. генератор должен работать с отсечкой коллекторного (или анодного) токов в режиме «большого» сигнала (рис. 2-2,б) с полным использованием всей рабочей области вольт-амперных характеристик. Применительно к транзисторному прибору это означает, что должны использоваться активная область и отсечки (рис. 1-8). При таком режиме работы генератор является нелинейным устройством и при подаче на его вход синусоидального напряжения на его выходе появляется сигнал, спектр которого содержит большое число гармонических составляющих. Для фильтрации последних и согласования выхода генератора с нагрузкой  $Z$  между ними включается электрическая цепь (рис. 2-8). Обозначим сопротивление нагрузки, пересчитанное к выходу электронного прибора (точки 1—2 на схеме рис. 2-8) через  $Z_H$ . Будем считать в выбранном режиме работы оптимальной нагрузкой электронного прибора активное сопротивление  $R_{H1}$ . Тогда в идеальном случае согласования следует получить:  $Z_H = R_{H1}$  на частоте сигнала  $\omega$ ;  $Z_H = 0$  для гармонических составляющих с частотами  $2\omega, 3\omega, \dots, n\omega$ .

При этом через нагрузку  $Z$  будет протекать только первая гармоника тока  $i_{1H}$ . Все остальные гармоники эквивалентного генератора замыкаются на входе согласующей цепи.

При соблюдении идеальных условий согласования сигнал на выходе электронного прибора содержит бесконечное множество гармоник тока и одну (в случае усиления первую) гармонику напряжения.

Условия согласования, близкие к идеальным, можно получить с помощью фильтра полосового типа или нижних частот, которые в основном и применяются в генераторах. Из сказанного следует, что генераторы-усилители мощности сигналов высокой частоты, работающие в режиме «большого» сигнала, являются существенно нелинейными устройствами и должны иметь фильтрующую электрическую цепь между выходом электронного прибора и нагрузкой.

Для анализа такой системы воспользуемся методом гармонической линеаризации, иначе называемым квазилинейным. Этот метод достаточно полно развит в теории ламповых генераторов (см., например [Л. 2-13—2-19]).

Прежде чем приступить к рассмотрению основных положений данного метода, напомним, что в транзисторном генераторе, так же как и в ламповом, различают три режима работы: недонапряженный, критический и перенапряженный (см. § 2-1). Характер напряженности режима определяется соотношением между остаточным (минимальным) напряжением коллектор — эмиттер  $u_{к.э.мин}$  и напряжением насыщения  $u_{к.э.н}$ .

При выполнении условий:

$$u_{к.э.мин} > u_{к.э.н} \text{ или } u_{к.б} < 0 —$$

генератор работает в недонапряженном режиме;

$$u_{к.э.мин} = u_{к.э.н} \text{ или } u_{к.б} = 0 —$$

режим работы — критический;

$$u_{к.э.мин} < u_{к.э.н} \text{ или } u_{к.б} > 0 —$$

режим работы — перенапряженный.

В недонапряженном и критическом режимах работы импульс тока коллектора имеет косинусоидальную форму (рис. 2-13). В перенапряженном режиме за счет за-

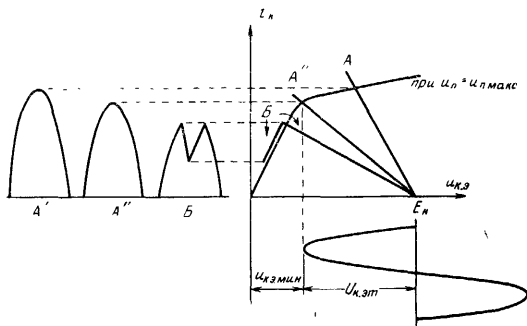


Рис. 2-13. К определению импульсов коллекторного тока.

$A$  — косинусоидальный импульс;  $B$  — импульс с провалом.

хода рабочей точки в течение части периода колебаний в область насыщения в импульсе тока появляется провал, близкий к треугольной форме (рис. 2-13).

Остановимся вначале на недонапряженном и критическом режимах работы транзисторного генератора.

Здесь в основе анализа согласно методу гармонической линеаризации лежат следующие положения.

1. При заданном входном сигнале  $u_{б.э} = E_б + U_{б.эm} \cos \omega t$  определяется форма импульса коллекторного тока  $i_k(\omega t)$ , являющаяся частью косинусоиды с нижним углом отсечки  $\theta_H$ .

Как следует из рассмотрения рис. 2-2,б, величина

$$\cos \theta_H = \frac{-E'_б + |E'_б|}{U_{б.эm}} \text{ — для транзистора типа } n-p-n;$$

$$\cos \theta_H = \frac{E_б - E'_б}{U_{б.эm}} \text{ — для транзистора типа } p-n-p,$$

где  $E_б$  — напряжение смещения, подаваемое на базу;  $E'_б$  — напряжение отсечки характеристик коллекторного и базового токов;  $U_{б.эm}$  — амплитуда входного сигнала.

2. Периодическая последовательность импульсов  $i_k(\omega t)$  разлагается в ряд Фурье. При этом определяются коэффициенты для постоянной составляющей ( $I_0$ ) и гармоник ( $I_{kn}$ ) коллекторного тока:

$$\alpha_0 = \frac{I_0}{I_{km}}; \alpha_n = \frac{I_{kn}}{I_{km}}; g_n = \frac{I_{kn}}{I_0}.$$

Как следует из рассмотрения рис. 2-2,б, амплитуда импульса коллекторного тока

$$I_{km} = S_0(1 - \cos \theta_H) U_{б.эm},$$

откуда получим:

$$I_0 = S_0 \gamma_0 U_{б.эm} \text{ и } I_{k1} = S_0 \gamma_1 U_{б.эm},$$

где  $\gamma_0 = \alpha_0(1 - \cos \theta_H)$  и  $\gamma_1 = \alpha_1(1 - \cos \theta_H)$ .

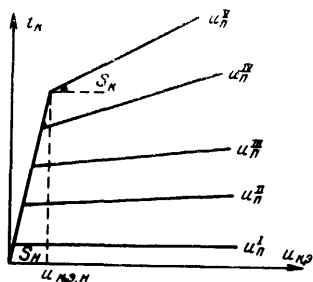


Рис. 2-14. Вольт-амперные характеристики транзистора при полигональной аппроксимации.

Значения коэффициентов  $\alpha$  и  $\gamma$  в зависимости от угла отсечки  $\theta_H$  приведены в приложении 1.

3. Ввиду принятого условия относительно фильтрации на выходе генератора всех гармоник, кроме первой, запишем для напряжения коллектор — эмиттер:

$$u_{к.э} = E_k - U_{к.эm} \cos \omega t,$$

где  $E_k$  — постоянное напряжение питания;  $U_{к.эm} = I_{k1} R_{H1}$  —

амплитуда напряжения на нагрузке;  $I_{к1}$  — первая гармоника коллекторного тока.

4. Производится полигональная аппроксимация статических характеристик коллекторного тока  $i_k = \Phi_1(u_{к.э}; i_б)$ , которые целесообразно привести к виду  $i_k = \Phi_2(u_{к.э}; u_{п})$  (рис. 2-14). Согласно выражению (2-19) при низкой частоте сигнала напряжение на эмиттерном переходе  $u_{п} = r_{э.0} i_б$ .

В результате имеем:

$$i_k = S_{п} u_{к.э} \text{ при } u_{к.э} \leq u_{к.э.п}, \quad (2-59a)$$

$$i_k = S_{п} u_{к.э.п} + S_{к} (u_{к.э} - u_{к.э.п}) \text{ при } u_{к.э} \geq u_{к.э.п}, \quad (2-59б)$$

где крутизна  $S_{к}$  зависит от тока базы  $i_б$  или напряжения  $u_{п}$ .

5. На основании соотношения, записанного в п. 3, и с учетом равенства  $I_{к1} = \alpha_1 I_{км}$  амплитуда импульса коллекторного тока

$$I_{км} = \frac{E_{к} - u_{к.э.мрп}}{\alpha_1 R_{п1}}. \quad (2-60a)$$

Из уравнения (2-59б) имеем:

$$I_{км} = (S_{п} - S_{к}) u_{к.э.п} + S_{к} u_{к.э.мин}. \quad (2-60б)$$

Значению  $I_{км}$  соответствует максимальная величина напряжения на переходе —  $u_{п.макс}$ .

Путем совместного решения уравнений (2-60a) и (2-60б) при  $R_{п1} \leq R_{п1кр}$  получим:

$$I_{км} = \frac{E_{к} + u_{к.э.п} \left( \frac{S_{п}}{S_{к}} - 1 \right)}{\alpha_1 R_{п1} + \frac{1}{S_{к}}};$$

$R_{п1кр} = \frac{E_{к} - u_{к.э.п}}{S_{п} u_{к.э.п} \alpha_1}$  — сопротивление нагрузки, соответствующее критическому режиму работы.

Графическое решение уравнений (2-60a) и (2-60б) показано на рис. 2-13. При этом уравнению (2-60a) соответствует прямая линия  $A''$  — динамическая характеристика.

При вычисленном значении  $I_{км}$  можно определить все остальные выходные электрические параметры генерато-

ра. К ним относятся:

$I_{к1} = \alpha_1 I_{км}$  — амплитуда первой гармоники коллекторного тока;

$I_0 = \alpha_0 I_{км}$  — постоянная составляющая коллекторного тока;

$U_{к.эм} = I_{к1} R_{н1}$  — амплитуда напряжения на нагрузке;

$\xi = U_{к.эм} / E_k$  — коэффициент использования коллекторного напряжения;

$P_1 = \frac{1}{2} I_{к1}^2 R_{н1}$  — выходная колебательная мощность;

$P_{0к} = I_0 E_k$  — потребляемая мощность по коллекторной цепи;

$P_k = P_{0к} - P_1$  — мощность рассеивания на коллекторе;

$\eta = P_1 / P_{0к}$  — к. п. д. генератора по коллекторной цепи.

Поскольку в области нижних частот ток эквивалентного генератора  $i_{к.г}$  равен току в коллекторной цепи  $i_k$ , то имеют место следующие равенства:

$$I_{км} = I_{к.гм}; \quad I_{к1} = I_{к.г1}; \quad P_{1г} = P_1; \quad \eta_g = \eta$$

(индекс «г» относится к параметрам, характеризующим эквивалентный генератор).

При  $u_{к.э.мин} = u_{к.э.н}$  или  $R_{н1} = R_{н1кр}$  (случай, соответствующий критическому режиму работы) получим следующие выражения:

$$I_{к1кр} = \frac{E_k}{\alpha_1 R_{н1кр} + \frac{1}{S_n}} = S_n u_{к.э.н};$$

$$\xi_{кр} = \frac{U_{к.эм кр}}{E_k} = 1 - \frac{I_{к1кр}}{S_n E_k}.$$

При заданной величине колебательной мощности  $P_1$  имеем:

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{8P_1}{\alpha_1 S_n E_k^2}} \right).$$

Для получения результатов в более общей форме и построения обобщенных нагрузочных характеристик целесообразно нормировать полученные функции. В этой связи введем нормированное значение сопротивления нагрузки:  $x = R_{н1} / R_{н1кр}$ .

Параметр	Недонапряженный режим, $0 \leq x \leq 1$	Перенапряженный режим, $x > 1$	Критический режим, $x = 1$
$\frac{I_{к.г.т}}{I_{к.г.ткр}}$	$\frac{1+B}{1+Bx}$	—	$I_{к.г.ткр} = S_H u_{к.э.н}$
$\frac{I_0}{I_{0кр}}$	$\frac{1+B}{1+Bx}$	$\frac{1}{x^\nu}$	$I_{0кр} = \alpha_0 I_{к.г.ткр}$
$\frac{I_{к.г.1}}{I_{к.г.1кр}}$	$\frac{1+B}{1+Bx}$	$\frac{1}{x^{1-\delta}}$	$I_{к.г.1кр} = \alpha_1 I_{к.г.ткр}$
$\frac{U_{к.э.т}}{U_{к.э.ткр}}$ или $\frac{\xi}{\xi_{кр}}$	$\frac{1+B}{1+Bx} x$	$x^\delta$	$U_{к.э.ткр} = I_{к.г.1кр} R_{1кр}$
$\frac{P_{1г}}{P_{1г.кр}}$	$\left(\frac{1+B}{1+Bx}\right)^2 x$	$\frac{1}{x^{1-2\delta}}$	$P_{1г.кр} = \frac{1}{2} I_{к.г.1кр}^2 R_{1кр}$
$\frac{P_{ок}}{P_{ок.кр}}$	$\frac{1+B}{1+Bx}$	$\frac{1}{x^\nu}$	$P_{ок.кр} = E_k I_{0кр}$
$\frac{\eta_{г}}{\eta_{г.кр}}$	$\frac{1+B}{1+Bx} x$	$\frac{1}{x^{1-2\delta-\nu}}$	$\eta_{г.кр} = \frac{P_{1г.кр}}{P_{ок.кр}} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \xi_{кр}$

Примечание:  $B = \frac{S_H}{S_H} \left( \frac{E_k}{u_{к.э.н}} - 1 \right)$   $0 \leq \nu \leq \frac{1}{2}$ ;  $0 \leq \delta \leq \frac{1}{4}$

Продолжение табл. 2-1

При низкой частоте	При высокой частоте
$\theta_H$	$\theta_{HЧ}$
$R_1 = R_{H1}$	$R_1 = \frac{R_{H1} R_{22}}{R_{H1} + R_{22}}$
$x = \frac{R_{H1}}{R_{H1кр}}$	$x = \frac{R_1}{R_{1кр}}$
$R_{H1кр} = \frac{E_k - u_{к.э.н}}{S_H u_{к.э.н} \alpha_1 (\theta_H)}$	$R_{1кр} = \frac{E_k - u_{к.э.н}}{S_H u_{к.э.н} \alpha_1 (\theta_{HЧ})}$
$I_{к.т} = I_{к.г.т}$	$I_{к.т} = \chi I_{к.г.т}$
$I_{к1} = I_{к.г.1}$	где $\chi = \frac{R_1}{R_{H1}} = 1 - \frac{R_1}{R_{22}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{H1}}{R_{22}}}$
$P_1 = P_{1г}$	$I_{к1} = \chi I_{к.г.1}$
$\eta = \eta_{г}$	$P_1 = \chi P_{1г}$
	$\eta = \chi \eta_{г}$

Полученные в результате нормирования функции, определяющие выходные электрические параметры транзисторного генератора, сведены в табл. 2-1.

Обратимся к определению параметров генератора в перенапряженном режиме работы. В этом случае, как указывалось выше, в течение части периода колебаний рабочая точка заходит в область насыщения, т. е. имеет место соотношение  $u_{к.э.мин} < u_{к.э.н}$  или  $u_{к.б} > 0$ . Последнее неравенство означает, что коллекторный переход оказывается включенным в прямом направлении, в результате чего происходит резкое уменьшение коллекторного тока — в импульсе  $i_k$  наблюдается провал треугольной формы (рис. 2-13). Такому импульсу с провалом соответствует динамическая характеристика, составленная из двух отрезков прямых линий (линии Б на рис. 2-13). Величина и форма провала определяются параметрами транзистора и выходной электрической цепью генератора. Точное вычисление этого провала, необходимое для определения гармоник и постоянной составляющей коллекторного тока, является достаточно сложной задачей и здесь не рассматривается. Для упрощения задачи при построении нагрузочных характеристик можно воспользоваться эмпирическими формулами путем введения двух коэффициентов  $\delta$  и  $\nu$  и записать для напряжения на коллекторной нагрузке и постоянной составляющей коллекторного тока при  $R_{н1}/R_{н1кр} > 1$ :

$$U_{к.э.т} = U_{к.э.т\ кр} \left( \frac{R_{н1}}{R_{н1кр}} \right)^{\delta}; \quad I_0 = I_{0кр} / \left[ \left( \frac{R_{н1}}{R_{н1кр}} \right)^{\nu} \right].$$

С переходом в перенапряженный режим рост амплитуды напряжения  $U_{к.э.т}$  резко замедляется, а относительное уменьшение постоянной составляющей тока  $I_0$  происходит более медленно, чем первой гармоники  $I_{н1}$ . При низких значениях напряжения питания  $E_k$  вообще наблюдается слабая зависимость  $I_0$  от  $R_{н1}$ .

Как показывают экспериментальные исследования, значения эмпирических коэффициентов  $\delta$  и  $\nu$  лежат в большинстве практических случаев в пределах

$$0 \leq \delta \leq \frac{1}{4} \text{ и } 0 \leq \nu \leq \frac{1}{2}.$$



С учетом выражений для  $U_{к.эт}$  и  $I_0$  получим формулы для всех остальных выходных электрических параметров транзисторного генератора, которые сведены в табл. 2-1. Следует заметить, что в транзисторных генераторах перенапряженный режим работы правильней было бы называть режимом «насыщения». Более полный анализ этого режима рассматривается в § 2-8.

На основании формул, приведенных в табл. 2-1, на рис. 2-15 и 2-16, построено семейство нормированных нагрузочных характеристик транзисторного генератора. Из их рассмотрения можно сделать следующие выводы.

При малом значении тока базы или напряжения на переходе  $u_{п}$  (этому случаю соответствует величина  $S_{к}/S_{п}=0$  и коэффициент  $B=0$ , см. рис. 2-14) токи  $I_0$  и  $I_{к1}$  (или  $I_{к11}$ ) слабо зависят от сопротивления нагрузки  $R_{н1}$  в недонапряженном режиме. С увеличением напряжения  $u_{п}$ , а следовательно, и отношения  $S_{к}/S_{п}$ , наблюдается существенная зависимость  $I_0$  и  $I_{к1}$  от  $R_{н1}$ . При этом зависимость колебательной мощности  $P_1$  от  $R_{н1}$  становится более расплывчатой. При переходе в перенапряженный режим ( $x > 1$ ) рост коэффициента использования коллекторно-

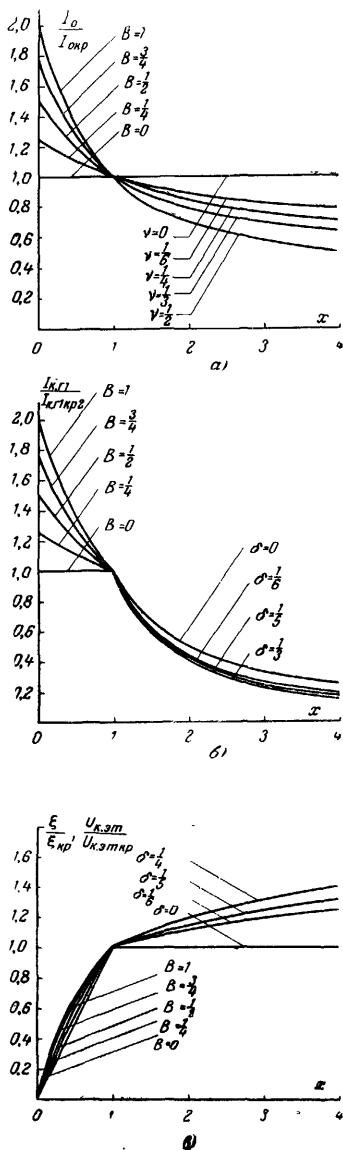


Рис. 2-15. Нормированные нагрузочные характеристики генератора.

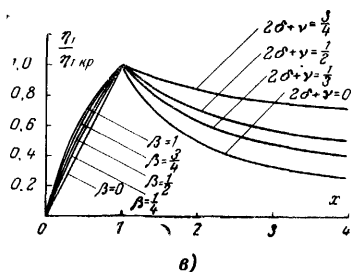
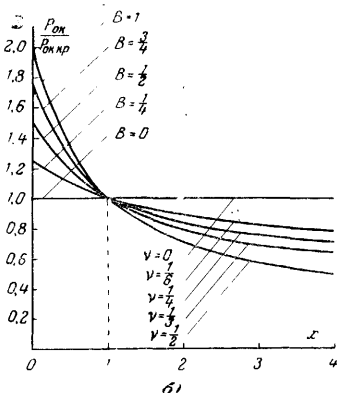
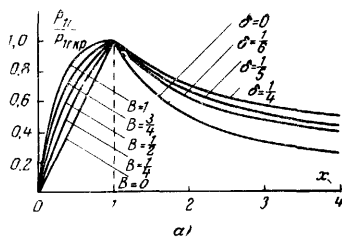


Рис. 2-16. Нормированные нагрузочные характеристики генератора.

## 2-5. Анализ транзисторного генератора в области средних частот при «большом» сигнале

а) Исходные положения. В предыдущих параграфах рассмотрена работа транзисторного генератора при «малом» сигнале в области средних и высоких частот и при «большом» сигнале в области нижних частот ( $\omega < 0,5 \omega_p$ ). В первом случае учитывались инерционные свойства

го напряжения  $\xi$  резко замедляется. При этом к. п. д. начинает падать ввиду уменьшения отношения  $\alpha_1/\alpha_0$ . Коэффициенты  $\delta$ ,  $v$ , определяющие вид характеристик в перенапряженном режиме, могут быть определены экспериментальным путем. Пределы изменения этих коэффициентов указаны выше. Как показало экспериментальное обследование генератора с мощным высокочастотным транзистором типа КТ903А, при напряжении питания  $E_k = 30$  в коэффициенты  $v = 1/2$  и  $\delta = 1/5$ . С понижением напряжения  $E_k$  коэффициенты  $v$  и  $\delta$  уменьшаются, что означает более слабую зависимость  $I_0$  и  $\xi$  от сопротивления нагрузки  $R_{н1}$  (см. рис. 2-15). Так, например, в указанном выше случае при снижении  $E_k$  в 3 раза были получены коэффициенты  $v = 1/4$  и  $\delta = 1/6$ . Для каждого типа транзистора коэффициенты  $v$  и  $\delta$  определяются экспериментальным или расчетным путем, после чего могут быть построены обобщенные нагрузочные характеристики.

транзистора, во втором — нелинейность вольт-амперных характеристик прибора. Однако основным режимом генератора является работа при «большом» сигнале в области средних и высоких частот, т. е. случай, при котором следует учитывать одновременно и инерционные, и нелинейные свойства транзистора.

При анализе данного режима следует воспользоваться результатами, полученными в двух предыдущих, частных случаях, положив в основу исследования метод гармонической линеаризации (или квазилинейный метод) и теорию активного четырехполюсника. Совместное использование двух данных методов сводится к следующему. В составленных выше уравнениях (2-40) и полученных из них выражений, определяющих электрические показатели генератора, малосигнальные (или дифференциальные) параметры транзистора следует заменить на некоторые усредненные по первой гармонике величины, определяемые в соответствии с методом гармонической линеаризации. При этом будем исходить из предположения о синусоидальной форме напряжения на входе и выходе транзисторного генератора. Последнее достигается путем включения между выходом транзистора и нагрузкой электрической цепи, фильтрующей все гармоники, кроме первой (рис. 2-8). Напомним, что при анализе транзисторного генератора в области средних частот индуктивностью эмиттерного вывода  $L_e$  можно пренебречь (см. § 2-3) и малосигнальные параметры  $Y_{11}$  и  $Y_{21}$  рассчитывать по формулам (2-45) и (2-46). Параметры  $Y_{12}$  и  $Y_{22}$  находятся в соответствии с (2-38).

Первый из вопросов, подлежащих анализу при работе в режиме «большого» сигнала, связан с процессами, происходящими во входной цепи генератора. Изменение параметров последней при открытом и закрытом эмиттерном переходе транзистора накладывает существенный отпечаток на весь дальнейший ход исследования.

В соответствии с методом заряда (см. § 2-2) эквивалентная схема эмиттерного перехода в открытом состоянии имеет вид, изображенный на рис. 2-17,а. На этом рисунке:  $r_b$  — сопротивление базовой области;  $r_{э,о}$  — эквивалентное активное сопротивление эмиттерного перехода в схеме с общим эмиттером;  $C_{э,о}$  — эквивалентная емкость перехода в открытом состоянии.

Эквивалентная схема эмиттерного перехода в закрытом состоянии отличается от открытого и имеет вид,

представленный на рис. 2-17,б. Здесь емкость перехода определяется в основном зарядной составляющей ( $C_{э,з}$ ), поскольку диффузионная емкость, образуемая за счет заряда неосновных носителей, пренебрежительно мала. Важно определить момент переключения эмиттерного перехода из открытого состояния в закрытое ( $t_{0-з}$ ) и из закрытого — в открытое ( $t_{з-0}$ ), или, иначе говоря, переключение от схемы рис. 2-17,а к схеме рис. 2-17,б и об-

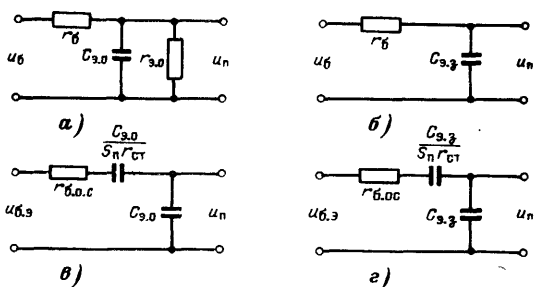


Рис. 2-17. Эквивалентные схемы.

а, б — эмиттерного перехода; в, г — входной цепи транзистора в области средних частот.

ратно. Момент  $t_{з-0}$  наступает при превышении напряжением на переходе  $u_н$  величины  $E'_б$ . Сложнее обстоит вопрос с определением времени  $t_{0-з}$ . Здесь следует учитывать явление накопления заряда  $p-n$  переходом и его рассасывание. Сущность данного процесса состоит в том, что при изменении полярности напряжения на входе прибора последний продолжает обладать малой величиной переходного сопротивления до тех пор, пока не произойдет рассасывания заряда, накопленного переходом в открытом состоянии (более подробно данное явление рассматривается в § 5-3). Применительно к транзистору это означает, что до тех пор, пока заряд неосновных носителей в области базы  $Q_б$  не станет равным нулю, эмиттерный переход будет оставаться открытым. Таким образом, момент  $t_{0-з}$  определяется условием  $Q_б=0$ , которое можно найти путем решения дифференциального уравнения (2-7). Если принять, что и при «большом» сигнале соотношение (2-15) остается в силе, то условие  $Q_б=0$  можно заменить на  $u_н=E'_б$ . Таким образом, можно считать, что оба момента переключения входной цепи транзистора —  $t_{0-з}$  и  $t_{з-0}$  — соответствуют прохожде-

нию напряжения на эмиттерном переходе  $u_{\pi}$  через значение  $E'_6$ . Определим зависимость напряжения на эмиттерном переходе  $u_{\pi}$  от входного напряжения, т. е. напряжения, приложенного к входным зажимам транзистора  $u_{6.в}$ . При вполне допустимом пренебрежении величиной  $y_2$  в выражении для  $Y_{21}$  [см. (2-39)] имеем:

$$Y_{21} = \frac{i_{к.г}}{u_{6.в}} = \frac{S_{\pi} u_{\pi}}{u_{6.в}}.$$

Из данного соотношения с учетом (2-46) получим для коэффициента передачи эквивалентной схемы входной цепи при открытом эмиттерном переходе транзистора

$$K_{вх1}(j\omega) = \frac{u_{\pi}(j\omega)}{u_{6.в}(j\omega)} = \frac{Y_{21}(j\omega)}{S_{\pi}} = \frac{1}{1 + S_{\pi} r_{ct} + j\omega \tau_{0.с}}, \quad (2-61)$$

где  $\tau_{0.с} = r_{6.ос} C_{э.о} = r_6 \left(1 + \frac{r_{ct}}{r_6}\right) C_{э.о}$  — постоянная времени входной цепи при открытом эмиттерном переходе.

Аналогичным образом, заменив емкость  $C_{э.о}$  на  $C_{э.з}$ , при закрытом эмиттерном переходе имеем:

$$K_{вх2}(j\omega) = \frac{u_{\pi}(j\omega)}{u_{6.в}(j\omega)} = \frac{1}{1 + S_{\pi} r_{ct} + j\omega \tau_{з.с}}, \quad (2-62)$$

где  $\tau_{з.с} = r_{6.ос} C_{э.з} = r_6 \left(1 + \frac{r_{ct}}{r_6}\right) C_{э.з}$  — постоянная времени входной цепи при закрытом переходе.

Коэффициентам передачи  $K_{вх1}(j\omega)$  и  $K_{вх2}(j\omega)$  соответствуют схемы, представленные на рис. 2-17, в, г. Поскольку  $C_{э.о} > C_{э.з}$ , то то же неравенство сохраняется и для постоянных времени входной цепи, т. е.  $\tau_{0.с} > \tau_{з.с}$ .

Анализ переходного процесса в эквивалентной схеме входной цепи транзисторного генератора в самом общем случае при произвольном соотношении между  $\tau_{0.с}$  и  $\tau_{з.с}$  является трудоемкой задачей, требующей больших вычислений, поскольку при этом приходится решать два дифференциальных уравнения, вытекающих из (2-61) и (2-62), с припасовыванием начальных условий. Однако имеется одно обстоятельство, упрощающее вычисления. Оно связано с тем, что для большинства типов мощных высокочастотных транзисторов выполняются неравенства

$$\tau_{0.с} \gg \tau_{з.с} \text{ и } \omega \tau_{з.с} \ll 1.$$

На основании этих соотношений для рабочего диапазона частот можно принять:  $\omega\tau_{з.с} \approx 0$  — первый случай. Другому крайнему случаю, представляющему только чисто теоретический интерес, соответствует условие  $\tau_{о.с} = \tau_{з.с}$ . Все остальные возможные случаи располагаются между этими двумя

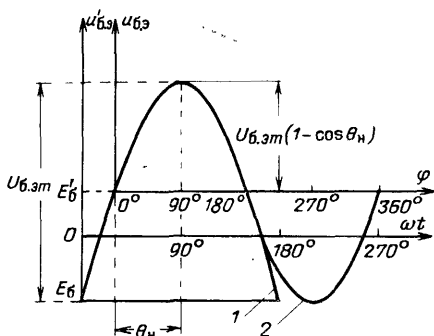


Рис. 2-18. Напряжение на входе транзистора.

1 — график исходной функции; 2 — график аппроксимирующей функции.

ются между этими двумя граничными условиями. Поэтому получив решения для крайних случаев, можно найти приближенный ответ и для промежуточных ситуаций. Таким образом, если для двух случаев (первого — при  $\omega\tau_{з.с} = 0$ ; второго — при  $\tau_{о.с} = \tau_{з.с}$ ) мы рассчитаем переходный процесс во входной цепи, т. е. определим зависимость для напряжения на эмиттерном переходе  $u_{п}(\omega t)$ ,

то это позволит вычислить форму импульса эквивалентного генератора коллекторного тока  $i_{к.г.}$ . В связи с этим дальнейший анализ и расчет переходного процесса проведем для упоминаемых выше случаев и будем иметь в виду граничный и недонапряженный режимы работы генератора.

**Переходный процесс при  $\omega\tau_{з.с} = 0$ .** Напряжение на входе транзистора  $u'_{б.э} = U_{б.эм} \sin \omega t + E'_б$  нетрудно привести к виду:

$$u'_{б.э} = U_{б.эм} (\sin \omega t - \cos \theta_H) + E'_б, \quad (2-63)$$

где  $\theta_H$  — угол отсечки по току коллектора на низкой частоте.

Для транзистора типа  $n-p-n$ :

$$\cos \theta_H = \frac{-E_б + E'_б}{U_{б.эм}}, \quad (2-64)$$

где  $E_б$  — напряжение смещения между базой и эмиттером;  $E'_б$  — напряжение отсечки (см. рис. 2-2,б).

Будем вести отсчет времени с момента, при котором  $u'_{б.э} = E'_б$  (см. рис. 2-18). Тогда из (2-63) получим:

$$u'_{б.э} = U_{б.эм} [\cos(\omega t - \theta_H) - \cos \theta_H] + E'_б.$$

Запишем напряжение на эмиттерном переходе в следующем виде:  $u'_n = u_n + E'_б$ . Как указывалось выше, «переключение эквивалентных схем» входной цепи (рис. 2-17,в на рис. 2-17,г) происходит при  $u'_n = E'_б$  или в соответствии с последним равенством при  $u_n = 0$ .

По этой причине отсчет величины напряжения удобно вести относительно значения, равного  $E'_б$ , и при анализе переходного процесса при открытом состоянии перехода оперировать со входным сигналом, исключив из него величину  $E'_б$ :

$$u_{б.э} = U_{б.эм} [\cos(\omega t - \theta_n) - \cos \theta_n]. \quad (2-65)$$

Для упрощения дальнейших вычислений при угле отсечки  $\theta_n \leq 90^\circ$  — условию, обычно выполняемому в генераторах мощности, — функцию (2-65) на участке  $0 \leq \omega t \leq 3\theta_n$  можно аппроксимировать следующей зависимостью (см. рис. 2-18):

$$u_{б.э} = U_{б.эм} (1 - \cos \theta_n) \sin(K_\theta \omega t), \quad (2-66)$$

где  $K_\theta = 90^\circ / \theta_n$  — коэффициент пересчета угла отсечки.

Определим напряжение  $u_n$  при открытом эмиттерном переходе, воспользовавшись для этой цели операционным методом. Правомерность его использования для решения рассматриваемой задачи связана с равенством  $\omega \tau_{э.с} = 0$ , приводящим к неизменности начальных условий в течение каждого периода колебаний.

Для передаточной функции входной цепи при открытом эмиттерном переходе, т. е.  $u_n(t) > 0$  или  $u'_n(t) > E'_б$ , из выражения (2-61) путем замены  $j\omega$  на оператор  $p$  получим:

$$K_{вх1}(p) = \frac{1}{1 + S_{пr_{сг}} + p\tau_{о.с}}. \quad (2-67)$$

Изображение функции (2-66) имеет вид:

$$u_{б.э}(p) = U_{б.эм} (1 - \cos \theta_n) \frac{p\omega K_\theta}{p^2 + \omega^2 K_\theta^2}. \quad (2-68)$$

Изображение функции, определяющей напряжение

на эмиттерном переходе, т. е. на выходе цепи (рис. 2-17, в), можно записать в виде

$$u_{\Pi}(p) = K_{\text{ВЫХ}}(p) u_{\text{б.э}}(p). \quad (2-69)$$

Подставив в (2-69) изображения (2-67) и (2-68), получим:

$$u_{\Pi}(p) = \frac{U_{\text{б.э.м}}(1 - \cos \theta_{\Pi})}{1 + S_{\Pi} r_{\text{сг}}} \frac{\omega K_{\theta} p}{(p^2 + \omega^2 K_{\theta}^2)(1 + p \tau'_{\text{о.с}})}, \quad (2-70)$$

где 
$$\tau'_{\text{о.с}} = \frac{\tau_{\text{о.с}}}{1 + S_{\Pi} r_{\text{сг}}}.$$

После соответствующих преобразований имеем для оригинала функции, изображение которой определяется (2-70), выражение вида

$$u_{\Pi}(\varphi) = \frac{U_{\text{б.э.м}}(1 - \cos \theta_{\Pi})}{1 + S_{\Pi} r_{\text{сг}}} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} \sin(\varphi - \varphi_1) + \frac{\gamma_c}{1 + \gamma_c^2} e^{-\frac{\varphi}{\gamma_c}} \right]. \quad (2-71)$$

Здесь обозначения элементов соответствуют принятым на эквивалентной схеме (рис. 2-9):

$$\gamma_c = \frac{\omega K_{\theta} \tau_{\text{о.с}}}{1 + S_{\Pi} r_{\text{сг}}} = \frac{K_{\theta} \alpha_{\text{б.с}} \frac{\omega}{\omega_s}}{1 + S_{\Pi} r_{\text{сг}}} \quad (2-72)$$

— обобщенный параметр;

$$\omega_s = 1/C_{\text{э.о}} r_{\text{б}}; \quad \alpha_{\text{б.с}} = 1 + \frac{r_{\text{сг}}}{r_{\text{б}}}; \quad \varphi = \omega K_{\theta} t \quad (2-73)$$

— нормированное значение текущего угла;

$$\varphi_1 = \arctg \gamma_c \quad (2-74)$$

— нормированное значение фазового угла.

Первое слагаемое в (2-71) является вынужденной составляющей, а второе — свободной, вызванной зарядом конденсатора  $C_{\text{э.о}}$ . Для примера на рис. 2-19 построен график нормированной функции (2-71) при  $\gamma_c = 3$ .



При значении напряжения  $u_{\text{п}}(\varphi_3) = 0$  происходит переключение эквивалентной схемы рис. 2-17,в на схему рис. 2-17,г. Согласно принятой выше аппроксимации функции  $u_{б.э}$  [см. (2-66)] следует иметь  $\varphi_3 \leq 270^\circ$ . При

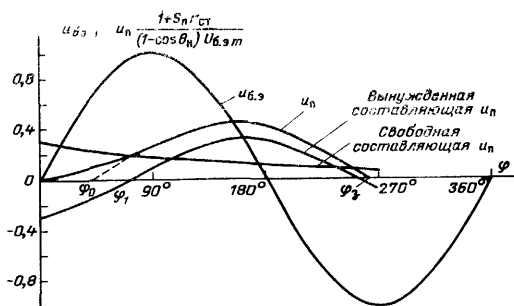


Рис. 2-19. Напряжение на эмиттерном переходе ( $u_{\text{п}}$ ) и входе ( $u_{б.э}$ ) транзистора при  $\omega\tau_{з.с} \approx 0$  и  $\gamma_c = 3$ .

$\theta_{\text{н}} \leq 90^\circ$  это условие выполняется при любом значении  $\gamma_c$ .

При закрытом эмиттерном переходе, т. е. при  $u_{\text{п}}(\varphi) < 0$ , в силу условия  $\omega\tau_{з.с} = 0$  входную цепь можно считать безынерционной и поэтому напряжение  $u_{\text{п}}(\omega t)$

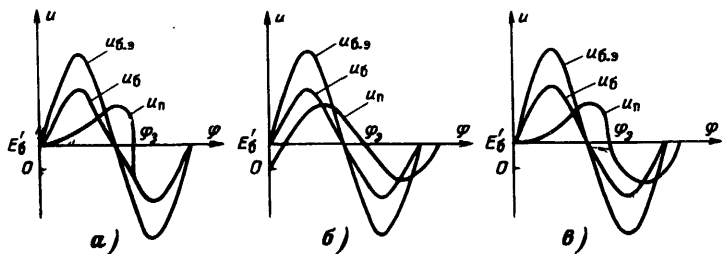


Рис. 2-20. Напряжения на входе транзистора ( $u_{б.э}$ ), базе ( $u_{б}$ ) и эмиттерном переходе ( $u_{п}$ ) при  $\omega\tau_{з.с} \approx 0$  (а);  $\tau_{з.с} = \tau_{о.с}$  (б) и  $\tau_{з.с} \neq \tau_{о.с}$  (в).

повторяет по форме напряжение  $u_{б.э}(\omega t)$  и согласно (2-62) равно:  $u_{\text{п}} = u_{б.э} / (1 + S_{\text{п}} r_{\text{ст}})$ . В целом график напряжения  $u_{\text{п}}(\varphi)$  за период колебаний примет вид, показанный на рис. 2-20,а. Там же для сравнения показаны

формы напряжения на базе  $u_b$  и на входе транзистора  $u_{б.э}$  (как и раньше, обозначения напряжений соответствуют рис. 2-9).

Перейдем к определению импульса тока эквивалентного генератора  $i_{к.г}$ . При открытом эмиттерном переходе согласно (2-16)  $i_{к.г} = S_{п} u_{п}$ , а при закрытом —  $i_{к.г} = 0$ . Таким образом, при  $i_{к.г}(\omega t) > 0$  с учетом (2-71) и соотношения  $S_0 = S_{п}/(1 + S_{пrст})$  получим:

$$i_{к.г}(\varphi) = S_0 U_{б.эm} (1 - \cos \theta_n) \frac{1}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} \times \\ \times \left[ \sin(\varphi - \varphi_1) + \frac{\gamma_c}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} e^{-\frac{\varphi}{\gamma_c}} \right]. \quad (2-75)$$

Определим постоянную составляющую ( $I_{к.г0}$ ) и амплитуды гармоник ( $I_{к.гn}$ ) периодической последовательности импульсов, описываемых функцией (2-75), двумя методами. При первом будем производить аппроксимацию графика функции  $i_{к.г}(\varphi)$  импульсом синусоидальной формы, что по-

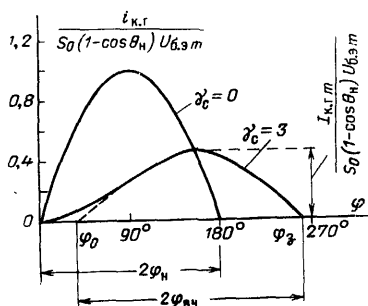


Рис. 2-21. Импульс тока эквивалентного генератора при  $\omega \tau_{э.с} \approx 0$  и  $\gamma_c = 3$ .

зволяет простым путем найти приближенно решение с привлечением таблиц коэффициентов разложения косинусоидального импульса, широко применяемых в теории ламповых генераторов. При втором методе найдем точные выражения для определения  $I_{к.г0}$  и  $I_{к.г1}$  и вычислим значения коэффициентов разложения для некоторых частных случаев.

Таким образом, первый метод позволяет найти приближенный результат в достаточно общем виде; второй, требующий существенно большего объема вычислений, — найти точное решение и оценить погрешность первого метода.

**1 метод.** Аппроксимируем функцию  $i_{к.г}(\varphi)$  импульсом синусоидальной формы, который характеризуется углом открывания  $\varphi_0$  и закрывания  $\varphi_3$  (рис. 2-21).

Построив графики функции (2-75) при различных значениях  $\gamma_c$ , можно определить зависимость  $\varphi_3 = \Phi(\gamma_c)$ . Приближенное значение  $\varphi_3 \approx 180^\circ + \varphi_1(\gamma_c)$ , где  $\varphi_1(\gamma_c)$  — есть функция (2-74). Величина угла открывания  $\varphi_0$ , как показывает аппроксимация импульсов, построенных при различных значениях  $\gamma_c$ , определяется следующим приближенным соотношением:  $\varphi_0 = 0,5\varphi_1$ .

С учетом (2-74) получим:

$$\varphi_0 = 0,5 \operatorname{arctg} \gamma_c. \quad (2-76)$$

Нормированная величина угла отсечки аппроксимированного высокочастотного импульса с учетом выражений для  $\varphi_3$  и  $\varphi_0$  равна:

$$\varphi_{вч} = \frac{\varphi_3 - \varphi_0}{2} = 90^\circ + \frac{1}{4} \operatorname{arctg} \gamma_c. \quad (2-77)$$

Графики функций  $\varphi_3$ ;  $\varphi_0$  и  $\varphi_{вч} = \Phi(\gamma_c)$  построены на рис. 2-22.

От нормированного значения угла отсечки ( $\varphi_{вч}$ ) можно перейти к его действительной величине:

$$\theta_{вч} = \frac{\varphi_{вч}}{K_\theta} = \frac{\varphi_{вч} \theta_n}{90^\circ}. \quad (2-78)$$

Таким образом, определив обобщенный параметр  $\gamma_c$  [см. (2-72)], можно по графику, приведенному на рис. 2-22, в, найти значение  $\varphi_{вч}$ , а затем по формуле (2-78) вычислить величину  $\theta_{вч}$ .

Вершина импульса  $i_{к.г}(\varphi)$  достаточно близко совпадает с вершиной вынужденной составляющей  $u_{п}(\varphi)$  (рис. 2-19 и 2-21). Вследствие этого можно считать, что импульс  $i_{к.г}(\varphi)$  сдвинут по фазе относительно напряжения  $u_{н.з}(\varphi)$  на тот же угол, что и  $u_{п}(\varphi)$ , т. е. на  $\varphi_1 =$

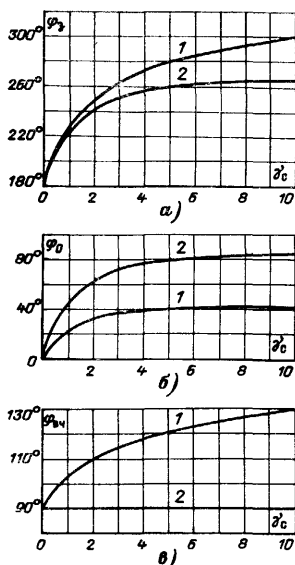


Рис. 2-22. Графики функций нормированных значений углов.

а — записания  $\varphi_3$ ; б — открывания  $\varphi_0$ ; в — отсечки  $\varphi_{вч}$ ; 1 — при  $\omega\tau_{з.с} \approx 0$ ; 2 — при  $\tau_{з.с} = \tau_{о.с}$ .

$= \operatorname{arctg} \gamma_c$  [см. (2-74)]. В результате первая гармоника импульса  $i_{k.r}(\varphi)$  сдвинута относительно входного напряжения  $u_{б.э}(\varphi)$  также на угол  $\varphi_1$ .

Из рассмотрения (2-75) следует, что амплитуда импульса  $i_{k.r}(\varphi)$  равна:

$$I_{k.r.m} = S_0 (1 - \cos \theta_n) \frac{K_a}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} U_{б.э.m}, \quad (2-79)$$

где  $S_0 = \frac{S_{\pi}}{1 + S_{\pi} r_{ст}}$  — статическая крутизна;  $K_a = 1 + \frac{I_{k.r.mсв}}{I_{k.r.mвнн}}$  — коэффициент, учитывающий влияние свободной составляющей ( $I_{k.r.mсв}$ ) на амплитуду импульса тока и определяемый на основании построения импульсов при различных значениях  $\gamma_c$ .

График функции  $K_a(\gamma_c)$  представлен на рис. 2-23, а. Высокочастотный угол отсечки  $\theta_{вч}$  импульса тока  $i_{k.r}$  получается больше, чем соответствующее ему низкочастотное значение  $\theta_n$ , а амплитуда, наоборот, уменьшается согласно (2-79) в  $K_a / \sqrt{1 + \gamma_c^2}$  раз по сравнению с импульсом при низкой частоте, т. е. при  $\gamma_c = 0$ .

Таким образом, с повышением частоты происходит растягивание и уплощение импульса  $i_{k.r}$  (рис. 2-21), повторяющего по форме положительную часть напряжения на переходе  $u_{п}$  (рис. 2-19).

В результате аппроксимации импульс  $i_{k.r}(\varphi)$  считается синусоидальным и поэтому амплитуда первой гармоники тока эквивалентного генератора с учетом (2-79) равна:

$$I_{k.r.1} = I_{k.r.m} \alpha_1(\theta_{вч}) = S_0 (1 - \cos \theta_n) \Psi_1(\gamma_c) U_{б.э.m}, \quad (2-80)$$

где

$$\Psi_1(\gamma_c) = \frac{K_a \alpha_1(\theta_{вч})}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} \quad (2-81)$$

— обобщенный коэффициент по первой гармонике (график функции  $\Psi_1(\gamma_c)$  при  $\theta_n = 90^\circ$  построен на рис. 2-23, б);  $\alpha_1(\theta_{вч})$  — коэффициент разложения косинусоидального импульса для первой гармоники (см. приложение 2);  $\theta_{вч}$  — угол отсечки, определяемый в соответствии с (2-78).

Сравнивая (2-80) с известным соотношением  $I_{K1} = S_{1cp} U_{б.эт}$ , имеем для средней или приведенной крутизны:

$$S_{1cp} = S_0 (1 - \cos \theta_H) \Psi_1(\gamma_c). \quad (2-82)$$

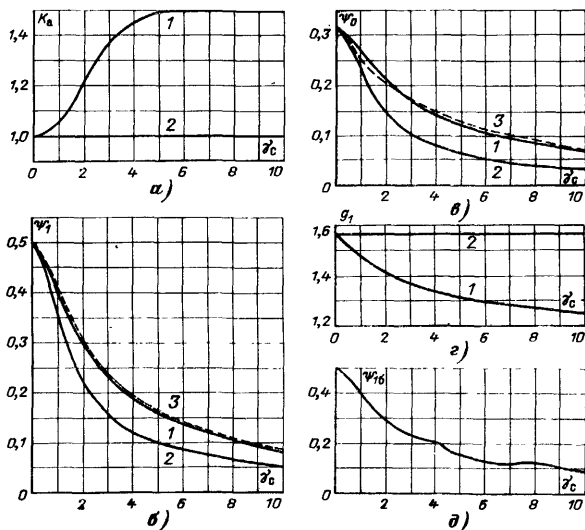


Рис. 2-23. Графики функций.

$a$  — коэффициента  $K_a$ ;  $б$  — обобщенного коэффициента по первой гармонике  $\psi_1$ ;  $в$  — обобщенного коэффициента для постоянной составляющей  $\psi_0$ ;  $г$  — коэффициента формы  $g_1$ ;  $д$  — обобщенного коэффициента  $\psi_{1б}$ ; 1, 3 — при  $\omega\tau_{з.с} \approx 0$ ; 2 — при  $\tau_{з.с} = \tau_{о.с}$ ; — — — рассчитанные по первому методу; - - - - по второму методу.

По аналогии с (2-80) для амплитуды  $n$ -й гармоники тока эквивалентного генератора имеем:

$$I_{к.гн} = I_{к.гм} a_n(\theta_{вч}) = S_0 (1 - \cos \theta_H) \Psi_n(\gamma_c) U_{б.эт}, \quad (2-83)$$

где

$$\Psi_n(\gamma_c) = \frac{K_a a_n(\theta_{вч})}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} \quad (2-84)$$

— обобщенный коэффициент по  $n$ -й гармонике;

$a_n(\theta_{вч})$  — коэффициент разложения косинусоидального импульса для  $n$ -й гармоники (см. приложение 2).

Величина  $\gamma_c$  определяется при частоте входного сигнала.

Постоянная составляющая тока эквивалентного генератора равна:

$$I_{к.г0} = S_0 (1 - \cos \theta_H) \Psi_0(\gamma_c) U_{б.зм}, \quad (2-85)$$

где

$$\Psi_0(\gamma_c) = \frac{K_a \alpha_0(\theta_{вч})}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} \quad (2-86)$$

— обобщенный коэффициент для постоянной составляющей (график функции  $\Psi_0(\gamma_c)$  при  $\theta_H = 90^\circ$  построен на рис. 2-23, в);  $\alpha_0(\theta_{вч})$  — коэффициент, характеризующий постоянную составляющую импульса (значение его берется по таблицам, см. приложение 2).

Отношение  $g_1 = I_{к.г1}/I_{к.г0}$  называется коэффициентом формы тока по первой гармонике.

С учетом (2-80), (2-81), (2-85) и (2-86) имеем:

$$g_1(\gamma_c) = \frac{\Psi_1(\gamma_c)}{\Psi_0(\gamma_c)} = \frac{\alpha_1(\theta_{вч})}{\alpha_0(\theta_{вч})}. \quad (2-87)$$

График функции  $g_1(\gamma_c)$  при  $\theta_H = 90^\circ$  построен на рис. 2-23, г.

**2 метод.** Определим первую гармонику  $I_{к.г1}$  и постоянную составляющую  $I_{к.г0}$  импульса  $i_{к.г}(\varphi)$  при  $K_\theta = 1$  или  $\varphi = \theta$  и  $\theta_H = 90^\circ$ .

Запишем выражение (2-75) в следующем виде:

$$i_{к.г}(\theta) = S_0 (1 - \cos \theta_H) \frac{1}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} i'(\theta) U_{б.зм},$$

где

$$i'(\theta) = \sin(\theta - \theta_1) + \frac{\gamma_c}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} e^{-\frac{\theta}{\gamma_c}};$$

$$\theta_1 = \arctg \gamma_c.$$

Входящие в выражения для  $I_{к.г1}$  (2-80) и  $I_{к.г0}$  (2-85) функции  $\Psi_1$  и  $\Psi_0$  определим как коэффициенты

ряда Фурье:

$$\Psi_1(\gamma_c) = \frac{1}{\pi \sqrt{1 + \gamma_c^2}} \times \\ \times \sqrt{\left[ \int_0^{\theta_3} i'(\theta) \cos \theta d\theta \right]^2 + \left[ \int_0^{\theta_3} i'(\theta) \sin \theta d\theta \right]^2}; \\ \Psi_0(\gamma_c) = \frac{1}{2\pi \sqrt{1 + \gamma_c^2}} \int_0^{\theta_3} i'(\theta) d\theta,$$

где  $\theta_3 = \Phi(\gamma_c)$  определяется в соответствии с рис. 2-22, а. Перечень формул, полученных в результате решения данных выражений, приведен в приложении 3.

Графики функций  $\Psi_1(\gamma_c)$  и  $\Psi_0(\gamma_c)$  (см. приложение 3) построены на рис. 2-23, б, в. Их сравнение с графиками тех же функций, рассчитанных по первому методу, показывает, что расхождение между результатами расчета по приближенному и точному методам не превышает 10%.

**Переходный процес при  $\tau_{0,c} = \tau_{3,c}$ .** Как указывалось выше, этот случай носит в известной степени формальный характер, так как в транзисторах всегда  $C_{э,о} > C_{э,з}$ , и необходим только для оценки граничных условий. Для упрощения задачи рассмотрим только случай  $\theta_H = 90^\circ$ . При  $\tau_{0,c} = \tau_{3,c}$  и  $\theta_H = 90^\circ$  ток эквивалентного генератора  $i_{к,г}$  в установившемся режиме при  $u_{п}(t) > 0$  определяется только вынужденной составляющей, входящей в выражение (2-75). Вследствие этого при  $u_{п}(t) > 0$  или  $i_{к,г}(\varphi) > 0$  имеем:

$$i_{к,г}(\varphi) = \frac{S_0 (1 - \cos \theta_H)}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} \sin(\varphi - \varphi_1) U_{б,э,м}, \quad (2-88)$$

откуда получим для амплитуды импульса эквивалентного генератора:

$$I_{к,г,м} = S_0 (1 - \cos \theta_H) \frac{1}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} U_{б,э,м}. \quad (2-89)$$

В рассматриваемом случае коэффициент  $K_a = 1$  [определение дано в (2-79)], а напряжение на эмиттерном переходе  $u_{п}$  представляет собой синусоидальный сигнал, сдвинутый по фазе относительно входного ( $u_{б,э}$ ) и базового ( $u_{б}$ ) напряжений (рис. 2-20, б). В соответствии

С этим для введенных выше нормированных значений углов имеем:

$$\varphi_1 = \varphi_0 = \arctg \gamma_c; \quad \varphi_3 = 180^\circ + \varphi_1; \\ \varphi_{вч} = 90^\circ = \text{const.}$$

Действительная величина угла отсечки  $\theta_{вч} = \theta_H = 90^\circ$ , где  $\theta_H$  — низкочастотный угол отсечки. Графики функций  $\varphi_0$ ;  $\varphi_3$ ;  $\varphi_{вч} = \Phi(\gamma_c)$  представлены на рис. 2-22. С учетом сделанных замечаний по аналогии с (2-81), (2-84) и (2-86) для обобщенных коэффициентов при  $\tau_{0.c} = \tau_{3.c}$  и  $\theta_H = 90^\circ$  имеем:

$$\Psi_1(\gamma_c) = \frac{\alpha_1(\theta_H)}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}}; \quad (2-90)$$

$$\Psi_n(\gamma_c) = \frac{\alpha_n(\theta_H)}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}}; \quad (2-91)$$

$$\Psi_0(\gamma_c) = \frac{\alpha_0(\theta_H)}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}}. \quad (2-92)$$

По аналогии с (2-87) для коэффициента формы при  $\tau_{0.c} = \tau_{3.c}$  получим:

$$g_1 = \alpha_1(\theta_H) / \alpha_0(\theta_H). \quad (2-93)$$

Графики функций  $\Psi_1(\gamma_c)$ ;  $\Psi_0(\gamma_c)$  и  $g_1(\gamma_c)$  при  $\theta_H = 90^\circ$  построены на рис. 2-23. В самом общем случае

при  $\tau_{0.c} \neq \tau_{3.c}$  и  $\omega\tau_{3.c} \neq 0$  значения  $\varphi_{вч}$ ,  $K_a$ ,  $\Psi_1$  и  $\Psi_0$  лежат в области, ограниченной двумя графиками, построенными при  $\omega\tau_{3.c} = 0$  и  $\tau_{0.c} = \tau_{3.c}$ . Введя поправочный коэффициент, можно определить приближенные значения перечисленных выше функций при любом соотношении между  $\tau_{0.c}$  и  $\tau_{3.c}$  по следующим формулам:

$$a = a_1 - (a_1 - a_2) \frac{\tau_{3.c}}{\tau_{0.c}}$$

или

$$a = a_1 + (a_2 - a_1) \frac{\tau_{3.c}}{\tau_{0.c}},$$

Рис. 2-24. Определение поправочного коэффициента при  $\tau_{3.c} \neq \tau_{0.c}$ . 1 — для  $\omega\tau_{3.c} = 0$ ; 2 — для  $\tau_{3.c} = \tau_{0.c}$ .

где  $a_1$ ,  $a_2$  — определяются в соответствии с рис. 2-24.



Форма напряжения на эмиттерном переходе при  $\tau_{0,c} \neq \tau_{3,c}$  показана на рис. 2-20, в. Рассмотрение параметров различных транзисторов показывает, что обычно в силу условия  $\tau_{3,c} \ll \tau_{0,c}$  можно принять  $\omega\tau_{3,c} \approx 0$ , т. е. имеет место первый из рассмотренных выше случаев.

### Определение тока базы.

Рассмотрим сначала определение тока базы в случае  $\omega\tau_{3,c} \approx 0$ , как представляющем наибольший интерес. При этом напряжения на входе транзистора ( $u_{б.э}$ ) и базе ( $u_б$ ) представляют собой синусоидальные сигналы (см. рис. 2-20, а), а напряжение на эмиттерном переходе  $u_{\pi}$  при  $0 \leq \varphi \leq \varphi_3$  описывается соотношением (2-71). Искажение формы напряжения  $u_{\pi}$  при открытом переходе (т. е. при  $0 \leq \varphi \leq \varphi_3$ ) связано с процессом накопления и последующим рассасыванием заряда неосновных носителей  $Q_б$  в области базы или по отношению к эквивалентной схеме зарядом и разрядом емкости  $C_{э.о}$ . Поскольку  $Q_б = C_{э.о}u_{\pi}$  (считаем  $C_{э.о} = \text{const}$ ), то график функции  $Q_б(\omega t)$  совпадает по форме с напряжением  $u_{\pi}(\omega t)$  при  $0 \leq \varphi \leq \varphi_3$  (рис. 2-25). Связь тока, протекающего через область базы, с зарядом  $Q_б$  при

открытом эмиттерном переходе определяется уравнением (2-7). С помощью последнего при известной функции  $Q_б(\omega t)$  можно найти ток через базу. Однако наибольший интерес представляет ток базы  $i_б$ , протекающий во внешней цепи (рис. 2-9), величина которого зависит также от цепей обратных связей, имеющих в транзисторе. В общем случае имеем:

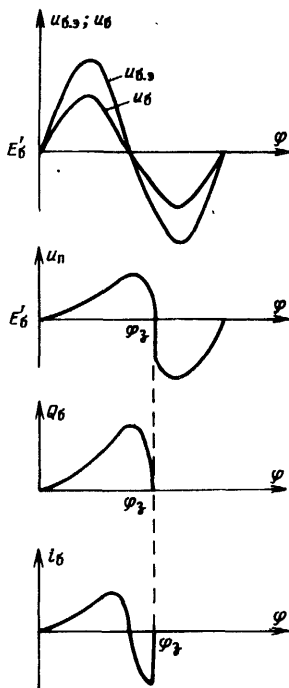


Рис. 2-25. Графики функций напряжений  $u_{\pi}$ ,  $u_б$ ,  $u_{б.э}$ , тока  $i_б$  и заряда  $Q_б$ , характеризующих режим работы цепи базы.

$$i_б = u_{б.э} Y_{вх}$$

где  $Y_{\text{вх}}$  — входная проводимость, определяемая согласно (2-50).

При достаточно большой величине проводимости нагрузки  $Y_{\text{н}}$  можно принять  $Y_{\text{вх}} \approx Y_{11}$ , т. е. считать  $i_6 = u_{6.э} Y_{11}$ . В области средних частот величина  $Y_{11}(j\omega)$  определяется выражением (2-45) и поэтому для передаточной функции получим:

$$Y_{11}(p) = \frac{1}{r_6} \frac{a_0 + \tau_1 p}{1 + S_{\text{п}} r_{\text{сг}} + \tau_{0.с} p}, \quad (2-94)$$

$$\text{где } a_0 = \frac{r_6}{r_6 + r_{\text{в.о}}}.$$

Изображение входного сигнала  $u_{6.э}(\omega t)$  определяется соотношением (2-68). Подставив (2-68) и (2-94) в равенство  $i_6(p) = Y_{11}(p) u_{6.э}(p)$ , получим для изображения тока базы при  $u_{\text{п}} > 0$  или  $0 \leq \varphi \leq \varphi_3$ :

$$i_6(p) = \frac{p \omega K_{\theta} (a_0 + \tau_1 p)}{(p^2 + \omega^2 K_{\theta}^2) (1 + r_{\text{сг}} S_{\text{п}} + \tau_{0.с} p) r_6} (1 - \cos \theta_{\text{н}}) U_{6.э\text{т}}. \quad (2-95)$$

Для верхнего участка в средней области частот можно считать

$$a_0^2 \ll (\omega K_{\theta} \tau_1)^2 \text{ и } a_0 \ll \frac{(1 + S_{\text{п}} r_{\text{сг}}) \tau_1}{\tau_{0.с}}.$$

С учетом данных неравенств получим оригинал функции, соответствующий изображению (2-95):

$$i_6(\varphi) = \omega K_{\theta} C_{э.о} \left[ \cos(\varphi - \varphi_1) - \frac{1}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} e^{-\frac{\varphi}{\tau_c}} \right] U_{\text{пт}}, \quad (2-96)$$

где

$$U_{\text{пт}} = \frac{(1 - \cos \theta_{\text{н}}) U_{6.э\text{т}}}{(1 + S_{\text{п}} r_{\text{сг}}) \sqrt{1 + \gamma_c^2}}.$$

Величины  $\gamma_c$ ,  $\varphi$  и  $\varphi_1$  определяются согласно (2-72) — (2-74). При закрытом эмиттерном переходе, т. е. при  $\varphi_3 \leq \varphi \leq 2\pi$ , в силу условия  $\omega \tau_{3.с} = 0$  ток  $i_6(\varphi) = 0$ . Для удобства сравнения напряжения на переходе  $u_{\text{п}}$  с током базы  $i_6$  приведем выражение (2-71) к следующему виду:

$$u_{\text{п}}(\varphi) = \left[ \sin(\varphi - \varphi_1) + \frac{\gamma_c}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} e^{-\frac{\varphi}{\tau_c}} \right] U_{\text{пт}}. \quad (2-97)$$

Графики функций напряжений  $u_{\text{п}}$  (2-97);  $u_6$ ;  $u_{6.э}$ , тока  $i_6$  (2-95) и заряда  $Q_6$  имеют вид, представленный

на рис. 2-25. Из рассмотрения графика функции  $i_6(\varphi)$  следует, что импульс тока базы имеет положительную и отрицательную части. При  $i_6 > 0$  происходит накопление заряда  $Q_6$ ; при  $i_6 < 0$  — его рассасывание. Первую гармонику  $I_{61}$  и постоянную составляющую  $I_{60}$  тока базы  $i_6$  можно вычислить в результате разложения функции (2-96) в ряд Фурье. При этом в случае  $K_\theta = 1$  или  $\varphi = \theta$  и  $\theta_H = 90^\circ$  получим:

$$I_{61} = \omega C_{э.о} U_{б.эм} \Psi_{16}(\gamma_c) \frac{1}{1 + S_{пгт}};$$

$$I_{60} = \omega C_{э.о} U_{б.эм} \Psi_{06}(\gamma_c) \frac{1}{1 + S_{пгт}},$$

где

$$\Psi_{16} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\left[ \int_0^{\theta_3} i'_6(\theta) \cos \theta d\theta \right]^2 +$$

$$+ \left[ \int_0^{\theta_3} i'_6(\theta) \sin \theta d\theta \right]^2};$$

$$\Psi_{06} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_3} i'_6(\theta) d\theta;$$

$$i'_6 = \left[ \cos(\theta - \theta_1) - \frac{1}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} e^{-\frac{\theta}{\gamma_c}} \right] \frac{1}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}}.$$

Формулы, полученные в результате решения данных выражений, приведены в приложении 3.

График функции  $\Psi_{16}(\gamma_c)$  (см. приложение 3) построен на рис. 2-23, д. Значение функции  $\Psi_{06}(\gamma_c)$  близко к нулю. При  $\tau_{0.с} = \tau_{3.с}$  ток базы в установившемся режиме является синусоидальным сигналом, величина которого определяется вынужденной составляющей выражения (2-96), т. е. равна:

$$i_6(\varphi) = \omega K_\theta C_{э.о} \cos(\varphi - \varphi_1) U_{пт}.$$

Таким образом, в настоящем параграфе рассмотрен переходный процесс во входной цепи транзисторного

генератора в области средних частот при «большом» сигнале. В результате анализа получены выражения, позволяющие вычислить постоянную составляющую (2-85), первую (2-80) и  $n$ -ю (2-83) гармоники генератора тока, входящего в коллекторную цепь эквивалентной схемы транзисторного генератора (рис. 2-9). Определение данных величин может производиться с помощью графиков нормированных функций  $\Psi_0(\gamma_c)$  и  $\Psi_1(\gamma_c)$  (рис. 2-23), зависящих от обобщенного параметра  $\gamma_c$  (2-72). Кроме того, в результате проведенного исследования найдены зависимости, характеризующие напряжения ( $u_{\pi}$ ;  $u_6$ ;  $u_{6.э}$ ) и ток ( $i_6$ ) в базовой цепи транзисторного генератора.

## 2-6. Анализ транзисторного генератора в области высоких частот при «большом» сигнале

**Исходные положения.** При исследовании работы транзисторного генератора при «большом» сигнале в области высоких частот ( $0,2\omega_T \leq \omega \leq \omega_T$ ) будем придерживаться того же порядка, который был принят при анализе работы генератора в области средних частот (см. § 2-5). Согласно результатам, полученным в § 2-3, в области высоких частот в силу неравенства  $1/\omega C_{\pi,0} \ll \ll r_{\pi,0}$  величиной  $r_{\pi,0}$  можно пренебречь (см. эквивалентную схему на рис. 2-9) и рассчитывать малосигнальные параметры  $Y_{11}$  и  $Y_{21}$  по формулам (2-43) и (2-44). Параметры  $Y_{12}$  и  $Y_{22}$  находятся в соответствии с (2-38).

Рассмотрение начнем с анализа входной цепи в режиме «большого» сигнала. По аналогии с результатами, полученными в § 2-5, примем, что момент переключения эмиттерного перехода из закрытого состояния в открытое и обратно соответствует условию  $u_{\pi} = E'_6$ . Эквивалентные схемы перехода в обоих состояниях изображены на рис. 2-17, а, б. При вполне допустимом пренебрежении величиной  $y_2$  в выражении для  $Y_{21}$  [см. (2-39)] имеем:

$$Y_{21} = \frac{i_{\kappa.г}}{u_{6.э}} = \frac{S_{\pi} u_{\pi}}{u_{6.э}}.$$

Из данного соотношения с учетом (2-44) получим для коэффициента передачи эквивалентной схемы вход-

ной цепи при открытом эмиттерном переходе транзистора:

$$K_{\text{вх1}}(j\omega) = \frac{u_{\pi}(j\omega)}{u_{\text{бэ}}(j\omega)} = \frac{Y_{21}(j\omega)}{S_{\pi}} =$$

$$= \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_{\text{э}}^2} + S_{\pi}r_{\text{еэ}} + j\omega\tau_0} \quad (2-98)$$

[величины  $\omega_{\text{э}}$  и  $\tau_0$  определяются выражениями, приведенными после формулы (2-44)].

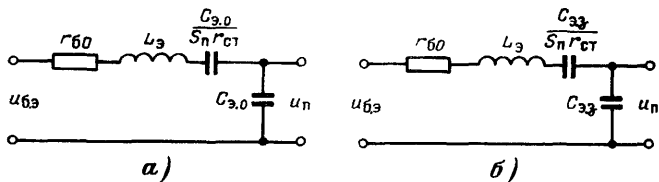


Рис. 2-26. Эквивалентные схемы входной цепи транзистора в области высоких частот.

*а* — при открытом эмиттерном переходе; *б* — при закрытом эмиттерном переходе.

Аналогичным образом, заменив емкость  $C_{\text{э.0}}$  на  $C_{\text{э.з}}$ , при закрытом эмиттерном переходе имеем:

$$K_{\text{вх2}}(j\omega) = \frac{u_{\pi}(j\omega)}{u_{\text{бэ}}(j\omega)} = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_{\text{э.з}}^2} + S_{\pi}r_{\text{еэ}} + j\omega\tau_{\text{э}}}, \quad (2-99)$$

где  $\omega_{\text{э.з}} = 1/\sqrt{L_{\text{э}}C_{\text{э.з}}}$ ;

$$\tau_{\text{э}} = C_{\text{э.з}}r_{\text{б0}} = C_{\text{э.з}}r_{\text{б}} \left( 1 + \frac{r_{\text{еэ}}}{r_{\text{б}}} + \frac{\omega_{\text{т}}L_{\text{э}}}{r_{\text{б}}} \right).$$

Коэффициентам передачи  $K_{\text{вх1}}(j\omega)$  и  $K_{\text{вх2}}(j\omega)$  соответствуют схемы, приведенные на рис. 2-26. При «большом» входном сигнале в течение каждого периода колебаний происходит переключение схемы рис. 2-26, *а* на схему рис. 2-26, *б* и обратно. Для нахождения точного выражения, описывающего переходный процесс в такой системе с переменными параметрами, следует составить и решить два дифференциальных уравнения, вытекающих из (2-98) и (2-99), с приспособыванием начальных условий. Для того чтобы избежать этой трудоемкой операции, воспользуемся принятым ранее мето-

дом (см. § 2-5), связанным с рассмотрением двух крайних случаев, определяемых следующими условиями.

Во-первых,  $\tau_3 \ll \tau_0$ ;  $\omega\tau_3 \ll 1$  и  $\omega^2/\omega_{э.з}^2 \ll 1$ , что обычно имеет место в силу неравенства  $C_{э.з} \ll C_{э.о.}$ . В результате в соответствии с (2-99) при закрытом эмиттерном переходе получим:

$$K_{вх2}(j\omega) \approx \frac{1}{1 + S_{\pi} r_{сг}}.$$

Во-вторых,  $\tau_3 = \tau_0$  и  $\omega_{э.з} = \omega_0$  — случай, носящий формальный характер и необходимый только для оценки граничных условий. При этом имеем:  $K_{вх1}(j\omega) = K_{вх2}(j\omega)$ .

Для обоих случаев рассчитаем переходный процесс во входной цепи, т. е. определим зависимость для напряжения на эмиттерном переходе  $u_{\pi}(\omega t)$ , что позволит вычислить форму импульса эквивалентного генератора коллекторного тока  $i_{к.г.}$ . Как и раньше, анализ проведем для граничного и недонапряженного режимов работы генератора.

**б) Переходный процесс при выполнении условий:**  $\tau_3 \ll \tau_0$ ;  $\omega\tau_3 \ll 1$  и  $\omega^2/\omega_{э.з}^2 \ll 1$ . Как и ранее (см. § 2-4), будем считать, что входной сигнал  $u_{б.э} = U_{б.эм}(\sin \omega t - \cos \theta_{\pi})$ , отсчитываемый относительно уровня, равного  $E'_{б}$ , аппроксимируется зависимостью (2-66). При этом имеется в виду, что значение угла отсечки на низкой частоте  $\theta_{\pi} \leq 90^\circ$ . Заметим, что к типовому следует отнести значение  $\theta_{\pi} = 90^\circ$ . В силу равенства  $\omega\tau_3 = 0$  начальные условия в течение каждого периода колебаний остаются неизменными и поэтому можно воспользоваться операционным методом решения дифференциального уравнения. При открытом эмиттерном переходе, т. е.  $u'_{\pi}(t) > E'_{б}$  или  $u_{\pi}(t) > 0$ , для изображения функции  $i_{к.г.}(t)$ , характеризующей эквивалентный генератор тока, имеем:

$$i_{к.г.}(\varphi) = Y_{21}(p) u_{б.э}(p).$$

Из данного равенства с учетом (2-98) и (2-68) при  $u'_{\pi}(t) > E'_{б}$  или  $i_{к.г.}(\omega t) > 0$  получим:

$$i_{к.г.}(p) = \frac{S_{\pi} (1 - \cos \theta_{\pi}) p \omega K_{\theta} U_{б.эм}}{\left(1 + \frac{p^2}{\omega_0^2} + S_{\pi} r_{сг} + \tau_0 p\right) (p^2 + \omega^2 K_{\theta}^2)} \quad (2-100)$$

Изображение (2-100) характеризует переходный процесс в схеме, представленной на рис. 2-26,а. Из рассмотрения (2-100) следует, что возможны два случая. В первом случае  $(1 + S_{\Pi} r_{\text{ст}}) > \frac{1}{4} (\tau_0 \omega_3)^2$  и свободная составляющая в выражении для  $i_{\text{к.г}}(t)$  представляет собой синусоиду с затухающей амплитудой.

Во втором случае  $(1 + S_{\Pi} r_{\text{ст}}) < \frac{1}{4} (\tau_0 \omega_3)^2$  и свободная составляющая изменяется по экспоненциальному закону, что соответствует аperiodическому характеру процесса.

Следует заметить, что соотношение между величинами  $(1 + S_{\Pi} r_{\text{ст}})$  и  $\frac{1}{4} (\tau_0 \omega_3)^2$  не оказывает решающего влияния на характер переходного процесса в целом и поэтому рассмотрим только случай, определяемый первым неравенством  $(1 + S_{\Pi} r_{\text{ст}}) > \frac{1}{4} (\tau_0 \omega_3)^2$ .

При этом условии согласно [Л. 2-20] оригинал изображения (2-100) при  $i_{\text{к.г}}(\varphi) > 0$  после проведения соответствующих преобразований равен:

$$i_{\text{к.г}}(\varphi) = S_0 (1 - \cos \theta_{\Pi}) \frac{1}{\sqrt{\xi_{\text{в}}^2 (1 + \gamma_{\text{в}}^2)}} \left[ \sin(\varphi - \varphi_1) + \frac{\omega K_{\theta}}{\omega_3} e^{-K_1 \varphi} \sin\left(K_2 \frac{\omega_3}{\omega K_{\theta}} \varphi - \varphi_2\right) \right] U_{\text{б.эм}}, \quad (2-101)$$

где  $S_0 = \frac{S_{\Pi}}{1 + S_{\Pi} r_{\text{ст}}}$  — статическая крутизна;

$$\xi_{\text{в}} = 1 - \frac{\left(\frac{\omega K_{\theta}}{\omega_3}\right)^2}{1 + S_{\Pi} r_{\text{ст}}}; \quad (2-102)$$

$$\gamma_{\text{в}} = \frac{\alpha_6 \frac{\omega_3}{\omega_s} \frac{\omega K_{\theta}}{\omega_3}}{1 + S_{\Pi} r_{\text{ст}} - \left(\frac{\omega K_{\theta}}{\omega_3}\right)^2}; \quad (2-103)$$

$$K_1 = \frac{1}{2} \alpha_6 \frac{\omega_3}{\omega_s} \frac{\omega_3}{\omega K_{\theta}}; \quad (2-104)$$

$$K_2 = \sqrt{1 + S_{\Pi} r_{\text{CT}} - \frac{1}{4} \alpha_6^2 \frac{\omega_3^2}{\omega_s^2}}; \quad (2-105)$$

здесь

$$\alpha_6 = 1 + \frac{r_{\text{CT}}}{r_6} + \frac{\omega_1 L_3}{r_6};$$

$$\omega_6 = 1/\tau_1 = 1/r_6 C_{3.0};$$

$$\omega_3 = 1/\sqrt{L_3 C_{3.0}};$$

$$K_\theta = 90^\circ/\theta_{\text{H}};$$

$\varphi = \omega t K_\theta$  — нормированное значение текущего угла;

$$\varphi_1 = \text{arctg } \gamma_{\text{B}}; \quad (2-106)$$

$$\varphi_2 = \text{arctg } \frac{\frac{\omega_3}{\omega K_\theta} K_2}{\frac{1}{\gamma_{\text{B}}} - K_1}. \quad (2-107)$$

В выражении (2-106) при  $\gamma_{\text{B}} < 0$  угол  $\varphi_1 = \pi - \text{arctg } |\gamma_{\text{B}}|$ . Первое слагаемое в (2-101) определяет вынужденную составляющую колебаний, второе — свободную. Разделив левую и правую части равенства (2-101) на крутизну  $S_{\Pi}$ , получим выражение для напряжения на переходе  $u_{\Pi}$  в эквивалентной схеме рис. 2-26,а.

Анализ формулы (2-101) показывает, что в зависимости от знака параметра  $\gamma_{\text{B}}$  возможны два случая.

*1-й случай.* Параметр  $\gamma_{\text{B}} > 0$ , т. е.  $(1 + S_{\Pi} r_{\text{CT}}) > (\omega K_\theta / \omega_3)^2$  [см. (2-103)]. При этом согласно (2-106) угол  $90^\circ > \varphi_1 > 0$  и вынужденная составляющая тока  $i_{\text{К.Г}}(t)$  [или напряжения  $u_{\Pi}(t)$ ] отстает по фазе от напряжения  $u_{6.3}$ . При  $\gamma_{\text{B}} > 0$  реактивность эквивалентной схемы входной цепи (рис. 2-26,а) носит емкостный характер.

*2-й случай.* Параметр  $\gamma_{\text{B}} < 0$ , т. е.  $(1 + S_{\Pi} r_{\text{CT}}) < (\omega K_\theta / \omega_3)^2$ . При этом согласно (2-106) нормированное значение угла учитывается в пределах  $90^\circ < \varphi_1 < 180^\circ$ . При  $\gamma_{\text{B}} < 0$  реактивность эквивалентной схемы входной цепи (рис. 2-26,а) носит индуктивный характер.



В качестве примера, иллюстрирующего оба случая, на рис. 2-27 построены графики (кривые 1) нормированных функций  $i_{\kappa, \Gamma}(\varphi)/S_0(1-\cos\theta_H)U_{6.3m}$ , вычисленные по формуле (2-101) при следующих значениях параметров:

$$\frac{\omega_2}{\omega_1}=2; S_{\Pi}r_{\text{ст}}=4; \alpha_6=2; K_2=1,$$

а.  $\frac{\omega K_0}{\omega_2}=2; K_1=1; \gamma_B=8; \xi_B=0,2;$

б.  $\frac{\omega K_0}{\omega_2}=5; K_1=0,4; \gamma_B=-1; \xi_B=-4.$

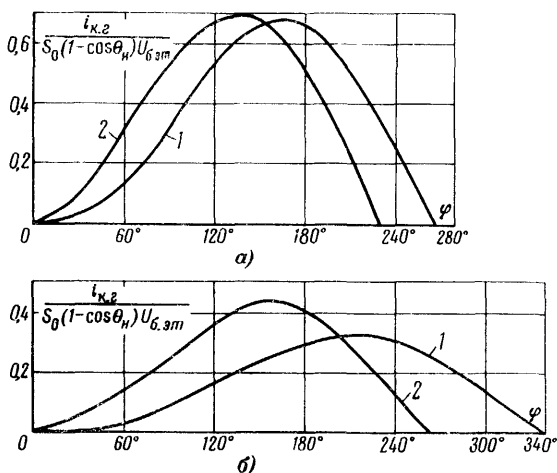


Рис. 2-27. Графики нормированной функции для тока  $i_{\kappa, \Gamma}$ .

а — при  $\gamma_B=8$  (кривая 1); при  $\gamma_c=1,2$  (кривая 2); б — при  $\gamma_B=-1$  (кривая 1); при  $\gamma_c=3$  (кривая 2).

Из анализа этих, а также других аналогичных примеров следует:

при  $\gamma_B > 0$  угол открывания

$$\varphi_0 \approx 0,5\varphi_1 = \arctg \gamma_B; \quad (2-108a)$$

при  $\gamma_B < 0$

$$\varphi_0 \approx \varphi_1 - \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2} - \arctg |\gamma_B|. \quad (2-108б)$$

Величина угла запираания  $\varphi_3$ , в основном, определяется параметром  $\xi_B$ . Благодаря последнему нормированная величина угла отсечки  $\varphi_{вч} = 0,5(\varphi_3 - \varphi_0)$  также зависит, в основном, от параметра  $\xi_B$ . График функции  $\varphi_{вч} = \Phi(\xi_B)$  построен на рис. 2-28.

В соответствии с выражением график функции  $\varphi_{вч} = \Phi(\xi_B)$  построен на рис. 2-28. В соответствии с выражением

$$\theta_{вч} = \frac{\varphi_{вч}}{K_\theta} = \frac{\varphi_{вч} \theta_H}{90^\circ}$$

легко перейти от нормированного ( $\varphi_{вч}$ ) к действительному ( $\theta_{вч}$ ) значению угла отсечки импульса  $i_{к.г}(\omega t)$ .

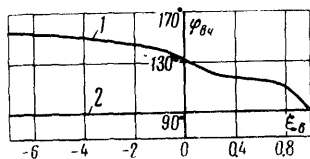


Рис. 2-28. График функции угла отсечки  $\varphi_{вч}$ .

1 — при  $\omega\tau_3 \approx 0$ ; 2 — при  $\tau_3 = \tau_0$ .

С учетом выражения (2-101) и построений, выполненных на рис. 2-27, для амплитуды импульса тока эквивалентного генератора  $i_{к.г}$  получим:

$$I_{к.г.м} = S_0 (1 - \cos \theta_H) \frac{K_a}{\sqrt{\xi_B^2 (1 + \gamma_B^2)}} U_{б.эм}, \quad (2-109)$$

где  $K_a = 1 + \frac{I_{к.г.м.св}}{I_{к.г.м.в.н.н}}$  — коэффициент, учитывающий влияние свободной составляющей ( $I_{к.г.м.св}$ ) на величину амплитуды импульса тока в области высоких частот.

Как показывает анализ большего числа частных случаев, величина коэффициента  $K_a$ , в основном, зависит от параметра  $\xi_B$ . График для усредненных значений этой функции представлен на рис. 2-29.

По-прежнему, так же как и в § 2-5, применим приближенный метод определения гармоник и постоянной составляющей импульса  $i_{к.г.}$ , что позволит получить конечный результат в общем виде. С этой целью аппроксимируем импульс  $i_{к.г.}(\varphi)$ , определяемый функцией (2-101),

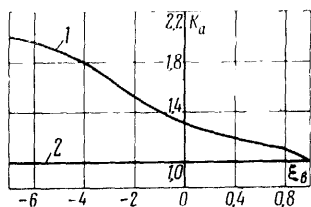


Рис. 2-29. График функции коэффициента  $K_a$ .

1 — при  $\omega\tau_3 \approx 0$ ; 2 — при  $\tau_3 = \tau_0$ .

частью синусоиды с углом отсечки  $\theta_{вч}$ . После разложения в ряд Фурье этих импульсов с учетом (2-109) получим следующие выражения. Амплитуда первой гармоники тока эквивалентного генератора

$$I_{к.г.1} = S_0 (1 - \cos \theta_n) \Psi_1(\gamma_{в}; \xi_{в}) U_{б.эт}, \quad (2-110)$$

где

$$\Psi_1(\gamma_{в}; \xi_{в}) = \frac{K_a \alpha_1(\theta_{вч})}{\sqrt{\xi_{в}^2 (1 + \gamma_{в}^2)}} \quad (2-111)$$

— обобщенный коэффициент для первой гармоники;  $\xi_{в}$  определяется по формуле (2-102);  $\gamma_{в}$  определяется по формуле (2-103);  $\alpha_1(\theta_{вч})$  — коэффициент разложения импульса по первой гармонике;

$$\theta_{вч} = \varphi_{вч} / K_{\theta} = \frac{\varphi_{вч} \theta_n}{90^\circ}.$$

Угол  $\varphi_{вч}$  определяется по графику рис. 2-28. Графики функции (2-111) при  $\theta_n = 90^\circ$  представлены на рис. 2-30, а, б, в. При их построении учтено, что согласно (2-102) и (2-103) величины  $\xi_{в}$  и  $\gamma_{в}$  связаны следую-

щей зависимостью:

$$\gamma_B = K_B \frac{\sqrt{1 - \xi_B}}{\xi_B^2},$$

где

$$K_B = \frac{\alpha_0 \frac{\omega_B}{\omega_s}}{\sqrt{1 + S_{\text{прт}}}}.$$

Величина  $\xi_B$  может изменяться в пределах от  $-\infty$  до 1, величина  $\gamma_B$  от  $-\infty$  до  $+\infty$ . Амплитуда  $n$ -й гармоники тока эквивалентного генератора

$$I_{\text{к.гн}} = S_0 (1 - \cos \theta_n) \Psi_n(\gamma_B; \xi_B) U_{\text{б.эм}}, \quad (2-112)$$

где

$$\Psi_n(\gamma_B; \xi_B) = \frac{K_n}{\sqrt{\xi_B^2 (1 + \gamma_B^2)}} \alpha_n(\theta_{\text{вч}}) \quad (2-113)$$

— обобщенный коэффициент для  $n$ -й гармоники;  $\alpha_n(\theta_{\text{вч}})$  — коэффициент разложения импульса по  $n$ -й гармонике.

Постоянная составляющая тока

$$I_{\text{к.г0}} = S_0 (1 - \cos \theta_n) \Psi_0(\gamma_B; \xi_B) U_{\text{б.эм}}, \quad (2-114)$$

где

$$\Psi_0(\gamma_B; \xi_B) = \frac{K_0}{\sqrt{\xi_B^2 (1 + \gamma_B^2)}} \alpha_0(\theta_{\text{вч}}) \quad (2-115)$$

— обобщенный коэффициент для постоянной составляющей;  $\alpha_0(\theta_{\text{вч}})$  — коэффициент, характеризующий постоянную составляющую импульса.

Для коэффициента формы тока  $g_1$  с учетом (2-110), (2-111), (2-114) и (2-115) получим:

$$g_1 = \frac{I_{\text{к.г1}}}{I_{\text{к.г0}}} = \frac{\Psi_1(\gamma_B; \xi_B)}{\Psi_0(\gamma_B; \xi_B)} = \frac{\alpha_1(\theta_{\text{вч}})}{\alpha_0(\theta_{\text{вч}})}. \quad (2-116)$$

График функции  $g_1(\gamma_B)$  при  $\theta_n = 90^\circ$  построен на рис. 2-30, з.

**Переходный процесс при  $\tau_0 = \tau_3$ .** Как указывалось ранее, этот случай носит формальный характер, поскольку в транзисторах всегда  $C_{0.0} > C_{0.3}$ , и необходим

только для оценки граничных условий. Рассмотрим наиболее типичный случай  $\theta_H = 90^\circ$ . При  $\tau_0 = \tau_3$  и  $\theta_H = 90^\circ$  ток эквивалентного генератора  $i_{к.г}$  в установившемся режиме будет определяться только вынужденной составляющей напряжения на переходе  $u_{\text{п}}$ , т. е. первым слагаемым, входящим в выражение (2-101). Ввиду этого для амплитуды импульса тока эквивалентного генератора получим:

$$I_{к.гм} = S_0 (1 - \cos \theta_H) \frac{1}{\sqrt{\xi_B^2 (1 + \gamma_B^2)}} U_{б.эм}. \quad (2-117)$$

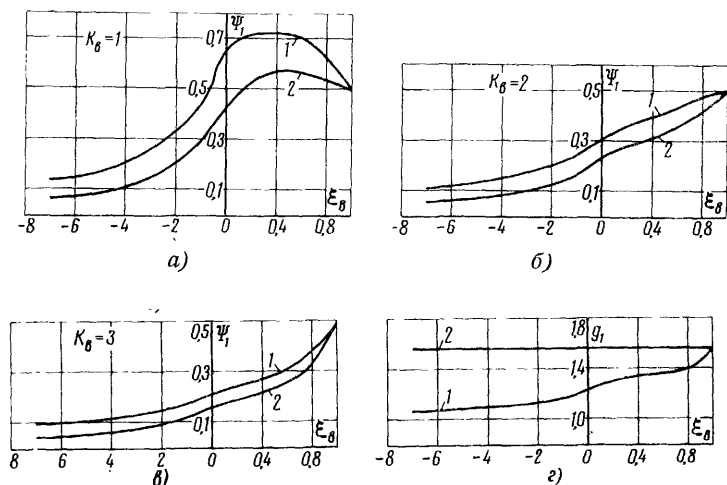


Рис. 2-30. Графики функций.

$a$  — коэффициента  $\psi_1$  при  $K_B = 1$ ;  $б$  — коэффициента  $\psi_1$  при  $K_B = 2$ ;  $в$  — коэффициента  $\psi_1$  при  $K_B = 3$ ;  $г$  — коэффициента формы  $g_1$ ; 1 — при  $\omega\tau_3 \approx 0$ ; 2 — при  $\tau_3 = \tau_0$ .

При  $\tau_0 = \tau_3$  нормированное значение угла отсечки  $\varphi_{кч} = \theta_{вч} = \theta_H = 90^\circ = \text{const.}$  В результате по аналогии с (2-111), (2-113), (2-115) и (2-116) для обобщенных коэффициентов и коэффициента формы имеем:

$$\Psi_1(\gamma_1; \xi_H) = \frac{\alpha_1(\theta_H)}{\sqrt{\xi_B^2 (1 + \gamma_B^2)}}; \quad (2-118)$$

$$\Psi_n(\gamma_B; \xi_B) = \frac{\alpha_n(\theta_H)}{\sqrt{\xi_B^2(1 + \gamma_B^2)}}; \quad (2-119)$$

$$\Psi_0(\gamma_B; \xi_B) = \frac{\alpha_0(\theta_H)}{\sqrt{\xi_B^2(1 + \gamma_B^2)}}; \quad (2-120)$$

$$g_1 = \frac{\alpha_1(\theta_H)}{\alpha_0(\theta_H)}. \quad (2-121)$$

Графики функций  $\Psi_1$  и  $g_1$  при  $\theta_H = 90^\circ$  построены на рис. 2-30. Вычислив значение обобщенных коэффициентов, можно определить величины  $I_{K,1}$ ;  $I_{K,n}$  и  $I_{K,0}$  соответственно по формулам (2-110), (2-112) и (2-114).

**Сравнение результатов расчета тока эквивалентного генератора при работе в области средних и высоких частот.** В § 2-5 проведен анализ работы транзисторного генератора при «большом» сигнале в области средних частот, в данном параграфе — в области высоких частот. Сравним полученные результаты. Будем называть в дальнейшем область средних частот первым случаем, высоких — вторым. В обоих случаях конечной целью анализа являлось определение формы импульса тока эквивалентного генератора  $i_{K,r}$  (рис. 2-21 и 2-27), а также постоянной составляющей ( $I_{K,0}$ ), первый ( $I_{K,1}$ ) и  $n$ -й ( $I_{K,n}$ ) гармоник периодической последовательности этих импульсов. В результате для обоих случаев получены совпадающие по виду выражения для определения амплитуды импульса  $I_{K,1m}$  (2-79) и (2-109),  $I_{K,1}$  (2-80) и (2-110),  $I_{K,n}$  (2-83) и (2-112) и  $I_{K,0}$  (2-85) и (2-114). Общим при проведении анализа в области средних и высоких частот являлось рассмотрение двух частных, крайних случаев по отношению к постоянным времени входной цепи при открытом ( $\tau_0$ ) и закрытом ( $\tau_3$ ) эмиттерном переходе. В первом случае принималось  $\tau_3 \ll \tau_0$  и  $\omega\tau_3 = 0$ , во втором —  $\tau_0 = \tau_3$ . Первый случай более близок к реальному соотношению между  $\tau_3$  и  $\tau_0$  в мощных высокочастотных транзисторах. Второй случай носит формальный характер, его рассмотрение необходимо для приближенного вычисления тока генератора при промежуточных соотношениях между  $\tau_0$  и  $\tau_3$ . Анализ происходящих процессов показывает, что с повышением частоты происходит уплощение и растягивание импульсов тока эквивалентного генератора  $i_{K,r}$ .

Количественная оценка происходящих явлений производится с помощью обобщенных коэффициентов  $\Psi_1$ ,  $\Psi_n$  и  $\Psi_0$ , позволяющих соответственно вычислить  $I_{к.г1}$ ,  $I_{к.гn}$  и  $I_{к.г0}$ . В свою очередь эти коэффициенты зависят от обобщенных параметров, учитывающих характеристики транзистора и частоту сигнала. В первом случае им является параметр  $\gamma_c$  (2-72), во втором —  $\gamma_v$  (2-103) и  $\xi_v$  (2-102).

На рис. 2-23 и 2-30 построены графики, с помощью которых можно определить значения функций  $\Psi_1$  и  $\Psi_0$  при  $\theta_n = 90^\circ$ , необходимые для расчета токов  $I_{к.г1}$  и  $I_{к.г0}$ .

Следует заметить, что выражения, полученные для  $I_{к.г1}$  и  $I_{к.г0}$ , по виду весьма схожи с аналогичными формулами для  $I_{a1}$  и  $I_{a0}$  в ламповом генераторе. Только в транзисторном генераторе вместо коэффициента  $\alpha_1$  и  $\alpha_0$  используются соответственно  $\Psi_1$  и  $\Psi_0$ , в которые  $\alpha_1$  и  $\alpha_0$  входят простыми сомножителями. Различие между величинами  $\Psi_1$  и  $\Psi_0$  в области средних и высоких частот вызвано тем, что в первом случае в эквивалентной схеме транзистора (рис. 2-9) не учитывается индуктивность эмиттерного вывода  $L_3$ . Учет этой индуктивности в области высоких частот приводит к существенному изменению конечных результатов.

Для иллюстрации этого различия на рис. 2-27 построены импульсы тока эквивалентного генератора  $i_{к.г}$ , вычисленные по формулам (2-75) и (2-10) при одинаковых параметрах схемы, за исключением величины  $L_3$ .

Параметры схемы для второго случая были приведены ранее. Соответственно для первого случая имеем:

$$\alpha_6 = 1,5 \text{ (вместо 2 ввиду } L_3 = 0);$$

$$a. \frac{\omega K_0}{\omega_s} = 4 \text{ и параметр } \gamma_c = 1,2;$$

$$б. \frac{\omega K_0}{\omega_s} = 10 \text{ и параметр } \gamma_c = 3.$$

Из сравнения графиков рис. 2-27, а следует, что при  $\gamma_v > 0$ , т. е. емкостном характере реактивного сопротивления эквивалентной схемы входной цепи, качественно переходные процессы в обоих случаях совпадают. При

этом имеет место уплощение и растягивание импульсов  $i_{к.г}$  с повышением частоты. При  $\gamma_{в} < 0$  реактивность входной цепи носит индуктивный характер, что приводит к еще большему растягиванию импульса (рис. 2-27,б).

## 2-7. Расчет генератора в недонапряженном, допараметрическом, граничном и критическом режимах работы

**Вводные замечания.** На основе результатов проведенного ранее анализа составим методику электрического расчета транзисторного генератора в режиме «большого» сигнала.

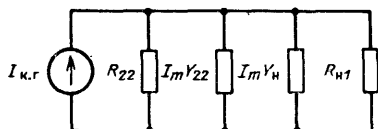


Рис. 2-31. Эквивалентная схема коллекторной цепи генератора.

В § 2-1 были даны определения различных режимов работы транзисторного генератора и отмечено, что в основной области, соответствующие недонапряженному и допараметрическому режимам, совпадают (см. рис. 2-3). Ввиду этого да-

лее будем пользоваться только термином «недонапряженный режим». Линия параметрического режима проходит обычно несколько правее линии критического режима, так как крутизна  $S_{пр} < S_n$  (см. рис. 2-3). Вследствие этого граничный режим, соответствующий линии параметрического режима, является недонапряженным, близким к критическому. До граничного режима включительно параметры транзистора можно считать слабо зависящими от величины сигнала и поэтому для этой области можно составить единую методику расчета генератора.

**Электрические параметры генератора по коллекторной цепи.** В соответствии с выражением (2-47) коллекторная цепь генератора может быть представлена в виде, показанном на рис. 2-31. Определим отношение амплитуд токов первых гармоник эквивалентного генератора ( $I_{к.г1}$ ) и протекающего через активную составляющую сопротивления нагрузки  $R_{н1}$ , включенной в коллекторной цепи ( $I_{н1}$ ). При равенстве нулю суммарной составляющей реактивной проводимости в коллекторной цепи на



частоте сигнала ( $I_m Y_{22} + I_m Y_H = 0$ ) имеем:

$$\chi = \frac{I_{K1}}{I_{K.Г1}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{H1}}{R_{22}}} = 1 - \frac{R_1}{R_{22}}, \quad (2-122)$$

где  $R_1 = \frac{R_{H1} R_{22}}{R_{H1} + R_{22}}$  — суммарное активное сопротивление по первой гармонике в коллекторной цепи;  $R_{22}$  — активная составляющая выходного сопротивления транзистора при коротком замыкании на входе.

В соответствии с (2-39) проводимость  $Y_{22} = y_2$ . С учетом (2-26) получим:

$$R_{22} = \frac{1 + \omega^2 C_{K.6}^2 r_K^2}{\omega^2 C_{K.6}^2 r_K}, \quad (2-123)$$

где  $C_{K.6}$  — емкость коллекторного перехода при  $u_{K.3} = E_K$ .

Более строгий подход к определению величины  $R_{22}$  показывает, что в режиме «большого» сигнала в выражении (2-123) вместо значения  $C_{K.6}$ , вычисленного при  $u_{K.3} = E_K$ , следует подставлять величину емкости, усредненную за период колебаний —  $C_{K.61}$ . Однако, как показывает анализ, приведенный далее, в § 2-8, различие между  $C_{K.6}$  и  $C_{K.61}$  не превышает обычно 10%. Поэтому в приводимых ниже соотношениях будем пользоваться величиной  $C_{K.6}$ , не заменяя ее на  $C_{K.61}$ . Второе замечание относительно точности вычисления величины  $R_{22}$  было сделано ранее в § 2-3. При анализе работы транзисторного генератора в области нижних частот (см. § 2-4) было получено выражение для коэффициента использования напряжения в критическом режиме  $\xi_{кр}$ . По аналогии с ним для граничного режима в области высоких частот имеем:

$$\xi_{гр} = 1 - \frac{I_{K.Г1}}{\alpha_1 S_{np} E_K}. \quad (2-124)$$

В недонапряженном и допараметрическом режимах величина  $\xi < \xi_{гр}$  и выходная колебательная мощность равна:

$$P_1 = \frac{1}{2} \chi I_{K.Г1} \xi E_K. \quad (2-125)$$

Путем совместного решения уравнений (2-122), (2-124) и (2-125) получим для граничного режима:

$$\xi_{гр} = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha_1 S_{нр} R_{22}}} \times \left[ 1 + \sqrt{1 - \frac{8P_1 \left(1 + \frac{1}{\alpha_1 S_{нр} R_{22}}\right)}{\alpha_1 S_{нр} E_K^2}} \right]. \quad (2-126)$$

При  $R_{22} = \infty$  получим из (2-126) известное выражение для  $\xi_{кр}$  лампового генератора. Определим условия, при которых обеспечивается максимальная мощность в нагрузке  $R_{н1}$  при заданном сопротивлении  $R_{22}$  и токе генератора  $I_{к.г1}$ . В соответствии с рис. 2-31 мощность в нагрузке равна:

$$P_1 = \frac{1}{2} I_{к.г1}^2 R_{22} \frac{R_1}{R_{22}} \left(1 - \frac{R_1}{R_{22}}\right). \quad (2-127)$$

Колебательная мощность, отдаваемая генератором в граничном режиме,

$$P_{1гр} = \frac{1}{2} I_{к.г1}^2 R_{1гр}, \quad (2-128)$$

где  $R_{1гр} = \frac{\xi_{гр} E_K}{I_{к.г1}}$  — сопротивление в коллекторной цепи, соответствующее граничному режиму.

Для отношения мощностей, определяемых выражениями (2-127) и (2-128), получим:

$$\frac{P_1}{P_{1гр}} = \frac{R_1/R_{22}}{R_{1гр}/R_{22}} \left(1 - \frac{R_1}{R_{22}}\right). \quad (2-129)$$

Для граничного режима работы, т. е. при  $R_1 = R_{1гр}$ , из (2-129) имеем:

$$\frac{P_1}{P_{1гр}} = 1 - \frac{R_{1гр}}{R_{22}}. \quad (2-130)$$

Формула (2-129) получена в предположении недонапряженного режима работы. Вследствие этого функция

(2-129) справедлива только до значений, ограниченных величиной  $P_1/P_{1гр}$ , вычисленной в соответствии с (2-130). С учетом данного замечания на рис. 2-32 построены графики функции (2-129). Из их рассмотрения следует, что для получения максимальной мощности в нагрузке при  $R_{1гр}/R_{22} < 0,5$  необходимо работать в граничном режиме; при  $R_{1гр}/R_{22} > 0,5$  требуется перейти в недонапряженный режим и устанавливать отношение  $R_1/R_{22} = 0,5$ . Из сравнения (2-130) с (2-122) следует, что прямая линия, проведенная на рис. 2-32, соответствует значению  $\chi$  в граничном режиме  $\chi_{гр}$ . Данный анализ

проведен на основе материалов, приведенных в [Л. 2-14] по исследованию работы сложной схемы лампового генератора. При известном значении  $R_{1гр}$  или  $\chi$  нетрудно определить сопротивление нагрузки, соответствующее граничному режиму:

$$R_{н1гр} = \frac{R_{22}R_{1гр}}{R_{22} - R_{1гр}} = \frac{\xi_{гр}E_k}{\chi I_{к.г1}}. \quad (2-131)$$

Величина амплитуды первой гармоники тока эквивалентного генератора  $I_{к.г1}$  определяется выражением (2-80) для области средних частот и (2-110) — для высоких частот. Величину амплитуды первой гармоники тока  $I_{к1}$ , протекающего через активную составляющую нагрузки, можно определить с помощью выражения (2-122). Величина  $I_{к.г0}$ , относящаяся к эквивалентному генератору, определяет одновременно и ток, потребляемый транзисторным генератором по коллекторной цепи —  $I_0$ . Величина  $I_0 = I_{к.г0}$  рассчитывается в соответствии с выражением (2-85) для области средних частот и

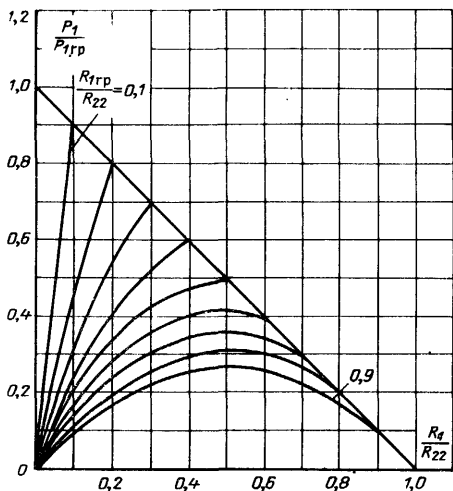


Рис. 2-32. Графики функции, определяющей мощность в нагрузке.

(2-114) — для высоких частот. Мощность, потребляемая генератором по коллекторной цепи,

$$P_{0к} = I_0 E_k. \quad (2-132)$$

Коэффициент полезного действия коллекторной цепи

$$\eta = \frac{P_1}{P_{0к}} = \frac{1}{2} \frac{U_{км}}{E_k} \frac{I_{к1}}{I_0} = \frac{1}{2} \xi \chi g_1, \quad (2-133)$$

где  $\chi$  определяется выражением (2-122);  $g_1$  — коэффициент формы тока по первой гармонике, определяемый в соответствии с (2-87) для области средних частот и (2-116) — для высоких частот.

Определим характер изменения к. п. д. транзисторного генератора в граничном режиме от частоты сигнала. Будем поддерживать постоянной величину потребляемой мощности по коллекторной цепи  $P_{0к}$  в диапазоне частот путем соответствующего изменения мощности возбуждения. С повышением частоты уменьшаются величина коэффициента формы  $g_1$ , вследствие растягивания импульса и увеличения угла отсечки  $\theta_{вч}$ , и значение коэффициента  $\chi_{гр}$  в силу шунтирующего действия сопротивления  $R_{22}$ . Эти два фактора приводят к снижению к. п. д. Зависимость  $\chi_{гр}$  определим из (2-122) с учетом (2-123):

$$\chi_{гр} = \frac{1 - \omega^2 C_{к.б}^2 r_k (R_{1гр} - r_k)}{1 + \omega^2 C_{к.б}^2 r_k^2}.$$

Откуда при  $\omega^2 C_{к.б}^2 r_k^2 \ll 1$  имеем:

$$\chi_{гр} = 1 - \omega^2 C_{к.б}^2 r_k R_{1гр}. \quad (2-134)$$

Величина  $\xi_{гр}$  мало изменяются с частотой. В результате из (2-133) с учетом (2-134) получим:

$$\frac{\eta_{гр}(\omega)}{\eta_{гр}(\omega_n)} = (1 - \omega^2 C_{к.б}^2 r_k R_{1гр}) \frac{g_1(\theta_{вч})}{g_1(\theta_n)}, \quad (2-135)$$

где  $\eta_{гр}(\omega_n)$  — значение к. п. д. в области нижних частот, равное примерно 0,7—0,75 (см. § 2-4).

Если явления параметрического характера в критическом режиме работы проявляются в слабой степени, то расчет коллекторной цепи транзисторного генератора в этом случае производится по формулам, аналогичным

граничному режиму. Необходимо только величину  $\xi_{гр}$  заменить на  $\xi_{кр}$  и в формулах (2-124) и (2-126) вместо  $S_{гр}$  подставлять величину  $S_{кр} = S_n$  (см. рис. 2-3).

**Максимальная колебательная мощность транзисторного генератора.** Определим величину максимальной выходной колебательной мощности  $P_{1м}$ , которую можно получить от транзисторного генератора в граничном режиме. Значение мощности  $P_{1м}$  ограничивает несколько предельно допустимых параметров транзистора. К ним в первую очередь согласно § 1-2 относятся следующие параметры:

напряжение между эмиттером и коллектором  $U_{к.э.з}$  (в схеме с ОЭ);

постоянное значение коллекторного тока  $I_{0макс}$ ;

допустимая мощность рассеивания прибора  $P_{рдоп}$ ;

температуры перехода  $t_{п}$  и корпуса  $t_{к}$ .

Значение  $U_{к.э.з}$  определяет выбор напряжения источника питания коллектора  $E_k$ . При синусоидальной форме напряжения на коллекторе (рис. 2-13) максимальное значение обратного напряжения, приложенного между эмиттером и коллектором,  $u_{к.э.} = E_k + U_{км}$  и поэтому при  $\xi \leq 1$  и угле отсечки  $\theta_n \leq 120^\circ$  можно принять  $E_k \leq 0,5 U_{к.э.з}$ .

Напомним, что величина  $U_{к.э.з}$  зависит также от температуры перехода  $t_{п}$ . В параметрическом режиме ввиду более сложной формы коллекторного напряжения возможно еще большее снижение  $E_k$  по сравнению с данным отношением (см. далее § 2-8). Определив согласно (2-133) к. п. д. генератора при заданной частоте сигнала, получим для максимального значения колебательной мощности:

$$P'_{1м} = 0,5 U_{к.э.з} I_{0макс} \eta.$$

С другой стороны, исходя из предельной мощности рассеивания прибора  $P_{рдоп}$  при определенной температуре корпуса  $t_{к}$  (рис. 1-11) и принимая мощность рассеивания на коллекторе  $P_k \approx P_p$ , с учетом (1-3) имеем:

$$P''_{1м} = \frac{\eta}{1 - \eta} P_{рдоп}.$$

Таким образом, с одной стороны значение  $P_{1м}$  определяется максимальной потребляемой мощностью, с другой — мощностью рассеивания прибора. Вычислив по

приведенным формулам оба значения  $P_{1м}$ , выбирают меньшее из них. Обычно величина  $P''_{1м} < P'_{1м}$ . Ввиду снижения к. п. д. с увеличением частоты сигнала [см. (2-135)] значение  $P_{1м}$  транзистора с возрастанием  $\omega$  также уменьшается. Так, например, если при сравнительно низкой частоте ( $\omega < 0,2\omega_T$ ) величина  $\eta = 0,7$ , то на граничной частоте ( $\omega = \omega_T$ )  $\eta = 0,5$ . При этом соответственно получим:  $P_{1м} = 2,3P_p$  и  $P_{1м} = P_p$ . Такое же резкое уменьшение  $P_{1м}$  может происходить и в результате увеличения температуры  $t_K$ .

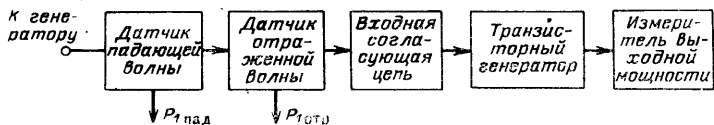


Рис. 2-33. Блок-схема измерения входной мощности генератора.

или  $t_n$  ввиду снижения предельных значений  $P_p$  и  $U_{к.э.з.}$ . Указанные обстоятельства следует учитывать при выборе типа транзистора для проектируемого генератора.

**Расчет входной мощности и амплитудных характеристик транзисторного генератора.** Определение входной мощности транзисторного генератора является наиболее трудной задачей ввиду сложной формы импульса тока базы  $i_b$  (рис. 2-25). При известной форме этого импульса можно вычислить амплитуду первой гармоники  $I_{б1}$  и затем определить входную мощность по формуле

$$P_{1вх} = 0,5 I_{б1} U_{б.э.т.}$$

В области средних частот при  $\theta_n = 90^\circ$  величина  $I_{б1}$  может быть вычислена с помощью графиков, приведенных на рис. 2-23, д. Другой, более простой экспериментальный метод определения состоит в измерении мощности падающей ( $P_{пад}$ ) и отраженной ( $P_{отр}$ ) волн во входной цепи транзисторного генератора (рис. 2-33). Вычисление входной или проходящей мощности производится по формуле

$$P_{1вх} = P_{пад} - P_{отр}.$$

Также представляет несомненный интерес определение входной мощности расчетным путем, так как в этом случае удастся оценить влияние различных па-

раметров транзистора на величину коэффициента усиления по мощности  $K_{\text{пт}}$ . Точный результат в общем виде может быть получен для случая  $\tau_{0.c} = \tau_{3.c}$  (область средних частот) или  $\tau_0 = \tau_3$  (область высоких частот).

Поскольку с повышением частоты величина  $K_{\text{пт}}$  уменьшается, то ограничимся исследованием области высоких частот. В режиме «малого» сигнала при  $\tau_0 = \tau_3$  амплитуда первой гармоники тока эквивалентного генератора с учетом (2-44) равна:

$$i_{\text{к.г1}} = |Y_{21}| u_{\text{б.зм}} = \frac{S_{\text{п}}}{\sqrt{\varepsilon^2 + (\omega \tau_0)^2}} u_{\text{б.зм}}. \quad (2-136)$$

Из сравнения соотношения (2-136) с выражениями для амплитуды первой гармоники тока эквивалентного генератора в режиме «большого» сигнала при  $\tau_0 = \tau_3$  [см. (2-110) и (2-118)] следует, что различие между ними сводится только к дополнительному сомножителю, равному  $(1 - \cos \theta_{\text{н}}) \alpha_1(\theta_{\text{н}})$ , и замене частоты  $\omega$  на произведение  $\omega K_{\theta}$  во втором случае (напомним, что при  $\tau_0 = \tau_3$  величина  $\theta_{\text{вч}} = \theta_{\text{н}}$  и коэффициент  $K_a = 1$ ). Иными словами, вместо крутизны  $S_{\text{п}}$ , относящейся к режиму «малого» сигнала, следует подставлять среднюю крутизну  $S_{\text{п1}} = S_{\text{п}}(1 - \cos \theta_{\text{н}}) \alpha_1(\theta_{\text{н}})$  в режиме «большого» сигнала. Продолжив дальнейшее сравнение, увидим, что только этим сомножителем могут различаться и другие выражения в режиме «малого» и «большого» сигналов при  $\tau_0 = \tau_3$  и  $\theta_{\text{н}} = 90^\circ$ . Вследствие этого по аналогии с (2-57) получим для колебательной мощности в нагрузке:

$$P_1 = \frac{(1 - \cos \theta_{\text{н}}) \alpha_1(\theta_{\text{н}})}{\sqrt{2}} \frac{\frac{\omega_{\text{т}}}{\omega K_{\theta}}}{\left(1 + \frac{R_{\text{н1}}}{R_{22}}\right) \sqrt{r_{\text{б0}}}} U_{\text{км}} \sqrt{P_{1\text{вх}}},$$

$$\text{где } r_{\text{б0}} = r_{\text{б}} \left(1 + \frac{r_{\text{сг}}}{r_{\text{б}}} + \frac{\omega_{\text{т}} L_{\text{б}}}{r_{\text{б}}}\right).$$

По аналогии с (2-58) имеем для коэффициента усиления по мощности:

$$K_{\text{пт}} = \frac{(1 - \cos \theta_{\text{н}}) \alpha_1(\theta_{\text{н}})}{\sqrt{2}} \frac{\frac{\omega_{\text{т}}}{\omega K_{\theta}}}{\left(1 + \frac{R_{\text{н1}}}{R_{22}}\right) \sqrt{r_{\text{б0}}}} \frac{U_{\text{км}}}{\sqrt{P_{1\text{вх}}}}.$$

Остановимся теперь на различии между электрическими параметрами генератора при  $\omega\tau_3 \ll 1$  (первый случай) и  $\tau_0 = \tau_3$  (второй случай). Как показывает сравнение выражений и графиков для коэффициента  $\Psi_1$  (см. рис. 2-30), в первом случае этот коэффициент, а следовательно, и выходная мощность больше, чем во втором. В первом случае в течение части периода, соответствующего закрытому переходу, входное сопротивление транзистора повышается по сравнению с открытым переходом. Таким образом, при прочих равных условиях в первом случае выходная мощность должна быть несколько больше, а входная — меньше, чем во втором.

Как следует из сравнения (2-111) с (2-118), учесть влияние первого фактора нетрудно путем замены коэффициента  $\alpha_1(\theta_n)$  на множитель  $K_a \alpha_1(\theta_{вч})$ . В результате для случая  $\omega\tau_3 \ll 1$  формулы для выходной мощности и коэффициента усиления в области высоких частот соответственно примут вид:

$$P_1 = \frac{(1 - \cos \theta_n) K_a \alpha_1(\theta_{вч})}{\sqrt{2}} \frac{U_{км} \sqrt{P_{1вх}}}{\frac{\omega K_\theta}{\omega_T} \left(1 + \frac{R_{н1}}{R_{22}}\right) \sqrt{r_{60}}}; \quad (2-137)$$

$$K_{вт} = \frac{(1 - \cos \theta_n) K_a \alpha_1(\theta_{вч})}{\sqrt{2}} \times \\ \times \frac{1}{\frac{\omega K_\theta}{\omega_T} \left(1 + \frac{R_{н1}}{R_{22}}\right) \sqrt{r_{60}}} \frac{U_{км}}{\sqrt{P_{1вх}}}. \quad (2-138)$$

В этих формулах не учтено влияние на величину входной мощности второго из указанных выше факторов, связанного с изменением входной проводимости при открытом и закрытом эмиттерном переходе. Получающаяся при этом ошибка оценивается примерно в 10—20%, т. е. лежит в пределах погрешности, связанной с большим разбросом малосигнальных параметров транзистора. Формулы (2-137) и (2-138) можно также распространить на случай  $\tau_3 \ll \tau_0$ .

В заключение рассмотрим границы применимости формул (2-137) и (2-138). Во-первых, формулы справедливы только для области недонапряженного и допараметрического режимов (т. е. при  $\xi \leq \xi_{гр}$ ), в которой



$|\beta|$  или  $\omega_T$  сравнительно слабо зависят от тока коллектора. Во-вторых, у транзистора ограничена величина выходной мощности  $P_{1м}$ . В-третьих, ограничена также максимальная величина входной мощности  $P_{1вх.м}$  вследствие предельно допустимых значений обратного напряжения на переходе эмиттер — база и постоянной составляющей тока базы (см. § 1-2). Приняв ориентировочно  $U_{б.эм} = 1,5 U_{б.эдоп}$  (на высокой частоте амплитуда напряжения на переходе  $U_{пт}$  меньше входного напряжения  $U_{б.эм}$ ), можно по формуле (2-52) определить примерное значение  $P_{1вх.м}$  [строго говоря, формула (2-52) справедлива в режиме «большого» сигнала только при  $\tau_0 = \tau_3$ ]. Величина  $P_{1вх.м}$  обычно вычисляется на высшей частоте, при которой коэффициент усиления  $K_{рТ}$  минимален (см. 2-138). В-четвертых, ограничена минимальная величина мощности  $P_{1вх.мин}$ , так как с уменьшением амплитуды входного сигнала происходит перемещение в область нижнего, криволинейного участка статической характеристики (см. рис. 2-2), на котором крутизна резко падает. В-пятых, ограничена максимальная величина частоты усиливаемого сигнала  $\omega$ , не превышающая обычно  $\omega_T$ .

Приведем формулы (2-137) и (2-138) к следующему виду:

$$P_1 \frac{A}{\sqrt{P_{1вх.м}}} = \frac{\sqrt{\frac{P_{1вх}}{P_{1вх.м}}}}{\frac{\omega K_\theta}{\omega_T}};$$

$$K_{рТ} A \sqrt{P_{1вх.м}} = \frac{1}{\frac{\omega K_\theta}{\omega_T} \sqrt{\frac{P_{1вх}}{P_{1вх.м}}}},$$

где

$$A = \frac{\sqrt{2r_{60}} \left( 1 + \frac{R_{н1}}{R_{22}} \right)}{K_s \alpha_1 (\theta_{вч}) U_{км}};$$

$P_{1вх.м}$  — максимальное значение входной мощности.

Графики данных нормированных функций для мощности в нагрузке  $P_1$  и коэффициента усиления  $K_{рТ}$  при  $\theta_{н1} = 90^\circ$  (или  $K_\theta = 1$ ) построены на рис. 2-34. Семейство графиков ограничено линиями, которым соответствуют

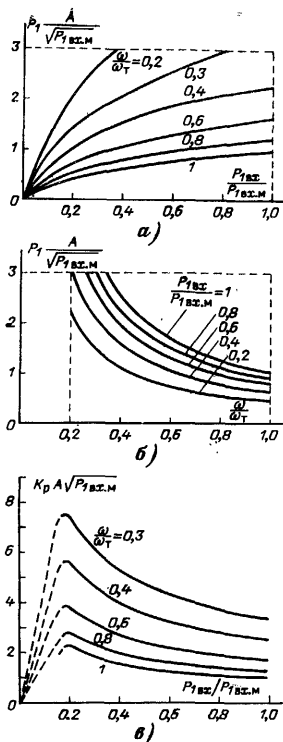


Рис. 2-34. Графики нормированных функций, определяющих мощность в нагрузке (а), (б) и коэффициент усиления (в).

значения  $\dot{P}_{1м}$ ,  $\dot{P}_{1вх.м}$  и  $\omega_T$ . При известных характеристиках транзистора и частоте сигнала нетрудно перейти от нормированных к действительным значениям параметров генератора.

Таким образом, формулы (2-133), (2-135), (2-137) и (2-138) позволяют определить основные электрические показатели и характеристики генератора ( $\eta$ ,  $P_1$  и  $K_{пр}$ ) в зависимости от малосигнальных параметров транзистора. Последние имеют большой разброс (до полутора-двух раз) даже в пределах партии транзисторов, изготовленных по одинаковой технологии. Сравнение результатов расчета по указанным формулам с экспериментальными данными для различных типов транзисторов показывает, что более близкое совпадение получается при подстановке в формулы минимального значения  $\omega_T$  и максимального  $C_{ж.б}$  (при вычислении  $R_{22}$ ). Для остальных параметров берутся средние значения.

При работе в области средних частот ( $0,5\omega_\beta \leq \omega \leq 0,2\omega_T$ ) величину входной мощности наиболее удобно определять по формуле  $P_{1вх} = \frac{1}{2} U_{б.вм}^2 \operatorname{Re} Y_{11}$ . Как и в случае высших частот, величину  $\operatorname{Re} Y_{11}$  вычислим при условии  $\tau_{о.с} = \tau_{в.с}$ . Из выражения (2-45) получим:

$$\operatorname{Re} Y_{11} = \frac{1}{r_6} \frac{\frac{r_6}{r_6 + r_{э.о}} (1 + r_{сх} S_{п}) + \omega^2 \tau_1 \tau_{о.с}}{(1 + r_{сх} S_{п})^2 + \omega^2 \tau_{о.с}^2}.$$

При  $\omega > 3\omega_p$  величина  $\operatorname{Re} Y_{11} \approx \frac{1}{r_6 \alpha_6}$  и для входной мощности имеем:

$$P_{\text{вх}} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{б.эп}}^2}{r_6 \alpha_6}.$$

На основе полученных в настоящем параграфе результатов можно рассчитать транзисторный генератор в недонапряженном и граничном режимах по заданной выходной мощности и частоте усиливаемого сигнала. Для иллюстрации сказанного в следующем заключительном разделе данного параграфа приводятся два примера расчета электрического режима транзисторного генератора на высоких и средних частотах соответственно. Следует заметить, что поскольку более высокий к. п. д. по коллекторной цепи можно получить в критическом или параметрическом режимах, то применение граничного режима не всегда является предпочтительным.

**Пример расчета транзисторного генератора на высоких частотах.** Произведем расчет генератора, выполненного по схеме с ОЭ с транзистором типа КТ904А на выходную мощность  $P_1 = 3$  вт при частоте  $f = 400$  МГц и температуре корпуса транзистора  $t_k = 50^\circ \text{C}$ .

1. На основании справочных данных и характеристик, приведенных в приложении, выпишем усредненные значения основных электрических параметров транзистора типа КТ904А, необходимые для расчета генератора.

Крутизна статической характеристики коллекторного тока:

$$S_0 = \beta_0 S_6 = \frac{\Delta i_k}{\Delta i_6} \frac{\Delta i_6}{\Delta u_{э.б}} = 0,8 \text{ а/в},$$

где коэффициент усиления по току  $\beta_0$  определяется по характеристикам  $i_k = \Psi(u_{к.э})$ , крутизна  $S_6$  — по характеристикам  $i_6 = \Psi(u_{э.б})$ .

Определение величин  $\beta_0$ ,  $S_6$ ,  $S_{кр}$  производится в соответствии с рис. 1-7,а. Крутизна линии параметрического режима  $S_{пр} = 0,1 \text{ а/в}$  [зависимость  $I_{к.пр} = \Psi(u_{к.э})$ , по которой определяется значение крутизны  $S_{пр}$ , приведена в приложении].

Граничная частота  $f_T = 400$  МГц.

Сопротивление базы  $r_6 = 2,5 \text{ ом}$ .

Емкость коллектор — база при  $E_k = 30 \text{ в}$   $C_{к.б} = 10 \text{ пф}$ .

Емкость эмиттерного перехода при  $u_{э.б} = -4 \text{ в}$   $C_{э.з} = 45 \text{ пф}$ .

Сопротивление  $r_k = 3 \text{ ом}$ .

Индуктивность эмиттерного вывода  $L_э = 2,5 \text{ нгн}$ .

2. Значение  $f = 400$  МГц относится к области высших частот. Выбираем граничный режим работы генератора. Принимаем напряжение питания  $E_k = 30 \text{ в}$  и угол  $\theta_n = 90^\circ$  или коэффициент  $K_\theta = 1$ .

3. Определяем дополнительные параметры транзистора.

Крутизна по эмиттерному переходу  $S_{п} \approx S_0 = 0,8 \text{ а/в}$ . Эквивалентная емкость эмиттерного перехода в открытом состоянии

$$C_{э.о} = \frac{S_{п}}{\omega_T} = \frac{0,8}{6,28 \cdot 400 \cdot 10^6} = 320 \text{ пф}.$$

Коэффициент

$$\alpha_6 = 1 + \frac{\omega_1 L_9}{r_6} = 1 + \frac{6,28 \cdot 400 \cdot 10^8 \cdot 2,5 \cdot 10^{-9}}{2,5} = 3,5.$$

Сопротивление

$$r_{60} = r_6 \alpha_6 = 2,5 \cdot 3,5 = 9 \text{ ом.}$$

Постоянная времени при открытом эмиттерном переходе

$$\tau_0 = r_{60} C_{9,0} = 9 \cdot 320 \cdot 10^{-12} = 2,9 \text{ нсек.}$$

$$\omega \tau_0 = 6,28 \cdot 4 \cdot 10^8 \cdot 2,9 \cdot 10^{-9} = 7,3.$$

Постоянная времени при закрытом эмиттерном переходе (считаем  $u_{9,6} = -4$ ):

$$\tau_3 = r_{60} C_{9,3} = 9 \cdot 85 \cdot 10^{-12} = 0,76 \text{ нсек;}$$

$$\omega \tau_3 = 6,28 \cdot 4 \cdot 10^8 \cdot 0,76 \cdot 10^{-9} = 1,9.$$

Характерные значения частот:

$$f_s = \frac{1}{2\pi r_6 C_{9,0}} = \frac{1}{6,28 \cdot 2,5 \cdot 320 \cdot 10^{-12}} = 200 \text{ МГц;}$$

$$f_9 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_9 C_{9,0}}} = \frac{1}{6,28 \sqrt{2,5 \cdot 10^{-9} \cdot 320 \cdot 10^{-12}}} = 178 \text{ МГц.}$$

4. Обобщенные параметры (формулы по их определению запишем учетом значений  $K_0 = 1$  и  $r_{cr} = 0$ ):

$$\xi_{9,3} = 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_9} \right)^2 = 1 - \left( \frac{400}{178} \right)^2 = -4;$$

$$\gamma_9 = \frac{\alpha_6 \frac{\omega}{\omega_9}}{1 - \left( \frac{\omega}{\omega_9} \right)^2} = \frac{3,5 \cdot \frac{400}{200}}{1 - \left( \frac{400}{178} \right)^2} = -1,75;$$

$$K_9 = \delta_6 \frac{\omega_9}{\omega_s} = 3,5 \cdot \frac{178}{200} = 3,12.$$

5. Угол отсечки  $\theta_{вч}$ . Согласно графику рис. 2-28 при  $\xi_{9,3} = -4$  и  $\theta_{II} = 90^\circ$  с учетом поправочного коэффициента  $\tau_3/\tau_0 = 0,26$  имеем:  $\theta_{вч} = 135^\circ$ ,  $\alpha_1 = 0,53$ ;  $\alpha_0 = 0,445$ ;  $g_1 = 1,2$ .

6. Обобщенные коэффициенты:

для первой гармоники

$$\psi_1 = \frac{K_9 \alpha_1}{\sqrt{\xi_{9,3}^2 (1 + \gamma_9^2)}} = \frac{1,5 \cdot 0,53}{4 \sqrt{1 + (1,75)^2}} = 0,1;$$

для постоянной составляющей

$$\psi_0 = \frac{K_9 \alpha_0}{\sqrt{\xi_{9,3}^2 (1 + \gamma_9^2)}} = \frac{1,5 \cdot 0,445}{4 \sqrt{1 + (1,75)^2}} = 0,083.$$

Значение  $K_a = 1,5$  определено по графику рис. 2-29 с учетом поправочного коэффициента  $\tau_3/\tau_0 = 0,26$ .

#### 7. Сопротивление

$$R_{22} \approx \frac{1}{\omega^2 C_{к.б}^2 r_k} = \frac{1}{(6,28 \cdot 4 \cdot 10^8 \cdot 10 \cdot 10^{-12})^2 3} = 530 \text{ ом.}$$

#### 8. Коэффициент использования напряжения в граничном режиме

$$\begin{aligned} \xi_{гp} &= \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha_1 S_{гp} R_{22}}} \left[ 1 + \sqrt{1 - \frac{8P_1 \left( 1 + \frac{1}{\alpha_1 S_{гp} R_{22}} \right)}{\alpha_1 S_{гp} E_k^2}} \right] = \\ &= \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1,04} \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 3 \cdot 1,04}{0,5 \cdot 0,1 \cdot 30^2}} \right) = 0,8. \end{aligned}$$

#### 9. Амплитуда высокочастотного напряжения на коллекторе

$$U_{km} = \xi_{гp} E_k = 0,8 \cdot 30 = 24 \text{ в.}$$

#### 10. Амплитуда первой гармоники коллекторного тока

$$I_{k1} = \frac{2P_1}{U_{km}} = \frac{2 \cdot 3}{24} = 0,25 \text{ а.}$$

#### 11. Требуемое сопротивление коллекторной нагрузки

$$R_{н1} = \frac{U_{km}}{I_{k1}} = \frac{24}{0,25} = 96 \text{ ом.}$$

#### 12. Амплитуда первой гармоники тока эквивалентного генератора

$$I_{к.г1} = \frac{I_{k1}}{\chi} = I_{k1} \left( 1 + \frac{R_{н1}}{R_{22}} \right) = 0,25 \left( 1 + \frac{96}{530} \right) = 0,296 \text{ а.}$$

#### 13. Постоянная составляющая тока коллектора

$$I_0 = I_{к.г0} = \frac{I_{к.г1}}{g_1} = \frac{0,296}{1,2} = 0,246 \text{ а.}$$

#### 14. Мощность, потребляемая по коллекторной цепи,

$$P_{0.к} = I_0 E_k = 0,246 \cdot 30 = 7,4 \text{ вт.}$$

#### 15. Проверка величины выходной мощности

$$P_1 = \frac{1}{2} \chi I_{к.г1} \xi_{гp} E_k = \frac{1}{2} 0,85 \cdot 0,296 \cdot 0,8 \cdot 30 = 3 \text{ вт.}$$

16. Мощность, рассеиваемая на коллекторе,

$$P_k = P_{o.k} - P_1 = 7,4 - 3 = 4,4 \text{ вт.}$$

17. Величина к. п. д. по коллекторной цепи

$$\eta = \frac{P_1}{P_{o.k}} = \frac{3}{7,4} = 0,4.$$

18. Требуемая амплитуда напряжения на входе транзистора

$$U_{в.эм} = \frac{I_{к.г1}}{S_0(1 - \cos \theta_n) \Psi_1} = \frac{0,296}{0,8 \cdot 0,1} = 3,7 \text{ в.}$$

19. Мощность возбуждения определим с помощью формулы (2-137), которая при  $\theta_n = 90^\circ$ ;  $K_\theta = 1$  и  $\theta = 90^\circ$  примет вид:

$$\begin{aligned} P_{1вх} &= \frac{2r_{с0}}{\alpha_1^2} \left(1 + \frac{R_{н1}}{R_{22}}\right)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2 \left(\frac{P_1}{U_{км}}\right)^2 = \\ &= \frac{2,9}{0,64} \cdot 1,18^2 \cdot 1 \cdot \left(\frac{3}{24}\right)^2 = 0,62 \text{ вт.} \end{aligned}$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_{Pт} = \frac{P_1}{P_{1вх}} = \frac{3}{0,62} = 4,8.$$

20. Суммарная мощность, рассеиваемая в приборе,

$$P_p = P_k + P_{1вх} = 4,4 + 0,6 = 5 \text{ вт} < P_{рдоп} = 6,2 \text{ вт при } t_k = 50^\circ \text{C.}$$

Температура перехода

$$t_{п} = P_p R_T + t_k = 5 \cdot 16 + 50 = 130 < t_{п.макс} = 150^\circ \text{C.}$$

21. Расчет амплитудных характеристик генератора.

Определим коэффициент  $A$ , приняв, что в широком диапазоне частот  $\theta_n = 90^\circ$ ;  $R_{н1}/R_{22} = 0,18$  и  $\xi_{гp} = 0,8$ .

Коэффициенты  $K_a$  и  $\alpha_1(\theta_{вч})$  определяем по графикам рис. 2-28 и 2-29.

$$A = \frac{\sqrt{2} \sqrt{r_{с0}} \left(1 + \frac{R_{н1}}{R_{22}}\right)}{\alpha_1 K_a U_{км}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{9 \cdot 1,18}}{\alpha_1 K_a \cdot 24} = \frac{0,207}{\alpha_1 K_a}.$$

Выходная мощность

$$P_1 = \frac{\sqrt{P_{1вх}}}{\frac{\omega}{\omega_T} A}.$$

Результаты расчета по данной формуле при изменении частоты от 100 до 400 Мгц представлены на рис. 2-35. Там же для сравнения построены графики, приводимые в справочных данных на тран-

зистор типа 2N3375, аналогичный КТ904А. Совпадение расчетных и справочных данных получается достаточно близким.

**Пример расчета транзисторного генератора на средних частотах.** Произведем расчет генератора, выполненного по схеме с ОЭ с транзистором типа КТ903А на выходную мощность  $P_1 = 15$  Вт при частоте  $f = 20$  МГц и температуре корпуса транзистора  $t_k = 50^\circ \text{C}$ .

1. На основании справочных данных и характеристик, приведенных в приложении, выпишем усредненные значения основных электрических параметров транзистора типа КТ903А, необходимые для расчета генератора.

Крутизна статической характеристики коллекторного тока  $S_0 = 2,5$  а/в.

Определение данного параметра производится по формуле, приводимой в предыдущем примере. Следует заметить, что в нее подставляется значение крутизны  $S_0$ , соответствующее начальному участку характеристики  $i_b = \Psi(u_{a.б})$ , поскольку для получения заданной мощности значение тока базы не превышает 30—50 мА.

Крутизна линии критического режима:  $S_{кр} = S_n = 0,8$  а/в.

Граничная частота  $f_T = 120$  МГц.

Сопротивление базы  $r_b = 2$  ом.

Индуктивность эмиттерного вывода  $L_a = 10$  нГн

2. Значение частоты  $f = 20$  МГц относится к области средних частот (верхняя граница этой области  $0,2f_T$  составляет  $25 \div 35$  МГц). Однако ввиду сравнительно большого значения индуктивности  $L_a$  расчет проводим по методике, относящейся к области высоких частот.

Выбираем критический режим работы. Принимаем напряжение питания  $E_k = 30$  в и угол отсечки  $\theta_n = 90^\circ$  или  $K_\theta = 1$ .

3. Определяем дополнительные параметры транзистора.

Крутизна по эмиттерному переходу:  $S_n \approx S_0 = 2,5$  а/в.

Эквивалентная емкость эмиттерного перехода в открытом состоянии

$$C_{a.o} = \frac{S_n}{\omega_T} = \frac{2,5}{6,28 \cdot 120 \cdot 10^6} = 3300 \text{ пф.}$$

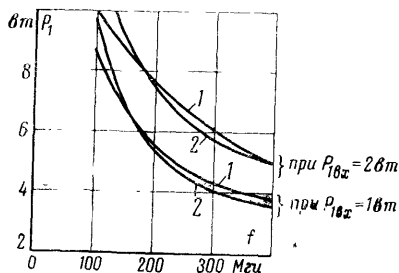


Рис. 2-35. Амплитудные характеристики для транзистора типа КТ904А.

1 — на основании справочных данных; 2 — полученные расчетным путем.

Емкость эмиттерного перехода в закрытом состоянии при  $u_{a.б} = -2$  в (см. приложение):  $C_{a.з} = 1000$  пф.

Коэффициент

$$\alpha_6 = 1 + \frac{\omega_T L_2}{r_6} = 1 + \frac{6,28 \cdot 120 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-9}}{2} = 4,8.$$

Сопротивление

$$r_{60} = r_6 \alpha_6 = 2 \cdot 4,8 = 9,6 \text{ ом.}$$

Постоянная времени при открытом эмиттерном переходе

$$\tau_0 = r_{60} C_{9.0} = 9,6 \cdot 3300 \cdot 10^{-12} = 31,6 \text{ нсек};$$

$$\omega \tau_0 = 6,28 \cdot 20 \cdot 10^6 \cdot 31,6 \cdot 10^{-9} = 4.$$

Постоянная времени при закрытом эмиттерном переходе

$$\tau_3 = r_{60} C_{9.3} = 9,6 \cdot 1000 \cdot 10^{-12} = 9,6 \text{ нсек};$$

$$\omega \tau_3 = 6,28 \cdot 20 \cdot 10^6 \cdot 9,6 \cdot 10^{-9} = 1,2.$$

Характерные значения частот

$$f_s = \frac{1}{2\pi r_6 C_{9.0}} = \frac{1}{6,28 \cdot 2 \cdot 3300 \cdot 10^{-12}} = 23 \text{ мГц};$$

$$f_9 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_9 C_{9.0}}} = \frac{1}{6,28 \sqrt{10 \cdot 10^{-9} \cdot 3300 \cdot 10^{-12}}} = 28 \text{ мГц}.$$

4. Обобщенные параметры при  $K_0 = 1$  и  $r_{с\tau} = 0$ :

$$\xi_3 = 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_9} \right)^2 = 1 - \left( \frac{20}{28} \right)^2 = 0,5;$$

$$\gamma_3 = \frac{\alpha_6 \frac{\omega}{\omega_s}}{1 - \left( \frac{\omega}{\omega_9} \right)^2} = \frac{4,8 \frac{20}{23}}{1 - \left( \frac{20}{28} \right)^2} = 8,3;$$

$$K_3 = \alpha_6 \frac{\omega_9}{\omega_s} = 4,8 \frac{28}{23} = 5,8.$$

Угол отсечки  $\theta_{вч}$ . Согласно графику рис. 2-28 при  $\xi_3 = 0,5$  и  $\theta_{н} = 90^\circ$  с учетом поправочного коэффициента  $\tau_3/\tau_0 = 0,3$  имеем  $\theta_{вч} = 105^\circ$ ;

$$\alpha_1(\theta_{вч}) = 0,526; \alpha_0(\theta_{вч}) = 0,364; g_1 = \alpha_1/\alpha_0 = 1,45.$$

5. Обобщенные коэффициенты:

для первой гармоники

$$\psi_1 = \frac{K_3 \alpha_1}{\sqrt{\xi_3^2 (1 + \gamma_3^2)}} = \frac{1,1 \cdot 0,526}{\sqrt{0,5^2 (1 + 8,3^2)}} = 0,138;$$

для постоянной составляющей

$$\psi_0 = \frac{K_3 \alpha_0}{\sqrt{\xi_3^2 (1 + \gamma_3^2)}} = \frac{1,1 \cdot 0,364}{\sqrt{0,5^2 (1 + 8,3^2)}} = 0,095.$$



Значение  $K_a=1,1$  определено по графику рис. 2-29 с учетом поправочного коэффициента  $\tau_3/\tau_0=0,3$ .

6. Коэффициент использования напряжения в критическом режиме (в области средних частот отношение  $R_{н1}/R_{22} \ll 1$ )

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{8P_1}{\alpha_1 S_{кр} E_k^2}} \right) = \\ = \frac{1}{2} \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 15}{0,526 \cdot 0,8 \cdot 30^2}} \right) = 0,915.$$

7. Амплитуда напряжения высокой частоты на коллекторе

$$U_{км} = \xi_{кр} E_k = 0,915 \cdot 30 = 27 \text{ в.}$$

8. Амплитуда первой гармоники коллекторного тока

$$I_{к1} = \frac{2P_1}{U_{км}} = \frac{2 \cdot 15}{27} = 1,11 \text{ а.}$$

9. Требуемое сопротивление коллекторной нагрузки

$$R_{н1} = \frac{U_{км}}{I_{к1}} = \frac{27}{1,11} = 24,3 \text{ ом.}$$

10. Постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_0 = \frac{I_{к1}}{g_1} = \frac{1,25}{1,45} = 0,77 \text{ а.}$$

11. Мощность, потребляемая по коллекторной цепи,

$$P_{ок} = I_0 E_k = 0,77 \cdot 30 = 23 \text{ вт.}$$

12. Мощность, рассеиваемая на коллекторе,

$$P_k = P_{ок} - P_1 = 23 - 15 = 8 \text{ вт} < P_{рдоп} = 30 \text{ вт при } t_k = 50^\circ \text{C.}$$

13. Величина к. п. д. по коллекторной цепи

$$\eta = \frac{P_1}{P_{ок}} = \frac{15}{23} = 0,65.$$

14. Требуемая амплитуда напряжения на входе транзистора

$$U_{б.эм} = \frac{I_{к.г1}}{S_0 (1 - \cos \theta_n) \Psi_1} = \frac{1,11}{2,5 \cdot 0,138} = 3,2 \text{ в.}$$

15. Требуемая мощность возбуждения

$$P_{1вх} \approx \frac{1}{2} U_{б.эм}^2 / r_{60} = \frac{1}{2} \frac{3,2^2}{9,6} = 0,56 \text{ вт.}$$

16. Коэффициент усиления по мощности

$$K_{PT} = P_1/P_{1вх} = \frac{15}{0,56} = 27.$$

17. Температура перехода

$$t_{\pi} = (P_{\kappa} + P_{1вх}) R_T + t_{\kappa} = 9 \cdot 3,33 + 50 = 80^{\circ} < t_{\pi, \max} = 150^{\circ} \text{C}.$$

## 2-8. О перенапряженном и параметрическом режимах работы транзисторного генератора

При заходе рабочей точки, отображаемой с помощью координат  $i_{\kappa} - u_{\kappa, \text{э}}$ , в течение части периода колебаний в область, лежащую левее линии насыщения на плоскости вольт-амперных характеристик (линия 1 на рис. 2-3), режим работы генератора является перенапряженным. При заходе рабочей точки в область, лежащую левее линии параметрического режима (линия 2 на рис. 2-3), режим работы является параметрическим. Поскольку указанные области частично совпадают, то перенапряженный и параметрический режимы работы могут существовать в генераторе одновременно.

Рассмотрим сначала перенапряженный режим работы транзисторного генератора. Вследствие возрастания амплитуды напряжения на нагрузке  $U_{\kappa, \text{эл}}$ , например за счет увеличения мощности возбуждения, остаточное напряжение между коллектором и эмиттером  $u_{\kappa, \text{эл}} \min = E_{\kappa} - U_{\kappa, \text{эл}}$  становится меньше напряжения насыщения:  $u_{\kappa, \text{эл}} \min < u_{\kappa, \text{эп}}$ . При этом в течение части периода колебаний к коллекторному переходу прикладывается прямое напряжение  $u_{\kappa, \text{б}} > 0$ . Значению  $u_{\kappa, \text{б}} > 0$  соответствует область насыщения, при работе в которой коллекторный переход оказывается смещенным в прямом направлении и его можно рассматривать как диод, к которому приложено прямое напряжение. Основываясь на работах [Л. 1-17, 1-18, 2-21], опишем качественно процессы, происходящие в транзисторном генераторе при заходе в область насыщения.

Различают два основных вида включения транзистора: нормальное и инверсное. При нормальном включении к эмиттерному переходу прикладывается прямое напряжение ( $u_{\text{э, б}} > 0$ ), а к коллекторному — обратное

( $u_{к.б} < 0$ ). В области базы накапливаются неосновные носители заряда, инжектированные эмиттером, которые собираются затем коллектором. Нормальное включение транзистора характеризуется постоянными времени  $\tau_\beta$ ,  $\tau_\alpha$ ,  $\tau_T$  и коэффициентами передачи по току  $\beta$  и  $\alpha$  (см. § 2-2). Эквивалентная схема транзистора с общим эмиттером в области средних частот при нормальном включении, представленная на рис. 2-36,а, подробно анализировалась в § 2-3 и 2-5.

При инверсном включении транзистора к эмиттерному переходу прикладывается обратное напряжение ( $u_{э.б} < 0$ ), к коллекторному — прямое ( $u_{к.б} > 0$ ). В результате коллектор инжектирует неосновные носители заряда в область базы, которые затем собираются эмиттером. Образно выражаясь, при инверсном включении коллектор и эмиттер меняются ролями. Инверсное включение транзистора характеризуется постоянными времени  $\tau_{\beta i}$ ;  $\tau_{\alpha i}$ ;  $\tau_{Ti}$  и коэффициентами передачи по току  $\beta_i$  и  $\alpha_i$ . Вследствие неравномерного распределения примесей в базовой области значения данных параметров отличаются от соответствующих величин, характеризующих нормальное включение транзистора. Так, например, согласно [Л. 2-21] у дрейфового транзистора  $\alpha_s \approx 1$  и  $\alpha_{0i} \approx 0,1 \div 0,3$ . В соответствии со сказанным эквивалентная схема транзистора с общим эмиттером в области средних частот при инверсном включении имеет вид, показанный на рис. 2-36,б.

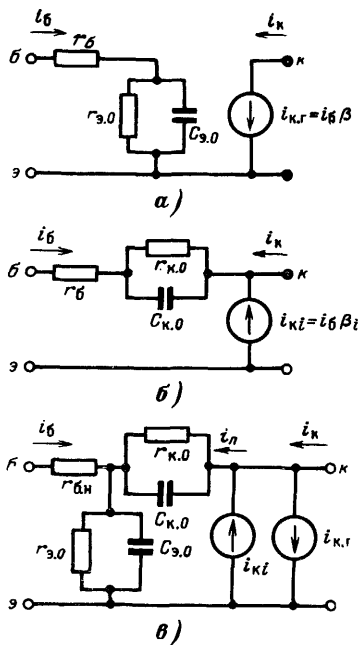


Рис. 2-36. Эквивалентная схема транзистора с общим эмиттером. а — при нормальном включении; б — инверсном включении; в — в режиме насыщения.

С определенными допущениями эквивалентная схема транзистора в режиме насыщения может рассматриваться как комбинация схем при нормальном и инверсном включении (рис. 2-36, в). Выход из режима насыщения происходит после рассасывания заряда, накопленного базовой областью за счет инжекции со стороны коллектора, т. е. уменьшения до нуля напряжения на емкости  $C_{к.о}$  (рис. 2-36, в).

В режиме насыщения накопление и рассасывание заряда неосновных носителей в области базы характеризуется величиной  $\tau_n$ . В идеальном транзисторе с однородной базой величины, определяющие время жизни неосновных носителей при нормальном и инверсном включении и режиме насыщения, равны между собой:  $\tau = \tau_{\beta i} = \tau_n$ . При неравномерном распределении примесей, что всегда имеет место в транзисторе, эти равенства нарушаются.

На основании изложенного можно следующим образом описать явления, происходящие в коллекторной цепи транзисторного генератора при заходе в область насыщения. Ток коллектора  $i_k$  появляется в момент времени  $t_1$  после того, как эмиттерный переход откроется, т. е. при выполнении условия  $u_{\pi} = E'_0$  (где  $u_{\pi}$  — напряжение на эмиттерном переходе — см. § 2-5). В момент времени  $t_2$ , соответствующий условию  $u_{к.э} = u_{к.э.н}$ , открывается коллекторный переход, что эквивалентно переходу от системы рис. 2-36, а к рис. 2-36, в. После момента  $t_2$  ввиду шунтирующего влияния открытого коллекторного перехода нарастание напряжения на коллекторной нагрузке резко замедляется.

Как следует из рассмотрения рис. 2-36, а, при нормальном включении транзистора (время  $t_1 \leq t \leq t_2$  и  $t_3 \leq t \leq t_4$ ) ток в коллекторной цепи  $i_k = i_{к.г}$ , где  $i_{к.г} = \beta i_б$  — ток эквивалентного генератора при нормальном включении транзистора.

При заходе в область насыщения (время  $t_2 \leq t \leq t_3$ ) согласно рис. 2-36, в имеем:

$$i_k = i_{к.г} - i_{к.г.и} - i_{\pi},$$

где  $i_{к.г.и} = \beta i_б$  — ток эквивалентного генератора при инверсном включении транзистора;  $i_{\pi}$  — ток через коллекторный переход при приложении к нему прямого напряжения.

Вследствие ответвления части тока эквивалентного генератора  $i_{к.г}$  через коллекторный переход ток в коллекторной цепи в момент времени  $t_2$  резко уменьшается. Степень этого изменения тока  $i_k$  зависит от соотношения между сопротивлением нагрузки и проводимостью коллекторного перехода в открытом состоянии. На рис. 2-37 приведены осциллограммы для тока коллектора  $i_k$  и напряжения коллектор — эмиттер  $u_{к.э}$ , полу-

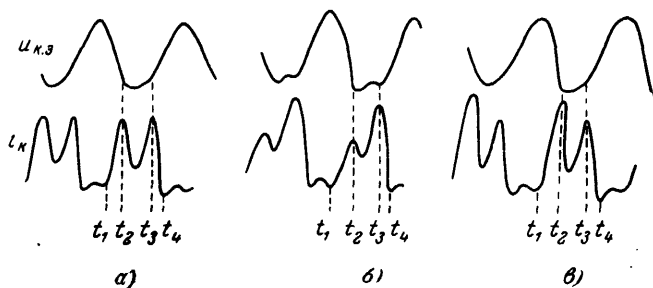


Рис. 2-37. Диаграммы токов и напряжений в перенапряженном режиме работы.

а — при активной нагрузке; б — при комплексной нагрузке с индуктивной составляющей; в — то же с емкостной составляющей.

ченные автором экспериментальным путем в генераторе на транзисторе типа КТ903А с применением П-образного фильтра на входе и параллельного колебательного контура на выходе схемы (рис. 2-8) при частоте сигнала  $f=4$  Мгц и напряжении питания  $E_k=30$  в.

В первом случае (рис. 2-37,а) выходной контур был настроен в резонанс с частотой входного сигнала. При этом провал треугольной формы расположен посредине импульса. Во втором случае при расстройке параллельного контура в сторону верхних частот (комплексная проводимость нагрузки имеет активную и индуктивную составляющие на частоте сигнала) провал уменьшается по амплитуде и смещается на левую сторону импульса (рис. 2-37,б). В третьем случае при расстройке контура в сторону нижних частот (комплексная проводимость нагрузки имеет активную и емкостную составляющие) провал увеличивается по амплитуде и смещается на правую сторону импульса (рис. 2-37,в). При снижении напряжения питания  $E_k$  или возрастании сопротивления нагрузки амплитуда провала может даже превысить амплитуду импульса. Во всех случаях при заходе

в область насыщения напряжение  $u_{к.э}$  имеет уплотненную форму. Аналогичные результаты получаются при использовании на выходе схемы П-образного фильтра нижних частот. Наличие провала в импульсе тока  $i_k$  связано с подключением диода, смещенного в прямом направлении, к колебательному контуру в течение части периода колебаний. Поскольку напряжение опережает по фазе ток при индуктивном характере нагрузки и отстает при емкостном, то провал соответственно смещается на левую сторону импульса во втором случае и на правую — в третьем.

После окончания процесса рассасывания заряда основных носителей в области базы со стороны коллектора, что эквивалентно уменьшению до нуля напряжения на емкости  $C_{к.о}$  (рис. 2-36,б), коллекторный переход закрывается (момент времени  $t_3$ ) и ток эквивалентного генератора  $i_{к.г}$  снова протекает только через цепь нагрузки.

При определении мощности возбуждения в перенапряженном режиме работы генератора следует учитывать более сильную реакцию коллекторной цепи на вход схемы по сравнению с критическим и недонапряженным режимами. Причиной тому является резкое увеличение проводимости  $Y_{12}$  при заходе рабочей точки в область насыщения, вследствие чего происходит изменение проводимости  $Y_{вх}$  (см. рис. 2-50) и уменьшение амплитуды входного сигнала.

Увеличение напряженности режима, например за счет возрастания сопротивления нагрузки, приводит к большей реакции выхода схемы на ее вход. В результате имеет место определенного типа отрицательная обратная связь: увеличение степени напряженности режима приводит к снижению амплитуды входного сигнала, что в свою очередь понижает напряженность режима.

Полный количественный анализ процессов, происходящих в транзисторном генераторе при перенапряженном режиме, является весьма обширным и поэтому здесь не приводится. Путем введения двух эмпирических зависимостей (для  $U_{к.э.т}$  и  $I_0$ ) выше были построены обобщенные нагрузочные характеристики транзисторного генератора для перенапряженного режима в области нижних частот (рис. 2-15 и 2-16) и приведены в табл. 2-1 основные расчетные формулы выходных

электрических параметров транзисторного генератора.

Данные нагрузочные характеристики можно распространить также на генератор, работающий в области средних и высоких частот. При этом согласно результатам, полученным в § 2-5—2-7, необходимо учесть следующие дополнительные факторы.

1. Вследствие шунтирующего действия сопротивления  $R_{22}$  вводится обобщенный параметр  $x = \frac{R_1}{R_{1кр}}$  (где  $R_1 = \frac{R_{н1}R_{22}}{R_{н1} + R_{22}}$ ) вместо  $x = \frac{R_{н1}}{R_{н1кр}}$ .

2. Ввиду изменения формы импульса с повышением частоты (см. рис. 2-21 и 2-27) вместо коэффициентов  $\alpha_1(\theta_n)$  и  $\alpha_0(\theta_n)$  следует подставлять величины  $\alpha_1(\theta_{вч})$  и  $\alpha_0(\theta_{вч})$ .

3. Поскольку в коллекторную цепь ответвляется только часть тока эквивалентного генератора, то выходные электрические параметры следует определять с учетом коэффициента  $\chi$ . Необходимые расчетные формулы, полученные в п. 2-7, приведены в табл. 2-1.

4. С повышением частоты сигнала одним и тем же нагрузочным характеристикам соответствует большая мощность возбуждения. Ввиду уменьшения сопротивления  $R_{22}$  и повышения мощности возбуждения с увеличением частоты сигнала получение перенапряженного режима работы в области высоких частот становится весьма затруднительным. Поэтому перенапряженный режим работы генератора является более характерным при работе в области низких и средних частот.

Обратимся к анализу параметрического режима работы в транзисторном генераторе, существование которого возможно ввиду зависимости параметров транзистора от величины токов и напряжений. Поскольку более резкий характер эти зависимости принимают при попадании рабочей точки (координаты  $i_k - u_{кэ}$ ) в область, лежащую левее линии параметрического режима (рис. 2-3), то учитывать параметрические свойства транзистора можно только в этом случае. Характерным внешним признаком параметрического режима является несинусоидальная форма коллекторного напряжения (рис. 2-38).

С увеличением тока коллектора  $I_k$  уменьшается  $|\beta|$  или граничная частота  $f_T$  (см. рис. 1-14). В результате

согласно (2-58) происходит уменьшение коэффициента усиления по мощности  $K_{\text{пт}}$ . Точный расчет величины  $K_{\text{пт}}$  в этом случае становится весьма затруднительным, так как постоянный параметр  $f_{\text{т}}$  следует заменить на функциональную зависимость  $f_{\text{т}} = \Phi(I_{\text{к}})$ . Таким образом, первой особенностью параметрического режима является более резкое снижение коэффициента усиления

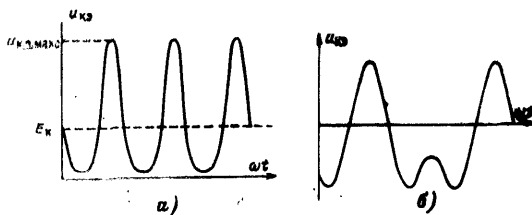


Рис. 2-38. Осциллограммы напряжения на выходе транзисторного генератора.

*а* — при параметрическом режиме работы; *б* — при параметрическом возбуждении на субгармонике.

ния по мощности  $K_{\text{пт}}$  в зависимости от мощности возбуждения по сравнению с ранее полученной зависимостью (2-138).

Вторая особенность параметрического режима заключается в необходимости учета нелинейного характера зарядной емкости перехода коллектор — база  $C_{\text{к.б}}$  (рис. 1-13, *а*). Рассмотрим в этой связи одну из наиболее распространенных схем транзисторного генератора (рис. 2-39, *а*), которую нетрудно привести к схеме, представленной на рис. 2-39, *б*. В последней транзистор представляется в виде параллельно соединенных эквивалентного генератора тока  $i_{\text{к.г}}$  и нелинейной емкости  $C_{\text{к.б}}$ . Ток генератора  $i_{\text{к.г}}$  — это периодическая последовательность импульсов (см. рис. 2-21 и 2-28), и поэтому

$$i_{\text{к.г}} = I_{\text{к.г}0} + \sum_{n=1}^{\infty} i_{\text{к.г}n}.$$

Далее предположим, что, во-первых, на частоте сигнала  $\omega$  сопротивление на зажимах 1—2 в схеме рис. 2-39, *б* является активным и равным  $R_1$  и, во-вторых, благодаря включению последовательного контура  $LC$ , настроенного на частоту, близкую к  $\omega$ , к нагрузке



$R_1$  подводится только сигнал первой гармоники. Вследствие данных допущений можно считать, что первая гармоника генератора  $i_{к.г1}$  разветвляется между емкостью  $C_{к.б}$  и нагрузкой, а все остальные гармоники тока проходят только через нелинейную емкость  $C_{к.б}$ . В результате запишем:

для первых гармоник —  $i_{к.г1} = i_{c1} + i_{1н}$ ;

для тока через емкость  $C_{к.б}$  —  $i_c = i_{c1} + i_{к.г2} + i_{к.г3} + \dots + i_{к.гn}$ .

Ввиду того что с повышением гармоники уменьшается ее амплитуда, в последнем равенстве можно

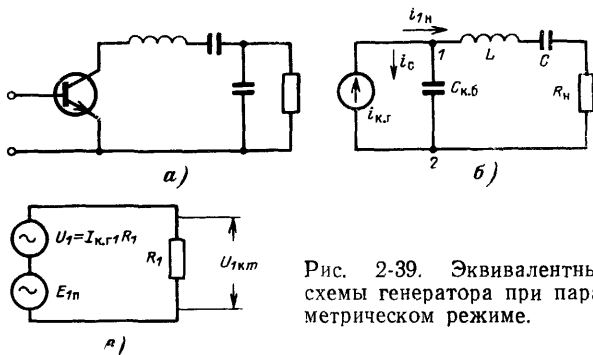


Рис. 2-39. Эквивалентные схемы генератора при параметрическом режиме.

ограничиться первыми тремя членами. Закон изменения зарядной емкости коллекторного  $p$ - $n$  перехода многоэмиттерных транзисторов определяется следующей зависимостью:

$$C_{к.б} = \frac{C_n}{\left(1 + \frac{u_{к.б}}{\varphi_0}\right)^{1/2}} = \frac{C_0 (\varphi_0 + U_0)^{1/2}}{(\varphi_0 + u_{к.б})^{1/2}}, \quad (2-139)$$

где  $u_{к.б}$  — напряжение, приложенное между коллектором и базой (величина  $u_{к.б} \approx u_{к.э}$ , где  $u_{к.э}$  — напряжение коллектор — эмиттер);  $\varphi_0$  — контактная разность потенциалов (для кремниевых транзисторов  $\varphi_0 = 0,4 \div 0,6$  в);  $U_0$  — постоянная составляющая напряжения  $u_{к.б}$  (величина  $U_0 \approx E_k$ , где  $E_k$  — напряжение источника питания коллектора);  $C_n$  — начальная емкость перехода при  $u_{к.б} = 0$ ;  $C_0$  — емкость перехода при  $u_{к.б} = U_0$ .

Учтя величину  $\varphi_0$  в значении  $U_0$  (заметим, что  $\varphi_0 \ll U_0$ ) и заменив  $U_0$  на  $E_k$  и  $u_{к.б}$  на  $u_{к.э}$ , получим из

(2-139):

$$C_{к.б} = C_0 \left( \frac{E_{к}}{u_{к.э}} \right)^{1/2}. \quad (2-140)$$

Ток, протекающий через нелинейную емкость, с учетом (2-140) равен:

$$i_c = \frac{dq}{dt} = C(u) \frac{du}{dt} = C_0 \left( \frac{E_{к}}{u_{к.э}} \right)^{1/2} \frac{du_{к.э}}{dt}, \quad (2-141)$$

откуда для заряда, накапливаемого емкостью, имеем:

$$q = \int i_c dt = 2C_0 E_{к}^{1/2} u_{к.э}^{1/2}. \quad (2-142)$$

Заряд складывается из постоянной ( $q_0$ ) и переменной ( $\Delta q$ ) составляющих:  $q = q_0 + \Delta q$ . Из (2-142) при  $u_{к.э} = E_{к}$  получим:  $q_0 = 2C_0 E_{к}$ . Можно показать, что при наличии переменной составляющей в напряжении  $u_{к.э}$  постоянная составляющая заряда принимает следующее значение:

$$q_{0п} = \frac{2C_0 E_{к}}{\sqrt{1 + \frac{\xi^2}{8}}} \approx q_0 \left( 1 - \frac{\xi^2}{16} \right),$$

где  $\xi = U_{км1}/E_{к}$  — коэффициент использования напряжения по первой гармонике. Поскольку обычно  $\xi < 1,2$ , то максимальное различие между  $q_{0п}$  и  $q_0$  составляет не более 10%. Поэтому без большой погрешности можно считать, что при любой амплитуде высокочастотного сигнала постоянная составляющая заряда  $q_0 = 2C_0 E_{к}$ .

С учетом сказанного из (2-142) имеем:

$$\frac{u_{к.э}}{E_{к}} = \left( 1 + \frac{\Delta q}{q_0} \right)^2. \quad (2-143)$$

В соответствии с принятым выше условием ток, проходящий через нелинейную емкость, определяется следующим выражением:

$$i_c = I_{c1} \cos \omega t + I_{к.г2} \cos 2\omega t + I_{к.г3} \cos 3\omega t. \quad (2-144)$$

С учетом (2-144) для переменной составляющей заряда получим:

$$\Delta q = \int i_c dt = \frac{I_{c1}}{\omega} \sin \omega t + \frac{I_{к.г2}}{2\omega} \sin 2\omega t + \frac{I_{к.г3}}{3\omega} \sin 3\omega t. \quad (2-145)$$

Подставив (2-145) в (2-143), с учетом выражения  $q_0 = 2C_0 E_K$  имеем для напряжения на нелинейной емкости:

$$u_{к.э} = E_K \left( 1 + \frac{I_{c1}}{2C_0 \omega E_K} \sin \omega t + \frac{I_{к.г2}}{4C_0 \omega E_K} \sin 2\omega t + \frac{I_{к.г3}}{6C_0 \omega E_K} \sin 3\omega t \right)^2. \quad (2-146)$$

Данному выражению может соответствовать форма напряжения, представленная на рис. 2-38,а.

Возведя правую часть выражения (2-146) в квадрат, выделим только члены, содержащие первую гармонику:

$$u_{к.э1} = \frac{I_{c1}}{C_0 \omega} \sin \omega t = \frac{I_{c1} I_{к.г2}}{8C_0^2 \omega^2 E_K} \cos \omega t - \frac{I_{к.г2} I_{к.г3}}{24C_0^2 \omega^2 E_K} \cos \omega t. \quad (2-147)$$

Дадим физическое толкование полученному результату. Для этого сравним напряжение  $u_{к.э1}$  (2-147) с током первой гармоники  $i_{c1} = I_{c1} \cos \omega t$  [см. (2-144)]. Первый член в (2-147), находящийся в квадратуре с током, определяет эквивалентную емкость по первой гармонике, равную  $C_{1э} = C_0$  (более строгий анализ данного вопроса показывает, что в зависимости от амплитуды сигнала значение  $C_{1э}$  может отличаться от  $C_0$  на величину, не превышающую, однако, 10—15%, см. гл. 5). Вторым и третьим членами в (2-147) находятся в противофазе с током и, следовательно, определяют эквивалентную э. д. с. по первой гармонике, амплитуда которой равна:

$$E_{1п} = \frac{I_{c1} I_{к.г2}}{8C_0^2 \omega^2 E_K} + \frac{I_{к.г2} I_{к.г3}}{24C_0^2 \omega^2 E_K}. \quad (2-148)$$

Физическая трактовка последнего соотношения показывает, что благодаря параметрическому эффекту с помощью нелинейной емкости  $C_{к.б}$  происходит преобразование мощности сигналов второй и третьей гармоник в первую. На основании выражения (2-147) емкость  $C_{к.б}$  по отношению к первой гармонике может быть заменена емкостью  $C_{1э} \approx C_0$  и эквивалентным генератором с э. д. с., определяемой выражением (2-148). Найдем амплитуду суммарного напряжения первой гармоники  $U_{1км}$  на зажимах 1—2 в схеме рис. 2-39,б. Без учета параметрического эффекта величина этого напряжения

равна:  $U_1 = I_{к.г1} R_1$ , где  $R_1$  — эквивалентное сопротивление цепи по первой гармонике. Ток первой гармоники, протекающий через емкость  $C_0$ , равен:

$$I_{c1} = I_{к.г1} R_1 \omega C_0. \quad (2-149)$$

Общее напряжение  $U_{1км}$  складывается из величины  $U_1$  и напряжения, определяемого эквивалентной э. д. с. —  $E_{1п}$ . При этом эквивалентная схема генератора по первой гармонике примет вид, изображенный на рис. 2-39, в. С учетом (2-148) и (2-149) получим для суммарной амплитуды напряжения:

$$U_{1км} = U_1 + E_{1п} = I_{к.г1} \left( R_1 + \frac{I_{к.г1} R_1 g_2}{8 C_0 \omega E_k} + \frac{I_{к.г1} g_2 g_3}{24 C_0^2 \omega^2 E_k} \right), \quad (2-150)$$

где  $g_2 = a_2/a_1$  — коэффициент для второй гармоники тока;  $g_3 = a_3/a_1$  — коэффициент для третьей гармоники тока.

Согласно (2-150) коэффициент использования коллекторного напряжения  $\xi_{пр} = U_{1км}/E_k$  получается при параметрическом эффекте в  $\sigma_{п} = \left( 1 + \frac{E_{1п}}{U_1} \right)$  раз больше, чем в обычном режиме.

Из выражения (2-150) получим:

$$\sigma_{п} = \frac{\xi_{пр}}{\xi} = 1 + \frac{I_{к.г1} g_2}{8 C_0 \omega E_k} + \frac{I_{к.г1} g_2 g_3}{24 C_0^2 \omega^2 R_1 E_k}. \quad (2-151)$$

Соответственно в  $\sigma_{п}$  раз увеличивается также к. п. д. генератора  $\eta$  [см. (2-133)].

Как показывают экспериментальные исследования, за счет параметрического эффекта можно получить значение  $\xi_{пр} = 1,1 \div 1,2$  и повысить к. п. д. генератора до 80—85%. Недостаток параметрического режима состоит в увеличении обратного напряжения  $u_{к.э.макс}$ , прикладываемого к коллекторному переходу транзистора (рис. 2-38, а). Для предотвращения пробоя  $p$ - $n$  перехода необходимо соблюдать неравенство  $u_{к.э.макс} \leq u_{к.э.доп}$ . В обычном режиме работы  $u_{к.э.макс}/E_k \leq 2$ ; в параметрическом  $u_{к.э.макс}/E_k = 2,5 \div 3$ .

Из сказанного следует вывод о необходимости снижения напряжения питания  $E_k$  в параметрическом режиме, что ведет также к уменьшению максимальной ко-

лебательной мощности, отдаваемой транзисторным генератором. Анализ параметрического режима в транзисторном генераторе посвящена также работа [Л. 2-24].

Кроме рассмотренных выше положений при параметрическом режиме из-за нелинейного характера емкости  $C_{к.б}$  возможно возникновение автоколебаний. При соблюдении определенных условий параметрические колебания могут возникнуть на частотах, удовлетворяющих условию  $2\omega_{возб}/\omega_{вх}=n$ , где  $n$  — целое число. Наиболее вероятно возникновение автоколебаний на частоте, равной половине частоты входного сигнала ( $\omega_{возб} = 0,5\omega_{вх}$ ) при включении в коллекторной цепи фильтра нижних частот. Условие возникновения субгармоники согласно [Л. 2-22] регламентируется следующим соотношением:

$$\frac{\Delta C_{к.б}}{C_0} Q > 2 \sqrt{1 + \left( \frac{\Delta f}{f_{возб}} Q \right)^2}, \quad (2-152)$$

где  $C_0$  — значение емкости  $C_{к.б}$  при  $u_{к.э} = E_k$ ;  $\Delta C_{к.б}$  — величина изменения емкости  $C_{к.б}$  относительно  $C_0$ , соответствующая амплитуде напряжения  $U_{км}$  и определяемая по формуле (2-140);  $Q$  — добротность цепи.

На выходе усилителя при этом появляется сигнал, состоящий из колебаний основной частоты и субгармоники. Осциллограмма такого сигнала, полученная экспериментальным путем в усилителе КВ диапазона, приведена на рис. 2-38,б. С увеличением амплитуды коллекторного напряжения  $U_{км}$  возрастает отношение  $\Delta C_{к.б}/C_0$ , что повышает вероятность возникновения параметрического возбуждения. При относительно узкополосном контуре в коллекторной цепи параметрическое возбуждение возможно на частоте входного сигнала, что также, очевидно, недопустимо.

Параметрический режим работы транзистора используется при умножении частоты (см. § 5-5).

Подведем краткий итог проведенным исследованиям. При заходе в область насыщения транзистора наступает перенапряженный режим работы. Однако с повышением частоты сигнала в силу нескольких причин (основной является уменьшение напряжения на эмиттерном переходе  $u_n$ ) получение этого режима становится более затруднительным и поэтому можно считать, что перенапряженный режим в транзисторном ге-

генераторе более характерен для диапазона нижних и частично средних частот. Вместе с тем с возрастанием частоты сигнала более вероятным является возникновение параметрического режима работы, для которого специфичны три особенности. Первая состоит в уменьшении коэффициента усиления по мощности. Вторая особенность связана с преобразованием мощности сигналов второй, третьей и т. д. гармоник в первую за счет нелинейной емкости  $C_{к.б.}$ . В результате повышаются коэффициент использования коллекторного напряжения  $\xi_k$ , к. п. д. и амплитуда напряжения  $u_{к.э.}$ .

Последнее приводит, однако, и к отрицательному эффекту ввиду необходимости снижения напряжения питания  $E_k$ , что ведет за собой уменьшение максимальной колебательной мощности транзисторного генератора. Третья особенность, наблюдаемая в параметрическом режиме, состоит в возможности возникновения автоколебаний, обычно на половинной частоте. Этот эффект в транзисторных усилителях также следует отнести к числу отрицательных. Таким образом, перенапряженный режим в транзисторном генераторе является более характерным для области нижних и частично средних частот; параметрический — средних и высоких. При этом использование параметрического режима целесообразно в основном при необходимости получения максимального к. п. д. генератора при несколько меньшей колебательной мощности.

## 2-9. Устойчивость транзисторных усилителей

**Вводные замечания.** Неустойчивость или самовозбуждение высокочастотного генератора-усилителя приводит к «паразитным» излучениям передатчика, уменьшению мощности полезного сигнала, искажению передаваемой информации и, что самое неприятное, может явиться причиной пробоя  $p-n$  переходов транзистора и выхода последнего из строя.

В этой связи обеспечение устойчивости транзисторного усилителя является одним из неперенных условий нормальной работы всего радиопередатчика.

Экспериментально устойчивость усилителя можно определить по спектру выходного сигнала. При его нормальной, устойчивой работе в этом спектре содержатся только составляющая с частотой входного сигнала и ее

гармоники. Появление в спектре дополнительных составляющих является признаком неустойчивой работы усилителя. Примеры спектров сигналов при неустойчивом режиме транзисторного усилителя показаны на рис. 2-40 (структура спектров поясняется далее).

К основным причинам самовозбуждения транзисторного усилителя относятся: наличие цепи обратной связи, определяемой емкостью коллектор — база  $C_{к.б}$  (см.

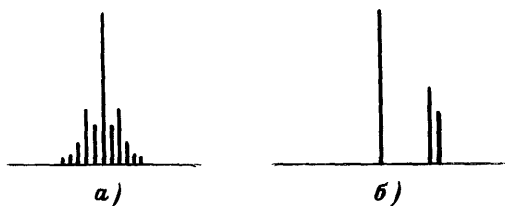


Рис. 2-40. Спектры сигналов при неустойчивой работе усилителя.

$a$  — при низкочастотном возбуждении;  $б$  — при высокочастотном возбуждении.

рис. 2-9) и внешними электрическими цепями, а также явления параметрического и лавинно-пролетного характера.

Для анализа неустойчивости транзисторного усилителя, вызванной первой причиной, применим иммитансный критерий [Л. 2-10]. При этом задача в общем виде может быть сформулирована следующим образом. Имеется усилитель — линеаризованный активный четырехполюсник (рис. 2-10,  $з$ ), у которого определяется входная проводимость  $Y_{вх}$  при подключении нагрузки (проводимость  $Y_H$ ) и выходная —  $Y_{вых}$  при подсоединении внутреннего сопротивления источника возбуждения (проводимость  $Y_i$ ):

$$Y_{вх} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_H}; \quad (2-153)$$

$$Y_{вых} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y_i}. \quad (2-154)$$

Условием, гарантирующим устойчивость усилителя на любой частоте, является положительный характер сумм, составленных из вещественных составляющих

проводимостей, т. е. выполнение неравенств

$$\operatorname{Re} Y_{\text{вх}}(\omega) + \operatorname{Re} Y_i(\omega) > 0 \text{ и } \operatorname{Re} Y_{\text{вых}}(\omega) + \operatorname{Re} Y_n(\omega) > 0. \quad (2-155a)$$

При  $\operatorname{Re} Y_i(\omega) > 0$  и  $\operatorname{Re} Y_n(\omega) > 0$ , что обычно имеет место, можно воспользоваться более жестким условием

$$\operatorname{Re} Y_{\text{вх}}(\omega) > 0 \text{ и } \operatorname{Re} Y_{\text{вых}}(\omega) > 0. \quad (2-155b)$$

Следует заметить, что согласно [Л. 2-10] пользоваться соотношениями (2-155) можно в случае устойчивости усилителя при его коротком замыкании со стороны входа и выхода, т. е. выполнения соотношений  $\operatorname{Re} Y_{11}(\omega) > 0$  и  $\operatorname{Re} Y_{22}(\omega) > 0$ . Нетрудно показать, что анализируемый транзисторный усилитель (рис. 2-9) отвечает этому требованию.

При определении устойчивости усилителя задача распадается на два этапа.

Во-первых, определяется устойчивость в диапазоне частот при определенных значениях  $Y_n$  и  $Y_i$ , в результате чего выявляются возможные зоны самовозбуждения в усилителе. Во-вторых, определяется устойчивость усилителя на фиксированной частоте при любом возможном значении проводимости  $Y_n$  или  $Y_i$ . Этот этап соответствует определению условия абсолютной устойчивости усилителя. Ниже устойчивость будет определяться только по отношению к входной проводимости усилителя. Однако полученные результаты нетрудно распространить и по отношению к выходной проводимости. Анализ проведем в режиме «малого» сигнала (см. § 2-3).

**Определение зон неустойчивости усилителя в диапазоне частот.** Запишем выражения проводимостей, входящих в выражение для  $Y_{\text{вх}}$ . С учетом (2-43), (2-44) и (2-39) имеем:

$$Y_{11} = \frac{1}{r_{\text{сб}} \left( 1 + \frac{\varepsilon}{j\omega\tau_0} \right)};$$

$$Y_{12} = -jb_c, \text{ где } b_c = \omega C_{\text{к.б}}$$

(активной составляющей проводимости  $Y_{12}$  при анализе устойчивости можно пренебречь);

$$Y_{21} = g_{21} - jb_{21} = \frac{S_n \varepsilon}{\varepsilon^2 + \omega^2 \tau_0^2} - j \frac{S_n \omega \tau_0}{\varepsilon^2 + \omega^2 \tau_0^2},$$



где  $S_{\Pi} = \omega_T C_{a.o}$  — крутизна по эмиттерному переходу в схеме сОЭ

$$Y_{22} + Y_{\Pi} = g_{H22} \pm jb_{H22},$$

где

$$g_{H22} = g_{\Pi} + g_{22}; \quad b_{H22} = b_{\Pi} + b_{22}.$$

Подставив данные выражения в (2-153), получим:

$$Y_{вх} = Y_{11} - \frac{-jb_c(g_{21} - jb_{21})}{g_{H22} \pm jb_{H22}}, \quad (2-156)$$

откуда имеем для активной составляющей входной проводимости:

$$\operatorname{Re} Y_{вх} = g_{11} + \frac{b_c(b_{21}g_{H22} \pm g_{21}b_{H22})}{g_{H22}^2 + b_{H22}^2}. \quad (2-157)$$

Ввиду определения наихудшего случая устойчивости, соответствующего минимальному значению функции  $\operatorname{Re} Y_{вх}$ , перед произведением  $g_{21}b_{H22}$  в выражении (2-157) следует оставить только знак минус и определить максимальное значение члена  $\frac{b_cg_{21}b_{H22}}{g_{H22}^2 + b_{H22}^2}$ , которому соответствует условие  $g_{H22} = b_{H22}$ .

В результате из выражения (2-157) получим:

$$\operatorname{Re} Y_{вх} = g_{11} + \frac{b_c(b_{21} - |g_{21}|)}{2g_{H22}}. \quad (2-158)$$

В частности, при параллельном колебательном контуре условие  $g_{H22} = b_{H22}$  означает его расстройку на половину полосы пропускания. При этом  $g_{H22} \approx 2/R_{\Sigma}$ , где  $R_{\Sigma}$  — эквивалентное сопротивление контура с учетом шунтирующего действия его сопротивлением  $R_{22}$ . Для определения степени устойчивости вводится коэффициент, равный отношению входных проводимостей четырехполюсника с учетом обратной связи и без ее учета:  $K_y = \operatorname{Re} Y_{вх} / \operatorname{Re} Y_{11}$ . Приняв во внимание выражение (2-158), имеем:

$$K_y = 1 + \frac{b_cb_{21}}{2g_{H22}g_{11}} - \frac{b_c|g_{21}|}{2g_{H22}g_{11}}. \quad (2-159)$$

Вследствие непостоянства величины питающего напряжения и изменения температуры корпуса транзи-

сторы параметры и характеристики последнего могут существенно изменяться в процессе работы генератора. В связи с этим следует обеспечить необходимый запас устойчивости усилителя, для чего можно принять макси-

мально допустимое значение коэффициента  $K_y = 0,7 \div 0,8$ .

С помощью соотношения (2-159) определим возможные зоны неустойчивости транзисторного усилителя. При этом возможны два крайних случая. Во-первых, второе и третье слагаемые по абсолютной величине значительно больше единицы. Тогда при  $|g_{21}| > b_{21}$  возможен неустойчивый режим.

Рис. 2-41. Графики нормированной функции, определяющей зоны устойчивости.

В связи с этим рассмотрим функцию  $\Delta = |g_{21}|/b_{21}$ . После соответствующих подстановок с учетом (2-44) имеем:

$$\Delta = \frac{\left| 1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + S_{\pi} r_{ст} \right|}{\omega_0 \tau_0 \frac{\omega}{\omega_0}}. \quad (2-160)$$

Графики нормированной функции  $\Delta \omega_0 \tau_0 = \Psi(\omega/\omega_0)$  при нескольких значениях  $S_{\pi} r_{ст}$  построены на рис. 2-41. Очевидно, что при  $\Delta < 1$  [см. (2-159)] усилитель будет абсолютно устойчив, а при  $\Delta > 1$  ввиду появления в выражении для  $\text{Re } Y_{вх}$  отрицательной составляющей возможен неустойчивый режим.

Определим значения  $\omega/\omega_0$ , при которых  $\Delta = 1$ , т. е. найдем границы возможных зон неустойчивости. После решения квадратного уравнения, полученного из функции (2-160) при  $\Delta = 1$ , имеем:

$$\frac{\omega_1}{\omega_0} = \left| \frac{\omega_0 \tau_0}{2} - \sqrt{\frac{\omega_0^2 \tau_0^2}{4} + 1 + S_{\pi} r_{ст}} \right|; \quad (2-161)$$

$$\frac{\omega_2}{\omega_3} = \frac{\omega_3 \tau_0}{2} + \sqrt{\frac{\omega_3^2 \tau_0^2}{4} + 1 + S_{\pi} r_{\text{ст}}} \quad (2-162)$$

Во втором крайнем случае второе слагаемое в выражении (2-159) по абсолютной величине значительно меньше единицы и третьего слагаемого, т. е.  $b_{21} \ll |g_{21}|$ . В результате можно пренебречь вторым слагаемым в выражении (2-159) и получить из него следующее неравенство, определяющее вторую границу возможных зон неустойчивости:

$$K_y \leq 1 - \frac{b_c |g_{21}|}{2g_{\text{н}22}g_{11}} \quad (2-163)$$

Из анализа функции (2-160) или графиков на рис. 2-41 следует, что неравенство  $|g_{21}| \gg b_{21}$  выполняется при  $\omega/\omega_3 \ll 1$  или  $\omega/\omega_3 \gg 1$ . Рассмотрим оба случая.

При  $\omega/\omega_3 \ll 1$  согласно (2-45) и (2-46) имеем:

$$g_{11} = \frac{1}{(r_6 + r_{3.0})(1 + r_{\text{сТ}} S_{\pi})}; \quad g_{21} = \frac{S_{\pi}}{1 + r_{\text{сТ}} S_{\pi}}.$$

Подставив данные величины в (2-163), получим следующее условие устойчивости:

$$\frac{\omega}{\omega_3} \leq \frac{2(1 - K_y)g_{\text{н}22}}{\omega_3 C_{\text{к.б}} \omega_{\text{Т}} C_{3.0} (r_6 + r_{3.0})},$$

откуда при  $K_y = 0,75$  имеем для нижней границы низкочастотной зоны неустойчивости:

$$\frac{\omega_3}{\omega_3} = \frac{g_{\text{н}22}}{2\omega_3 C_{\text{к.б}} \omega_{\text{Т}} C_{3.0} (r_6 + r_{3.0})}. \quad (2-164)$$

Как указано ранее, при параллельном колебательном контуре в коллекторной цепи с эквивалентным сопротивлением  $R_3$  следует принимать  $g_{\text{н}22} = 2/R_3$ .

При  $\omega/\omega_3 \gg 1$  и  $|\varepsilon| \gg \omega \tau_0$  согласно (2-44) величина  $g_{21} = \frac{S_{\pi}}{|\varepsilon|} = \frac{\omega_{\text{Т}} C_{3.0} \omega_3^2}{\omega^2}$ . Кроме того, в соответствии с (2-51) при  $\omega L_3 \ll r_{6.0}$  можно принять  $g_{11} = 1/r_{6.0}$ . В результате из (2-163) будем иметь второе условие устойчивости:

$$\frac{\omega}{\omega_3} \geq \frac{\omega_3 C_{\text{к.б}} \omega_{\text{Т}} C_{3.0} r_{6.0}}{2g_{\text{н}22} (1 - K_y)},$$

откуда при  $K_y = 0,75$  получим для верхней границы высокочастотной зоны неустойчивости:

$$\frac{\omega_4}{\omega_3} = \frac{2\omega_3 C_{к.б} \omega_T C_{э.о} \tau_{60}}{g_{н22}}. \quad (2-165)$$

Здесь по-прежнему при параллельном контуре можно принять  $g_{н22} = 2/R_3$ .

Итак, в транзисторном усилителе возможно существование двух зон неустойчивости: первой (пределы  $\omega_1 - \omega_3$ ) и второй (пределы  $\omega_2 - \omega_4$ ) (рис. 2-42). Физическое объяснение появления нижней границы  $\omega_3$  связано с уменьшением обратной связи при понижении частоты, верхней  $\omega_4$  — с уменьшением крутизны при повышении частоты.

Рис. 2-42. Две возможные зоны неустойчивой работы транзисторного усилителя.

*a* — возбуждение на низкой частоте; *б* — возбуждение на высокой частоте.

Оба указанных фактора ограничивают возможные зоны неустойчивой работы транзисторного усилителя. Учет влияния внутреннего сопротивления источника возбуждения  $Y_i$  может привести только к сужению возможных зон неустойчивости усилителя. Частота возникающих автоколебаний может соответствовать области низких или высоких частот. Электрическая цепь, определяющая частоту низкочастотных автоколебаний  $\omega_n$ , состоит из дросселей  $L_б$  и  $L_к$ , включенных в базовой и коллекторной цепях, и емкости  $C_{к.б}$  (рис. 2-43, *a*).

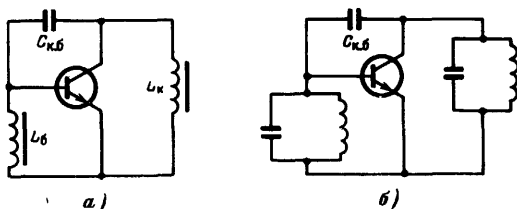


Рис. 2-43. Эквивалентные схемы транзисторного усилителя.

*a* — при низкочастотном возбуждении; *б* — при высокочастотном возбуждении.

Примерное значение частоты  $\omega_n \approx 1/\sqrt{C_{к.б}(L_б + L_к)}$ ; она расположена в первой зоне (рис. 2-42) неустойчи-

вости. Возникающие в схеме низкочастотные автоколебания, которые обычно носят релаксационный характер, модулируют высокочастотный сигнал. В результате осциллограмма колебаний на выходе усилителя может

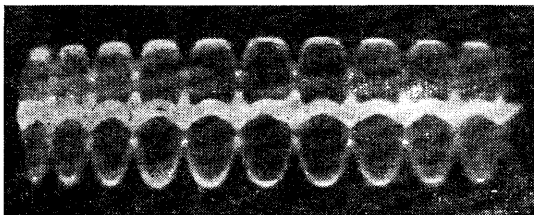


Рис. 2-44. Осциллограмма низкочастотных автоколебаний в транзисторном усилителе на фоне модулирующего сигнала.

иметь вид, представленный на рис. 2-44, спектр — на рис. 2-40,а.

Высокочастотные автоколебания лежат обычно в полосе пропускания усилителя, и их возникновение наиболее вероятно при взаимной расстройке входного и выходного контуров (рис. 2-43,б). Спектр выходного сигнала при этом имеет вид, показанный на рис. 2-40,б, частота автоколебаний  $\omega_v$  может соответствовать как первой, так и второй зонам неустойчивости (рис. 2-42).

**Определение условий абсолютной устойчивости усилителя.** Задача анализа в данном случае может быть сформулирована следующим образом.

Имеется пассивная нагрузка, проводимость которой  $Y_H$  может принимать любые значения в области действительных частот. При этом следует найти закон изменения входной проводимости  $Y_{вх}$  и определить условия, соответствующие

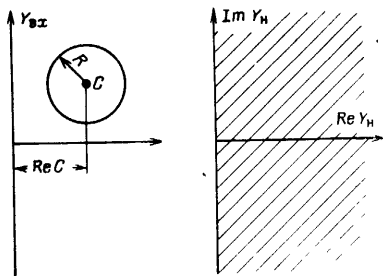


Рис. 2-45. Отображение проводимостей  $Y_H$  и  $Y_{вх}$  на плоскость функции комплексного переменного.

выполнению абсолютной устойчивости  $\operatorname{Re} Y_{\text{вх}} > 0$  (см. 2-155, б).

Решить поставленную задачу можно методом конформных отображений функций комплексной переменной [Л. 2-12). Проводимости  $Y_{\text{вх}}$  и  $Y_{\text{н}}$  связаны дробно-линейной функцией

$$Y_{\text{вх}} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_{\text{н}}}. \quad (2-166)$$

По определению  $Y_{\text{н}}$  соответствует половина плоскости функции комплексной переменной (рис. 2-45). Пользуясь правилами конформных отображений, можно показать, что при зависимости вида (2-166) полуплоскость отобразится в плоскости  $Y_{\text{вх}}$  в круг радиусом:

$$R = \frac{|Y_{12}Y_{21}|}{2 \operatorname{Re} Y_{22}} \quad (2-167)$$

и действительным значением координаты центра

$$\operatorname{Re} C = \operatorname{Re} Y_{11} - \frac{\operatorname{Re} (Y_{12}Y_{21})}{2 \operatorname{Re} Y_{22}}. \quad (2-168)$$

Из рассмотрения рис. 2-45 следует, что условие абсолютной устойчивости  $\operatorname{Re} Y_{\text{вх}} > 0$  примет вид:

$$\operatorname{Re} C - R > 0,$$

откуда с учетом (2-167) и (2-168) имеем:

$$\operatorname{Re} Y_{11} - \frac{\operatorname{Re} (Y_{12}Y_{21})}{2 \operatorname{Re} Y_{22}} - \frac{|Y_{12}Y_{21}|}{2 \operatorname{Re} Y_{22}} > 0. \quad (2-169)$$

Нетрудно показать, что при условии абсолютной устойчивости, представленном в виде  $\operatorname{Re} Y_{\text{вых}} > 0$ , конечный результат совпадает с (2-169).

Приняв коэффициент абсолютной устойчивости  $K_{y.a} = \operatorname{Re} C/R$  (см. рис. 2-45), из (2-169) получим:

$$K_{y.a} = \frac{2 \operatorname{Re} Y_{11} \operatorname{Re} Y_{22} - \operatorname{Re} (Y_{12}Y_{21})}{|Y_{12}Y_{21}|}. \quad (2-170)$$

При  $K_{y.a} > 1$  усилитель устойчив при любой величине нагрузки. В случае  $K_{y.a} < 1$  при некоторых значениях нагрузки возможно самовозбуждение усилителя.

Предположим теперь, что реактивная составляющая проводимости нагрузки  $b_n$  может принимать любые значения, а активная ограничена некоторой величиной  $g_n$ . Тогда по аналогии с (2-170) имеем:

$$K_{y.a} = \frac{2 \operatorname{Re} Y_{11} \operatorname{Re} (Y_{22} + Y_n) - \operatorname{Re} (Y_{12} Y_{21})}{|Y_{12} Y_{21}|}. \quad (2-171)$$

Подставив в (2-171) записанные выше выражения  $Y$ -параметров, для транзисторного усилителя будем иметь:

$$K_{y.a} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega \tau_0}{\epsilon}\right)^2}} \left( \frac{2\omega \tau_0 (g_{22} + g_n)}{\omega_T C_{к.б\epsilon}} - 1 \right), \quad (2-172)$$

откуда получим для проводимости нагрузки, при которой усилитель абсолютно устойчив, т. е.  $K_{y.a} > 1$ ,

$$g_n > \frac{\omega_T C_{к.б\epsilon}}{2\omega \tau_0} \left( 1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\omega \tau_0}{\epsilon}\right)^2} \right) - g_{22}. \quad (2-173)$$

В заключение отметим, что полученный результат по определению условия абсолютной устойчивости имеет наибольшее практическое приложение к выходному усилителю мощности передатчика. Последний нагружается

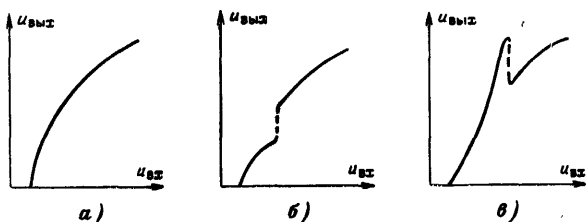


Рис. 2-46. Амплитудная характеристика транзисторного усилителя.

$a$  — при устойчивом режиме;  $b, в$  — при неустойчивом режиме.

на антенно-фидерный тракт, КСВ которого в отдельных случаях может меняться в широких пределах. Экспериментальные исследования показывают, что желательно иметь  $КСВ < 1,4 \div 1,6$ . В противном случае рекомендуется включать в антенно-фидерный тракт ферритовое однонаправленное устройство (см. § 9-1).

Выражения, характеризующие устойчивость усилителя, получены в предположении линейного режима его работы. Вместе с тем высокочастотные усилители мощности работают с отсечкой коллекторного тока, т. е. в нелинейном режиме. При этом порог устойчивости

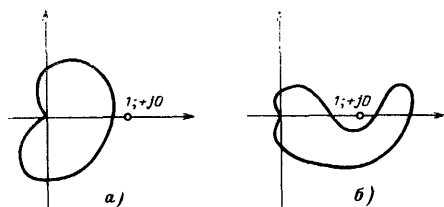


Рис. 2-47. Диаграммы Найквиста.

*a* — при абсолютной устойчивости; *b* — при условной устойчивости.

зависит не только от параметров схемы, но и величины сигнала. Поэтому полученные в этом параграфе результаты следует рассматривать только как необходимые условия устойчивости применительно к усилителям мощности.

При экспериментальном анализе устойчивости транзисторного усилителя следует снимать амплитудную характеристику  $u_{\text{вых}} = \Phi(u_{\text{вх}})$ . Появление резких перегибов в последней указывает на наличие самовозбуждения и, напротив, плавный характер этой кривой соответствует устойчивому режиму (рис. 2-46). Дадим качественное объяснение данному явлению с помощью диаграмм Найквиста.

На рис. 2-47 изображены две диаграммы, соответствующие абсолютной и условной устойчивости электрической цепи. С изменением величины входного сигнала меняется модуль и фаза коэффициента усиления  $K$  транзисторного генератора. Зависимость  $|K| = \Psi(u_{\text{вх}})$  представлена на рис. 2-48. При уменьшении

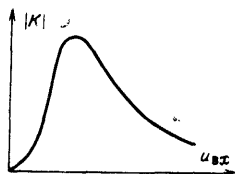


Рис. 2-48. Зависимость коэффициента усиления от входного сигнала.

$|K|$  происходит сжатие диаграмм, изображенных на рис. 2-47. В случае условной устойчивости это сжатие приводит к охвату диаграммой точки с координатами  $1; +j0$ , т. е. к возникновению самовозбуждения. Таким образом, сопоставление диаграммы Найквиста (рис. 2-47, б) и амплитудной характеристики (рис. 2-48) указывает на возможность возникновения самовозбуждения усилителя только при определенной величине входного сигнала.



В качестве мер, повышающих устойчивость транзисторного усилителя в зоне нижних частот, можно рекомендовать возможное уменьшение индуктивностей дросселей, включаемых в базовой и коллекторной цепях, и увеличение их активных потерь. В отдельных случаях дроссель в базовой цепи следует даже заменить на резистор.

К основным мерам борьбы против высокочастотного возбуждения следует отнести: включение сопротивления величиной в несколько ом или долей ома в эмиттерной или базовой цепях (второе менее предпочтительно вследствие более резкого снижения коэффициента усиления); правильную компоновку и тщательное экранирование высокочастотных каскадов; хорошую фильтрацию в цепях питания коллектора. В многокаскадном передатчике рекомендуется по возможности уменьшать величину связи между высокочастотными каскадами и чередовать усилители с умножителями частоты.

Более высокая устойчивость транзисторного усилителя мощности реализуется при использовании многоэмиттерных транзисторов, в структуре которых поверх эмиттеров нанесены распределенные резисторы (см. § 1-1).

Следует отметить, что кроме двух рассмотренных зон самовозбуждения в транзисторном усилителе возможно существование и других зон неустойчивости, вызванных явлениями параметрического (см. § 2-8) и лавинно-пролетного характера [Л. 2-11]. Во втором случае возможная частота генерации примерно на порядок превышает значение  $f_T$  транзистора.

## 2-10. Транзисторный генератор с общей базой

Схема транзисторного генератора с общей базой по сравнению со схемой с общим эмиттером в области средних частот имеет следующие основные отличия: меньший коэффициент усиления по мощности, лучшую равномерность амплитудно-частотной характеристики, иные условия устойчивости.

В силу второго качества схема с общей базой находит применение в широкополосных усилителях, в которых требование по равномерности амплитудно-частотной характеристики является решающим. Типовая схема транзисторного генератора с общей базой изображена на рис. 2-49. Проведем анализ работы этой схемы в режиме «малого» сигнала, приняв те же допущения, что и при анализе генератора с общим эмиттером (см. § 2-3). В результате эквивалентная схема генератора с учетом схемы собственно транзистора (рис. 2-7,б) примет вид, изображенный на рис. 2-50,а (как и

прежде, индуктивности  $L_3$  и  $L_6$  отнесем соответственно ко входной и выходной электрическим цепям).

Схему рис. 2-50,а можно представить в виде параллельного соединения двух четырехполюсников (рис. 2-50,б, в). Для первого из них (рис. 2-50,б) имеем:

$$i_1 = y_1 u_1; \quad i_2 = -k_{к.г} + y_2 u_2 = -\alpha_0 \frac{u_1}{r_б} + y_2 u_2,$$

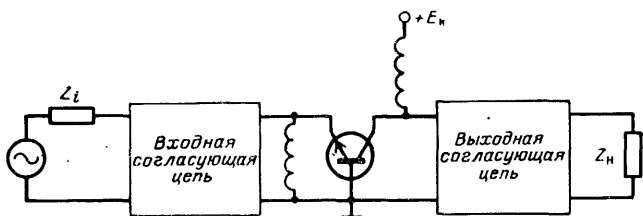
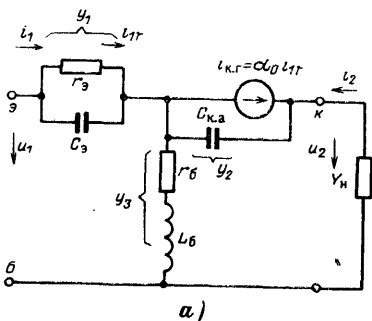
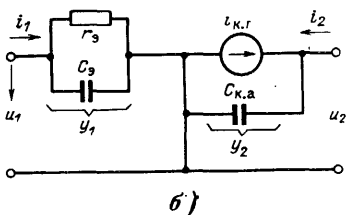


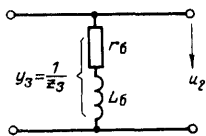
Рис. 2-49. Типовая схема транзисторного генератора с общей базой.



а)



б)



в)

Рис. 2-50. Эквивалентная схема транзисторного генератора с общей базой (а) и представление ее в виде параллельного соединения двух четырехполюсников (б, в).

откуда получим для  $Y$ -параметров первого четырехполюсника:

$$Y'_{11} = y_1; \quad Y'_{12} = 0; \quad Y'_{21} = -\frac{\alpha_0}{r_б}; \quad Y'_{22} = y_2.$$

Для  $z$ -параметров второго четырехполюсника (рис. 2-50, в) имеем

$$Z''_{11} = z_3; \quad Z''_{12} = z_3; \quad Z''_{21} = z_3; \quad Z''_{22} = z_3.$$

Произведя сложение матриц двух последовательно включенных четырехполюсников в соответствии с правилами, приведенными в § 2-3, получим для  $Y$ -параметров суммарного эквивалентного четырехполюсника:

$$Y_{11} = \frac{y_2 + y_3}{Y_0}; \quad Y_{12} = -\frac{y_2}{Y_0};$$

$$Y_{21} = -\frac{y_2 + \frac{\alpha_0}{r_9} \frac{y_3}{y_1}}{Y_0}; \quad Y_{22} = \frac{y_2 \left(1 + \frac{y_3}{y_1}\right)}{Y_0}, \quad (2-174)$$

где

$$Y_0 = \frac{y_1 + y_2 + y_3 - \frac{\alpha_0}{r_9}}{y_1};$$

$$y_1 = \frac{1}{r_9} + j\omega C_9 = \frac{1 + j\omega\tau_\alpha}{r_9};$$

$$y_3 = \frac{1}{r_6 + j\omega L_6} = \frac{1}{r_6(1 + j\omega\tau_6)};$$

$$\tau_\alpha = C_9 r_9 = \tau_x \alpha_0 = \frac{\alpha_0}{\omega_x};$$

$$\tau_6 = \frac{L_6}{r_6}.$$

В соответствии с выражением (2-53) определим коэффициент усиления по мощности генератора с общей базой. Как и прежде, будем считать  $Y_{yx} \approx Y_{11}$ . Нетрудно показать, что при выполнении неравенства  $C_{к.а} r_6 \ll C_9 r_9$  (что обычно имеет место) в выражениях для  $Y_{11}$  и  $Y_{21}$  величиной  $y_2$  можно пренебречь. С учетом данного замечания на основе выражений (2-174) получим:

$$Y_{11} = \frac{\frac{1}{r_6} (1 + j\omega\tau_\alpha)}{(1 - \alpha_0) + \frac{r_9}{r_6} - \omega^2 \tau_\alpha \tau_6 + j\omega [\tau_\alpha + (1 - \alpha_0) \tau_6]};$$

$$Y_{21} = -\frac{\frac{\alpha_0}{r_6}}{(1 - \alpha_0) + \frac{r_9}{r_6} - \omega^2 \tau_\alpha \tau_6 + j\omega [\tau_\alpha + (1 - \alpha_0) \tau_6]}.$$

Считая  $\alpha_0 \approx 1$ , данные выражения можно упростить:

$$Y_{11} = \frac{\frac{1}{r_6} (1 + j\omega\tau_x)}{\frac{r_9}{r_6} - \omega^2 \tau_x \tau_6 + j\omega\tau_x}; \quad (2-175)$$

$$Y_{21} = - \frac{\frac{1}{r_6}}{\frac{r_9}{r_6} - \omega^2 \tau_T \tau_6 + j\omega \tau_T}. \quad (2-176)$$

С учетом (2-175) и (2-176) получим для отношения

$$\frac{|Y_{21}|^2}{\operatorname{Re} Y_{11}} = \frac{1}{r_6 \left( \frac{r_9}{r_6} + \omega^2 \tau_T^2 - \omega^2 \tau_T \tau_6 \right)}. \quad (2-177)$$

Подставив (2-177) в (2-53), получим для коэффициента усиления генератора по мощности

$$K_{PT} = \frac{R_{H1}}{r_6 \left[ \frac{r_9}{r_6} + \frac{\omega^2}{\omega_T^2} (1 - \omega_T \tau_6) \right]}, \quad (2-178)$$

где  $\omega_T = 1/\tau_T$ .

Сравнение (2-55) с (2-178) показывает, что существенный выигрыш в коэффициенте усиления по мощности схемы с общим эмиттером (ОЭ) относительно схемы с общей базой (ОБ) имеет место при отношении  $\omega/\omega_T < (0,3-0,5)$ , т. е. в области средних и нижних частот.

При значении частоты  $\omega$ , близкой к  $\omega_T$ , величина  $K_{PT}$  в схеме с ОБ может быть получена даже большей, чем в схеме с ОЭ.

Из анализа (2-55) и (2-178) также следует, что изменение  $K_{PT}$  в диапазоне частот происходит в генераторе с общей базой в значительно меньших пределах, чем в генераторе с общим эмиттером. Следовательно, схема с общей базой может оказаться более предпочтительной для применения в широкополосных усилителях в области средних частот.

Из (2-175) получим для активной составляющей входной проводимости:

$$\operatorname{Re} Y_{11} = \frac{\frac{1}{r_6} \left( \frac{r_9}{r_6} - \frac{\omega^2}{\omega_T^2} \frac{L_6}{r_6} + \frac{\omega^2}{\omega_T^2} \right)}{\left( \frac{r_9}{r_6} - \frac{\omega^2}{\omega_T^2} \frac{L_6}{r_6} \right)^2 + \frac{\omega^2}{\omega_T^2}}. \quad (2-179)$$

Из (2-179) следует, что в выражении для входной проводимости имеется отрицательная составляющая, возрастающая в определенных пределах с увеличением индуктивности базового вывода  $L_6$ . Это в свою очередь приводит к снижению устойчивости усилителя (см. § 2-9). Таким образом, для предотвращения возбуждения на высокой частоте величина  $L_6$  в транзисторе должна быть максимально снижена.

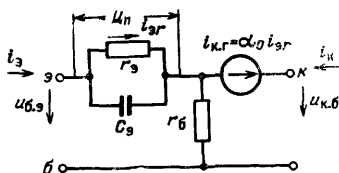
Определим амплитуду первой гармоники коллекторного тока и выходную мощность в режиме „малого“ сигнала в соответствии с выражениями:  $i_{H1} = |Y_{21}| u_{6, \text{зм}}$  и  $P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} |Y_{21}|^2 R_{H1} u_{6, \text{зм}}^2$ . С учетом

(2-176) имеем:

$$i_{\kappa 1} = \frac{u_{6, \text{эм}}}{r_3 \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_T^2} \frac{r_6}{r_3} \omega_T \tau_{6j}\right)^2 + \frac{\omega^2}{\omega_T^2} \frac{r_6^2}{r_3^2}}}; \quad (2-180)$$

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} \frac{R_{\text{н1}}}{r_3^2} \frac{u_{6, \text{эм}}^2}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_T^2} \frac{r_6}{r_3} \omega_T \tau_{6j}\right)^2 + \frac{\omega^2}{\omega_T^2} \frac{r_6^2}{r_3^2}}. \quad (2-181)$$

Рис. 2-51. Эквивалентная схема транзисторного генератора с общей базой в области средних частот.



Определим дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода  $r_3$ , входящее в полученные формулы. В схеме с общим эмиттером крутизна при низкой частоте сигнала (см. § 2-2) равна:

$$S_0 = \frac{\Delta i_{\kappa}}{\Delta u_{3,6}} = \frac{\Delta i_{\kappa}}{\Delta i_6} \frac{\Delta i_6}{\Delta u_{3,6}} = \beta_0 S_6 = \frac{\beta_0}{r_6 + r_{3,0}} = \frac{1}{\frac{r_6}{\beta_0} + r_3},$$

где сопротивление  $r_{3,0} = \frac{r_3}{1 - \alpha_0} \approx \beta_0 r_3$ .

В схеме с общей базой согласно выражению для  $Y_{21}$  при низкой частоте имеем:

$$S_0 = \frac{\Delta i_{\kappa}}{\Delta u_{3,6}} = \frac{\frac{\alpha_0}{r_6}}{(1 - \alpha_0) + \frac{r_3}{r_6}} = \frac{1}{\frac{r_6}{\beta_0} + r_3}.$$

Отсюда следует, что при  $\alpha_0 \approx 1$  величина  $S_0 = 1/r_3$ . Таким образом, в полученных формулах сопротивление  $r_3$  можно заменить на величину, равную  $1/S_0$ .

Проведем анализ работы транзисторного генератора с общей базой в режиме «большого» сигнала для средней области частот. При этом, считая  $y_2 = 0$  и  $y_3 = 1/r_6$ , можно получить эквивалентную схему генератора, представленную на рис. 2-51. Для этой схемы из (2-174) при  $\alpha_0 \approx 1$  имеем:

$$Y_{11} = \frac{1 + j\omega\tau_T}{r_3 + j\omega\tau_T r_6}; \quad (2-182)$$

$$Y_{21} = - \frac{1}{r_3 + j\omega\tau_T r_6}; \quad (2-183)$$

$$Y_{12} = 0 \text{ и } Y_{22} = 0.$$

Выражения (2-182) и (2-183) описывают работу генератора при открытом эмиттерном переходе. Основываясь на (2-182), можно записать для изображения функций:

$$i_k(p) = - \frac{u_{6.э}(p)}{r_э + \tau_т r_6 p}, \quad (2-184)$$

где  $i_k(p)$  — изображение функции  $i_k(t)$  (ток коллектора);  $u_{6.э}(p)$  — изображение функции  $u_{6.э}(t)$  (входное напряжение).

Эмиттерный переход закрывается при рассасывании накопленного базой заряда неосновных носителей, т. е. при  $Q_6(t) = 0$  или при напряжении на переходе  $u_{п}(t) = Q_6(t)/C_э = 0$  (см. подробнее по этому поводу § 2-5). Для напряжения на эмиттерном переходе согласно рис. 2-51 имеем:

$$u_{п} = \frac{i_э}{Y_1} = \frac{Y_{11}}{Y_1} u_{6.э}.$$

С учетом (2-182) получим для изображения функций:

$$i_k(p) = \frac{r_э u_{6.э}(p)}{r_э + \tau_т r_6 p}. \quad (2-185)$$

Поскольку выражения (2-184) и (2-185) отличаются только постоянным множителем ( $-r_э$ ), то график функции  $i_k(t)$  повторяет по форме  $u_{п}(t)$  и условию  $u_{п}(t) = 0$  (момент переключения схемы) соответствует  $i_k(t) = 0$ . При угле отсечки  $\theta_{п} = 90^\circ$  и входном синусоидальном сигнале согласно (2-65) имеем:

$$u_{6.э}(t) = U_{6.эм} \sin \omega t \text{ или для изображения}$$

$$u_{6.э}(p) = \frac{U_{6.эм} p \omega}{p^2 + \omega^2}.$$

В результате в соответствии с (2-184) и равенства  $r_э = 1/S_0$  получим:

$$i_k(p) = - \frac{U_{6.эм} p \omega}{(p^2 + \omega^2) \left( \frac{1}{S_0} + \tau_т r_6 p \right)}. \quad (2-186)$$

Оригинал изображения (2-186) имеет вид (знак минус, указывающий на направление тока, опускаем):

$$i_k = \frac{S_0}{\sqrt{1 + \gamma_\alpha^2}} \left[ \sin(\varphi - \varphi_1) + \frac{\gamma_\alpha}{\sqrt{1 + \gamma_\alpha^2}} e^{-\frac{\varphi}{\gamma_\alpha}} \right] U_{6.эм} \text{ (при } i_k > 0), \quad (2-187)$$

где  $\varphi = \omega t$  — текущее значение фазы;  $\varphi_1 = \text{arctg } \gamma_\alpha$  — начальная фаза;

$$\gamma_\alpha = \frac{r_6 \tau_т \omega}{r_э} = r_6 S_0 \frac{\omega}{\omega_т} \text{ — обобщенный параметр.}$$

Поскольку при замене  $\gamma_c$  на  $\gamma_\alpha$  выражения (2-75) и (2-187) идентичны, то все выводы, полученные выше при анализе коллекторной цепи транзисторного генератора с общим эмиттером, можно

распространить и на генератор с общей базой. В частности, по аналогии с (2-80) и (2-85) получим при  $\theta_n = 90^\circ$  для первой гармоники и постоянной составляющей коллекторного тока в недонапряженном и критическом режимах работы:

$$I_{\alpha 1} = S_0 \Psi_1(\gamma_\alpha) U_{б.э.т.}; \quad (2-188)$$

$$I_0 = S_0 \Psi_0(\gamma_\alpha) U_{б.э.т.} \quad (2-189)$$

Функции  $\Psi_1(\gamma_\alpha)$  и  $\Psi_0(\gamma_\alpha)$  определяются в соответствии с рис. 2-23 путем замены  $\gamma_c$  на  $\gamma_\alpha$ . Поскольку функция  $\gamma_\alpha(\omega)$  изменяется в диапазоне частот в существенно меньших пределах, чем  $\gamma_c(\omega)$ , то амплитудно-частотная характеристика генератора с общей базой оказывается более равномерной, чем с общим эмиттером. Порядок расчета коллекторной цепи генератора с общей базой также можно принять идентичным генератору с общим эмиттером (см. § 2-7).

В силу имеющегося различия между выходными характеристиками транзистора с ОЭ и ОБ (рис. 1-7, а, в) коэффициент использования коллекторного напряжения в критическом режиме  $\xi_{кр}$  в генераторе с ОБ получается больше, чем в генераторе с ОЭ. Следовательно, и выходная мощность согласно (2-125) в генераторе с ОБ будет несколько больше по сравнению со схемой с ОЭ. Это увеличение выходной мощности можно объяснить также тем, что в генераторе с ОБ выходное напряжение  $u_{к.б} = u_{к.э} + u_{б.э}$  и поэтому часть входной мощности передается непосредственно в нагрузку. Данное утверждение, однако, оказывается в полной мере справедливым только для области средних частот. Как показывают экспериментальные исследования, при работе в области высоких частот с генератора с ОБ можно получить максимальную выходную мощность меньше, чем с усилителя с ОЭ.

## Глава третья

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ

#### 3-1. Назначение электрических цепей генераторов

Рассмотрим, какие функции выполняют высокочастотные электрические цепи в транзисторных генераторах с внешним возбуждением.

В этой связи в первую очередь следует остановиться на вопросе передачи энергии от генератора к нагрузке. Величина последней обычно отличается от значения сопротивления, при котором обеспечивается выбранный электрический режим работы генератора. Для согласования нагрузки с выходным сопротивлением генератора между ними включается электрическая цепь — четырехполюсник. При этом различают два вида согласования

в четырехполюсниках: на минимум отраженной волны от нагрузки и генератора и на максимум передачи активной мощности от генератора к нагрузке. По всей видимости, применительно к высокочастотным усилителям представляет интерес рассмотрение только второго вида согласования, т. е. на максимум передачи активной мощности.

При замене генератора источником напряжения с внутренним сопротивлением  $Z_i$  (рис. 3-1, а) условия такого согласования имеют вид:

$$Z_{\text{вх}} = Z_i^*; \quad Z_{\text{вых}} = Z_n^*,$$

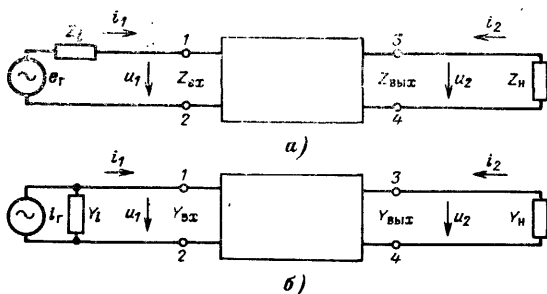


Рис. 3-1. Общая схема согласования генератора с нагрузкой в случае генератора напряжения (а) и генератора тока (б).

где  $Z_{\text{вх}}$  — входное сопротивление четырехполюсника со стороны полюсов 1—2;  $Z_{\text{вых}}$  — выходное сопротивление четырехполюсника со стороны полюсов 3—4.

Здесь и ниже значок \* означает комплексно-сопряженную величину.

При замене генератора источником тока с внутренней проводимостью  $Y_i$  условия согласования на максимум передаваемой мощности примут вид:

$$Y_{\text{вх}} = Y_i^*; \quad Y_{\text{вых}} = Y_n^*,$$

где  $Y_{\text{вх}}$  — входная проводимость четырехполюсника со стороны полюсов 1—2;  $Y_{\text{вых}}$  — выходная проводимость четырехполюсника со стороны полюсов 3—4.

При выполнении записанных условий и отсутствии потерь в согласующем четырехполюснике в нагрузку передается



мощность, равная  $P_{г.ном} = E^2/4 \operatorname{Re} Z_i$  или  $P_{г.ном} = I_g^2/4 \operatorname{Re} Y_i$  (где  $\operatorname{Re} Z_i$  и  $\operatorname{Re} Y_i$  — активная составляющая внутреннего сопротивления и проводимости генератора, соответственно,  $E$  и  $I_g$  — амплитуда э. д. с. и тока генератора, соответственно). Эту мощность принято называть номинальной мощностью генератора. Применительно к электронному генератору относительно условий согласования следует сделать два дополнительных замечания. Первое заключается в том, что внутреннее сопротивление электронного генератора в режиме «большого» сигнала является величиной переменной вследствие нелинейного вида вольт-амперных характеристик (см. рис. 1-7).

Требуемая величина сопротивления нагрузки  $R_{н1}$  на зажимах 1—2 схемы рис. 3-1 определяется в результате расчета электрического режима работы генератора (см. § 2-7). При этом в критическом и недонапряженном режимах работы величина  $R_{н1} \ll R_i$ . В силу последнего неравенства в электронных генераторах нецелесообразно пользоваться понятием «номинальная мощность генератора». Здесь, при необходимости нормирования величины мощности, можно воспользоваться коэффициентом

$$A_p = \frac{P_n}{P_g} \frac{P_g}{P_{г.кр}},$$

где  $P_n$  — мощность, выделяемая в нагрузке, подключенной к зажимам 3—4 (рис. 3-1);  $P_g$  — мощность генератора, отдаваемая в нагрузку в выбранном режиме работы при идеальном согласовании;  $P_{г.кр}$  — мощность генератора, отдаваемая в нагрузку в критическом режиме работы при идеальном согласовании (см. § 2-7).

Условие такого оптимального согласования имеет вид  $Z'_n = R'_{н1}$ , где  $Z'_n$  — сопротивление нагрузки, пересчитанное к выходу генератора (точки 1—2 на схеме рис. 2-8).

Второе замечание сводится к тому, что при согласовании в электронных генераторах применяются реактивные четырехполюсники, т. е. четырехполюсники, составленные из реактивных элементов, активными потерями в которых можно пренебречь.

В усилителях вообще и в транзисторных генераторах с внешним возбуждением в частности различают согласование на фиксированных волнах и в диапазоне частот. В первом случае можно осуществить идеальное

согласование, во втором — только с определенной степенью приближения. Согласно теории, развитой в [Л. 3-1, 3-2], существует жесткая зависимость между шириной полосы пропускания электрической цепи, допуском на параметр согласования и сопротивлением нагрузки. В силу этого существует теоретически обоснованное ограничение, согласно которому в диапазоне частот при фиксированных параметрах электрической цепи передать без потерь номинальную мощность генератора в нагрузку нельзя. Более подробно этот вопрос будет рассмотрен далее.

По аналогии с выходной цепью электронного генератора следует производить согласование и во входной цепи, т. е. согласование входного сопротивления транзистора с внутренним сопротивлением источника возбуждения. Входное сопротивление мощных высокочастотных транзисторов, являющееся величиной комплексной и весьма низкоомной, следует трансформировать обычно в сопротивление, имеющее только активную составляющую и существенно большей величины.

Третья функция, которую выполняет электрическая цепь, связана с фильтрацией и подавлением побочных составляющих в спектре выходного сигнала, расположенных вне рабочего диапазона частот. В усилителях мощности к таким побочным составляющим в первую очередь относятся гармоники основного сигнала.

Четвертая функция, выполняемая электрической цепью, связана с обеспечением работы нескольких электронных приборов на общую нагрузку. Известно, что в ряде случаев требуемая мощность на выходе передатчика может существенно превышать максимальную мощность, отдаваемую одним транзистором в заданном диапазоне частот. В этой связи возникает необходимость в сложении мощностей отдельных генераторов в общей нагрузке. Такая задача может быть решена с помощью специально выполненных электрических цепей (см. гл. 6).

Таким образом, мы рассмотрели четыре функции, выполняемые высокочастотными электрическими цепями в электронных генераторах.

В качестве электрических цепей в транзисторных генераторах различных диапазонов большое применение находят разнообразные типы фильтров нижних частот, с помощью которых удобно согласовывать нагрузки

с низким импедансом и производить подавление гармонических составляющих.

В коротковолновом диапазоне также широко используются высокочастотные трансформаторы на ферритах. Более редко применяются параллельный колебательный контур и полосовые фильтры, используемые обычно в ламповых генераторах для согласования с высокоомными импедансами.

### 3-2. Согласование генератора с нагрузкой и источником возбуждения при фиксированной частоте сигнала

**Общие соображения.** Содержание задачи, которую следует решать при согласовании генератора с нагрузкой и источником возбуждения, состоит в следующем. Имеется некоторая комплексная нагрузка  $Z_n$  (или  $Y_n$ ), подключенная к четырехполюснику со стороны полюсов 3—4 (рис. 3-1). Требуется найти такие параметры четырехполюсника, чтобы со стороны полюсов 1—2 входное сопротивление на заданной частоте  $f_0$  имело только активную составляющую, равную  $R_{вх}$ . Величина  $R_{вх} = R_n$  определяется в результате расчета электрического режима работы генератора (см. § 2-7). Поскольку согласующие электрические цепи представляют собой разновидность четырехполюсника, то запишем уравнения для последнего в таком виде:

$$i_1 = \dot{y}_{11}u_1 + \dot{y}_{12}u_2; \quad (3-1)$$

$$i_2 = \dot{y}_{21}u_1 + \dot{y}_{22}u_2, \quad (3-2)$$

где  $\dot{y}_{11} = i_1/u_1$  — входная проводимость при  $u_2 = 0$ ;  $\dot{y}_{22} = i_2/u_2$  — выходная проводимость при  $u_1 = 0$ ;  $\dot{y}_{12} = i_1/u_2$  — проходная проводимость при  $u_1 = 0$ ;  $\dot{y}_{21} = i_2/u_1$  — проходная проводимость при  $u_2 = 0$ .

Положительные направления токов и напряжений обозначены на схеме (рис. 3-1).

Пользуясь уравнениями (3-1) и (3-2), определим соотношения, общие для различных схем согласующих электрических цепей. К схеме согласования (рис. 3-1) подключается нагрузка, проводимость которой равна  $\dot{y}_n = -i_2/u_2$ . С учетом этого соотношения получим из уравнений (3-1) и (3-2) для входной проводимости

$$\dot{y}_{вх} = \dot{y}_{11} - \frac{\dot{y}_{12}\dot{y}_{21}}{\dot{y}_{22} + \dot{y}_n}. \quad (3-3)$$

Будем считать, что реактивная составляющая проводимости нагрузки входит в  $\dot{y}_{22}$  и поэтому примем  $\dot{y}_n = g_n$ , где  $g_n$  — активная проводимость сопротивления нагрузки. Реактивную составляющую выходной проводимости транзистора отнесем к проводимости  $\dot{y}_{11}$  согласующего четырехполюсника. Следовательно, входное сопротивление четырехполюсника на частоте  $f_0$  должно быть величиной активной, т. е.  $\dot{y}_{вх} = g_{вх}$ . Четырехполюсник, используемый для согласования генератора с нагрузкой, по типу является обратимым или взаимным. Для таких четырехполюсников справедливо равенство  $\dot{y}_{12} = \dot{y}_{21}$  (данное соотношение записано с учетом положительных направлений токов и напряжений, показанных на рис. 3-1). Как отмечалось выше, четырехполюсник относится также и к числу реактивных, т. е. таких, которые составлены из реактивных элементов и активными потерями в которых можно пренебречь. Вследствие этого запишем:

$$\dot{y}_{11} = jb_{11}; \quad \dot{y}_{12} = jb_{12}; \quad \dot{y}_{21} = jb_{21}; \quad \dot{y}_{22} = jb_{22}.$$

С учетом сделанных замечаний выражение (3-3) примет вид:

$$g_{вх} = jb_{11} + \frac{b_{12}^2}{jb_{22} + g_n}. \quad (3-4)$$

Из (3-4) получим два уравнения — для действительных и мнимых величин:

$$g_{вх}g_n + b_{11}b_{22} - b_{12}^2 = 0; \quad (3-5)$$

$$g_ng_{11} - g_{вх}b_{22} = 0. \quad (3-6)$$

В результате совместного решения уравнений (3-5) и (3-6) при заданных величинах  $g_{вх}$  и  $g_n$  можно определить требуемые параметры четырехполюсника. Например, при П-образной схеме четырехполюсника (рис. 3-2) имеем:  $b_{11} = a_{11} - a_2$ ;  $b_{12} = -a_2$ ;  $b_{22} = a_3 - a_2$ .

С учетом данных выражений уравнения (3-5) и (3-6) примут вид:

$$g_{вх}g_n + (a_1 - a_2)(a_3 - a_2) - a_2^2 = 0; \quad (3-7)$$

$$g_n(a_1 - a_2) - g_{вх}(a_3 - a_2) = 0. \quad (3-8)$$

В уравнениях (3-7), (3-8) две величины заданы ( $g_{вх}$ ,  $g_{н}$ ), а три неизвестны ( $a_1$ ;  $a_2$ ;  $a_3$ ). Поэтому одной из искоемых величин, например  $a_1$ , надо задаться, определив с помощью уравнений (3-7) и (3-8) две другие.

На основе полученных общих уравнений (3-5) — (3-8) рассмотрим расчет типовых схем согласования (см. табл. 3-1), используемых в генераторах различного назначения. Приведем только конечные соотношения и формулы для инженерного расчета элементов схем, опустив промежуточные выкладки. Заметим, что кроме схем согласования, приведенных в табл. 3-1, возможны и другие их варианты.

#### Входной каскад тракта усилителя высокой частоты передатчика. Воз-

буждение к такому каскаду обычно подводится от блока возбудителя (или автогенератора) по коаксиальному фидеру. Следовательно, здесь входное сопротивление транзистора следует трансформировать в величину, равную  $R_1 = 50$  или  $75$  ом. Для этой цели может быть предложена схема согласования, изображенная в п. I (здесь и дальше даются ссылки на табл. 3-1).

**Выходной каскад передатчика.** Для согласования выходного каскада устройства с нагрузкой, главным образом антенной, наиболее часто используется П-образный фильтр нижних частот. Требуемое входное сопротивление цепи  $R_1$  определяется в результате расчета электрического режима работы усилителя:  $R_1 = U_{км}/I_{к1}$  (см. § 2-7). При наличии только активной составляющей в сопротивлении нагрузки ( $R_2$ ) схема имеет вид, представленный в п. II,а. В ней выходная емкость транзистора учитывается в величине реактивности  $X_1$ .

Одной из модификаций схемы типа п. II,а является схема, изображенная в п. II,б. В последней с помощью емкости осуществляется регулировка индуктивного плеча фильтра. Кроме того, данная схема имеет ограниченную полосу пропускания не только со стороны высоких, но и со стороны низких частот, что повышает ее фильтрующие свойства. При  $R_2 \ll R_1$  возникает необходимость

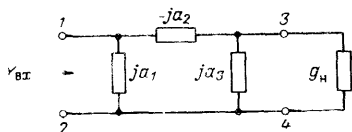
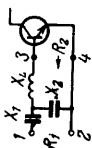

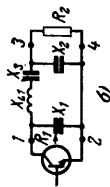


Рис. 3-2. П-образная схема четырехполюсника.

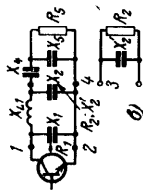
Назначение генератора	Схема электрической цепи	Общие формулы	Частные случаи	Примечание
I. Входной каскад	 <p> <math>R_1</math>—требуемая величина входного сопротивления каскада; <math>R_2</math>—активная составляющая входного сопротивления транзистора (реактивная составляющая учитывается в величине <math>X_L</math>)         </p>	$q^2 > \frac{R_1}{R_2} - 1, \left( \frac{R_1}{R_2} > 1 \right);$ $X_L = qR_2;$ $X_1 = R_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1} (1 + q^2) - 1};$ $X_2 = \frac{R_1}{R_2} - 1 \times \left( q + \sqrt{\frac{R_2}{R_1} (1 + q^2) - 1} \right)$	$q = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}, \left( \frac{R_1}{R_2} > 1 \right);$ $X_L = \sqrt{R_1 R_2};$ $X_1 = \sqrt{R_1 R_2};$ $X_2 = \frac{R_1}{R_2} + 1 - \frac{R_1}{R_2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}$	Величиной $q$ задаются
II. Выходной каскад	 <p> <math>R_1</math>—требуемая нагрузка для генератора; <math>R_2</math>—сопротивление нагрузки (выходная емкость транзистора учитывается в величине <math>X_1</math>)         </p>	$q^2 > \frac{R_1}{R_2} - 1, (q > 0);$ $X_1 = \frac{R_1}{q};$ $X_2 = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1} (1 + q^2) - 1}};$ $X_L = \frac{R_1}{1 + q^2} \times \left( q + \sqrt{\frac{R_2}{R_1} (1 + q^2) - 1} \right)$	$q = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}};$ $X_1 = \sqrt{R_1 R_2};$ $X_2 = \sqrt{R_1 R_2};$ $X_L = \sqrt{R_1 R_2}.$	

б)



$R_1$ —требуемая нагрузка для генератора;  $R_2$ —сопротивление нагрузки

в)



$R_1$ —требуемая нагрузка для генератора;  $R_2$ —сопротивление нагрузки;  $R_2$ —промежуточное значение пересчитанного сопротивления нагрузки в точках 3—4 схемы (выходная емкость транзистора учитывается в величине  $X_1$ )

Расчет производится по формулам п. II, а;

$$X_{L1} = X_L \left( 1 + \frac{X_3}{X'_L} \right)$$

(отношением  $\frac{X_3}{X'_L}$  задаются)

$$R_2 = \frac{R_5^2}{X_4^2 + \frac{R_5^2}{p^2}};$$

$$X_4^2 + \frac{R_5^2}{p^2};$$

$$X'_2 = \frac{R_5^2}{R_5^2};$$

$$X_4 - \frac{pX_5}{pX_5}$$

$$p = \frac{X_5}{X_4 + X_5} = \frac{C_4}{C_4 + C_5};$$

$$X_5 = X_4 \frac{p}{1 - p}.$$

Величина  $X'_2$  учитывается в  $X_2$ . Величиной  $p$  и  $X_4$  (или  $X'_5$ ) задаются. Пересчет  $R_2$  и  $R_1$  производится по формулам п. II, а.

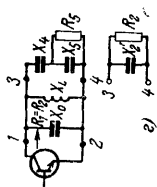
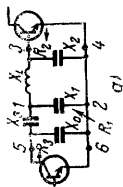
Не должно быть последовательного резонанса цепи  $X_{L1} - X_3$  на частотах  $f_0$ ,  $2f_0$ ,  $3f_0$  и т. д.

Не должно быть последовательного резонанса цепи  $X_L - X_4$  на частотах  $f_0$ ,  $2f_0$ ,  $3f_0$  и т. д.

При  $C_5 = 0$

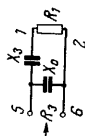
$$R_2 = \frac{X_4^2 + R_5^2}{R_5};$$

$$X'_2 = \frac{X_4^2 + R_5^2}{X_4}.$$

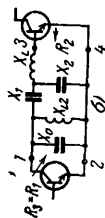
Назначение генератора	Схема электрической цепи	Общие формулы	Частные случаи	Примечание
	<p>г)</p>  <p><math>R_1</math>; <math>R_3</math>; <math>R_6</math> обозначают те же величины, что и в схеме п. II,б (выходная емкость транзистора учитывается в величине <math>X_6</math>)</p>	<p>Расчет <math>R_2</math> и <math>X'_2</math> производится по формулам п. II,б</p>		
III. Промежуточные каскады	<p>а)</p> 	<p>Расчет величины <math>R_1</math> производится по формулам п. II,а</p> $R_3 = \frac{X_3^2 + R_1^2}{R_1}$		<p>Не должно быть последовательного резонанса цепи <math>X_3 - X_L</math> на частотах <math>f_0</math>; <math>2f_0</math>; <math>3f_0</math> и т. д.</p>



$R_1$  — промежуточное значение пересчитанного сопротивления нагрузки;  
 $R_2$  — входное сопротивление второго каскада;  
 $R_3$  — требуемая нагрузка; (выходная емкость транзистора учитывается в величине  $X_0$ )



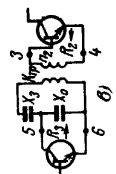
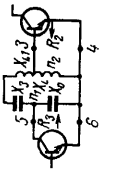
б)



$R_1$ ;  $R_2$ ;  $R_3$  обозначают то же, что и в схеме п. III, а (выходная емкость транзистора учитывается в величине  $X_0$ )

или  $X_3 = \sqrt{R_1 R_3 - R_1^2}$  (величины  $X_3$  и  $X_0$  учитываются в  $X_1$ ).

Расчет величины  $R_1 = R_3$  проводится по формулам п. I  $X_{L2} = X_0$

Назначение генератора	Схема электрической цепи	Общие формулы	Частные случаи	Примечание
в)		<p>С учетом формулы п. III, а</p> $R_3 = \frac{\frac{R_2^2}{K_{\text{тр}}^4} + X_3^2}{\frac{R_2}{K_{\text{тр}}^2}}$		
	 <p><math>R_2</math> и <math>R_3</math> обозначают те же величины, что и в схеме п. III, а (выходная емкость транзистора учитывается в величине <math>X_0</math>)</p>	<p>или</p> $X_3 = \sqrt{\frac{R_2 R_3}{K_{\text{тр}}^2} - \frac{R_2^2}{K_{\text{тр}}^4}};$ $X_L = X_3 + X_0;$ $K_{\text{тр}} \approx \frac{n_2}{n_1}.$		<p>Не должно быть последовательного резонанса цепи <math>X_3 - X_{L1}</math> на частотах <math>f_0</math>; <math>2f_0</math>; <math>3f_0</math> и т. д.</p>

в двухступенчатом согласовании. Вариант такой электрической цепи с использованием П-фильтра и емкостного делителя показан в п. II,в. Расчет такой схемы целесообразно проводить в два этапа. Сначала пересчитывается сопротивление нагрузки  $R_5$  к точкам 3—4 схемы (сопротивления  $R_2$  и  $X'_2$ ), а затем к выходу транзистора (точки 1—2 схемы, сопротивление  $R_1$ ). В отдельных случаях в выходном каскаде применяется параллельный колебательный контур с подключением нагрузки к части контура. Вариант такой схемы показан в п. II,г.

**Промежуточный каскад передатчика.** Здесь требуется произвести межкаскадное согласование двух транзисторов. При этом возможно применение модифицированных схем, используемых в выходном и входном каскадах (см. ранее и табл. 3-1).

Первая схема (п. III,а): П-образный фильтр с дополнительным включением элемента  $X_3$  (емкости  $C_3$ ), позволяющий расширить пределы согласования сопротивлений.

Расчет производится в два этапа: сначала — П-фильтр, затем — емкостный делитель.

Вторая схема (п. III,б) является модификацией схемы входного усилителя (п. I,а).

Дополнительный элемент  $X_{L2}$  (индуктивность  $L_2$ ) в схеме служит для компенсации выходной емкости транзистора.

В промежуточных каскадах используется также параллельный колебательный контур (см. п. III,в) с частичным подключением к нему коллектора одного транзистора (емкостная связь) и цепи базы другого транзистора (трансформаторная или автотрансформаторная связь).

Емкостная связь со стороны коллектора обеспечивает лучшую фильтрацию гармоник. Выходную емкость транзистора обязательно следует учитывать при расчете емкостного делителя.

В заключение отметим, что основным типом электрической цепи в транзисторных генераторах следует считать П-образный фильтр нижних частот, подобно тому как параллельный колебательный контур является основным типом электрической цепи в ламповых генераторах.

### 3-3. Широкополосные усилители с применением П-образного фильтра

**Общие замечания и соотношения.** Широкополосные усилители мощности используются в диапазонных передатчиках и при усилении сигналов с большой шириной спектра. В диапазонных передатчиках использование широкополосных генераторов позволяет отказаться от перестройки реактивных элементов электрических цепей при изменении частоты сигнала. Это существенно упрощает устройство передатчика и повышает его надежность.

Прежде чем перейти к анализу широкополосного усилителя, использующему П-образный фильтр, остановимся на некоторых общих вопросах согласования в электрических цепях при широкой полосе частот.

В качестве параметра согласования можно пользоваться величиной рабочего затухания

$$b_p = 10 \lg L,$$

где  $L = P_{г.ном}/P_n$  — функция рабочего затухания;  $P_{г.ном}$  — номинальная мощность генератора, полностью передаваемая в нагрузку при идеальном согласовании;  $P_n$  — мощность в нагрузке, или коэффициент отражения  $\Gamma$  от нагрузки, квадрат модуля которого равен:

$$|\Gamma|^2 = 1 - \frac{P_n}{P_{г.ном}}.$$

Из сравнения записанных выражений следует:

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{L-1}{L}}.$$

Идеальная частотная характеристика рабочего затухания фильтров должна отвечать условиям:  $b_p = 0$  — в полосе пропускания;  $b_p = \infty$  — полосе заграждения. Однако получить такую характеристику с помощью физически реализуемых цепей нельзя. В работах [Л. 3-1, 3-2] показано, что существует жесткая связь между полосой пропускания ( $f_1 - f_2$ ), допуском на величину согласования ( $b_p$  или  $|\Gamma|$ ) и сопротивлением нагрузки ( $Z_n$ ). При заданных значениях  $f_1 - f_2$  и  $Z_n$  величина  $b_p$  (или  $|\Gamma|$ ) не может быть получена меньше определенного граничного значения. Так, например, согласно [Л. 3-1] при нагрузке, состоящей из параллельно включенных

резистора  $R$  и емкости  $C$ , предельные возможности согласующей цепи оцениваются соотношением

$$\int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|\Gamma_{вх}|} d\omega \leq \frac{\pi}{RC},$$

где  $\Gamma_{вх}$  — коэффициент отражения на входе четырехполосника.

При  $|\Gamma_{вх}| = 1$  вне полосы частот  $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$  и  $|\Gamma_{вх}| = |\Gamma'_{вх}|$  внутри ее получим:

$$|\Gamma'_{вх}| \geq e^{-\frac{\pi}{RC\Delta\omega}}.$$

При нагрузке, составленной из последовательно включенных резистора  $R$  и индуктивности  $L$ , получается аналогичное соотношение

$$|\Gamma'_{вх}| \geq e^{-\frac{\pi R}{L\Delta\omega}}.$$

Однако практически реализовать предельно возможный случай согласования не удастся, так как для этого требуется электрическая цепь с бесконечно большим количеством элементов. Поэтому обычно ограничиваются конечным числом элементов (в генераторах не больше 4—6), получая достаточно хорошее приближение к предельному случаю. При этом в качестве функций, описывающих рабочее затухание в цепях с конечным числом элементов, используются: полином Чебышева, обеспечивающий равномерно-колебательное приближение к предельной прямоугольной характеристике (фильтры при этом называют чебышевского типа) и полином Баттерворта, дающий максимально гладкое приближение к той же предельной характеристике (рис. 3-3). В справочниках [Л. 3-9, 3-10] приводятся специальные таблицы, с помощью которых можно рассчитать пара-

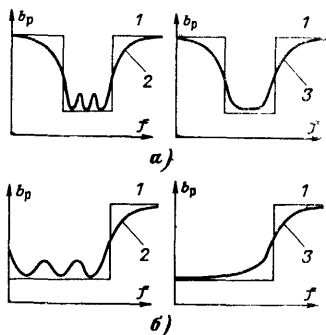


Рис. 3-3. Частотные характеристики рабочего затухания фильтров.

а — полосового; б — нижних частот; 1 — предельно возможная; 2 — равномерно колебательная (чебышевского типа); 3 — максимально гладкая.

метры фильтров чебышевского типа и с максимально гладким приближением. Варианты схем таких фильтров — полосового и нижних частот — представлены на рис. 3-4.

Многозвенные фильтры в генераторах используются только при очень широкой полосе пропускания. В большинстве случаев можно ограничиться применением П-образного фильтра.

При расчете электрических фильтров исходными величинами являются шесть параметров:

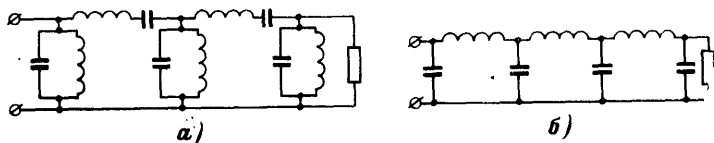


Рис. 3-4. Многозвенные фильтры.

а — полосовой; б — нижних частот.

граничные частоты полосы пропускания;  
максимальное затухание в полосе пропускания или допуск на коэффициент отражения;  
граничные частоты полосы задержания;  
минимальное затухание в полосе заграждения.

Максимальное затухание характеризует трансформирующие свойства электрической цепи в полосе пропускания, а минимальное затухание — ее фильтрующую способность вне этой полосы. Практическое решение задачи существенно упрощается при разделении функций трансформации и фильтрации между различными электрическими цепями. Необходимое подавление побочных составляющих удобнее осуществлять с помощью специальных фильтров, включаемых в антенно-фидерном тракте, оставив за электрической цепью генератора только функцию трансформации сопротивления нагрузки. В этом случае исходными данными для расчета электрической цепи генератора являются только три первых из перечисленных выше параметров (граничные частоты полосы пропускания и максимальное затухание в ней), а параметры, характеризующие фильтрующие свойства цепей, являются производными величинами. При определении величины мощности, передаваемой электронным генератором в нагрузку, следует учитывать не только затухание в электрической цепи, воз-

никающее в результате рассогласования, но и изменение режима работы самого генератора от переменной величины сопротивления нагрузки. При этом можно рассмотреть два основных случая.

Первый случай — генератор работает в недонапряженном режиме, при котором амплитуда первой гармоники коллекторного тока  $I_{K1}$  сравнительно слабо зависит от величины нагрузки и поэтому для амплитуды тока на входе электрической цепи (рис. 3-1) можно принять  $I_1 = \text{const}$ . Найдя функцию  $u_2/i_1 = \Psi_1(f)$  (где  $u_2$  — напряжение на нагрузке, см. рис. 3-1), можно определить изменение мощности в нагрузке  $P_H = \Phi(f)$ . Путем совместного решения уравнений (3-1) и (3-2) получим в данном случае:

$$\frac{u_2}{i_1} = \frac{\dot{y}_{21}}{\dot{y}_{12} \dot{y}_{21} - \dot{y}_{11} \dot{y}_{22} - \dot{y}_H \dot{y}_{11}}. \quad (3-9)$$

Второй случай соответствует перенапряженному режиму работы генератора. Известно, что при этом режиме можно считать постоянной амплитуду напряжения на выходе электронного прибора, т. е.  $U_1 = \text{const}$ . Для этого случая имеем из уравнений (3-1) и (3-2):

$$\frac{u_2}{u_1} = - \frac{\dot{y}_{21}}{\dot{y}_{22} + \dot{y}_H}. \quad (3-10)$$

Решение вопроса о напряженности режима работы генератора будем принимать по величине модуля входного сопротивления  $|Z_{вх}|$  четырехполюсника как согласующего устройства (точки 1—2 на схеме рис. 3-1). При  $|Z_{вх}| < R_{кр}$  (где  $R_{кр}$  — сопротивление, соответствующее критическому режиму) генератор работает в недонапряженном режиме и здесь следует воспользоваться зависимостью (3-9). При  $|Z_{вх}| > R_{кр}$  генератор работает в перенапряженном режиме, что соответствует выражению (3-10). Модуль входного сопротивления  $|Z_{вх}|$  четырехполюсника определяется из уравнения (3-3).

Строго говоря, при комплексном характере нагрузки определение напряженности режима работы генератора является более сложной задачей. Однако в первом приближении приведенные неравенства указывают на характер напряженности режима.

Поскольку критический и граничный режимы работы в транзисторном генераторе достаточно близко совпадают, то вместо  $R_{кр}$  можно подставлять значение  $R_{гр}$  (см. § 2-7).

Итак, можно наметить следующий порядок решения поставленной задачи. Сначала определяется функция  $|Z_{вх}| = \Psi_3(f)$ . При  $|Z_{вх}| < R_{кр}$  используется зависимость  $u_2/i_1 = \Psi_1(f)$ , при  $|Z_{вх}| > R_{кр}$  — зависимость  $u_2/u_1 = \Psi_2(f)$ .

**Анализ и вывод расчетных формул для генератора с симметричным П-фильтром.** С учетом рассмотренных выше общих замечаний и соотношений проведем анализ работы генератора в случае применения в нем симметричного П-фильтра. Это соответствует условию  $X_1 = X_2$  для схемы, приведенной в табл. 3-1 п. II, а, или условию  $a_1 = a_2$  в схеме рис. 3-2. Учитывая отмеченные выше условия, запишем вполне очевидные выражения для проводимостей:

$$y_{11} = \dot{y}_{22} = j(a_3 - a_2); \quad (3-11)$$

$$\dot{y}_{12} = \dot{y}_{21} = ja_2. \quad (3-12)$$

Считаем, как и прежде, нагрузку величиной активной, т. е.  $\dot{y}_н = g_н$ . Подставив (3-11) и (3-12) в (3-9), получим:

$$\frac{\dot{u}_2}{i_1} = \frac{ja_2}{a_3(a_3 - 2a_2) - jg_н(a_3 - a_2)}. \quad (3-13)$$

Из (3-13) имеем для амплитуды напряжения:

$$U_2 = \frac{a_2}{\sqrt{g_н^2(a_3 - a_2)^2 + a_3^2(a_3 - 2a_2)^2}} I_1. \quad (3-14)$$

Обозначим значения  $a_3$  и  $a_2$  для частоты  $f_1$ , на которой осуществляется идеальное согласование, соответственно через  $a'_3$  и  $a'_2$ . В соответствии с табл. 3-1 п. II, а с учетом принятого условия  $X_1 = X_2$  имеет  $X_1 = X_2 = X_L$  или  $a'_3 = a'_2$ . Введем следующие обозначения:

$$a_2 = \frac{1}{\omega L} = \frac{\omega_1}{\omega} \frac{1}{\omega_1 L} = \frac{a'_2}{\xi_p}; \quad (3-15)$$

$$a_3 = \omega \frac{C}{2} = \frac{\omega}{\omega_1} \frac{\omega_1 C}{2} = a'_3 \xi_p; \quad (3-16)$$

$$a_3 - a_2 = a'_3 \frac{\xi_p^2 - 1}{\xi_p}; \quad (3-17)$$

$$\frac{a_3 - a_2}{g_н} = K_T \frac{\xi_p^2 - 1}{\xi_p}; \quad (3-18)$$



$$a_3 - 2a_2 = a'_3 \frac{\xi_p^2 - 2}{\xi_p}, \quad (3-19)$$

где

$$\xi_p = \omega/\omega_1 — \text{относительная расстройка по частоте}; \quad (3-20)$$

$$K_T = a'_3/g_H — \text{постоянный коэффициент}. \quad (3-21)$$

На средней частоте  $f_1$  (или при  $\xi_p = 1$ ) из (3-14) имеем:

$$\frac{U_{20}}{I_1} = \frac{1}{a'_3} = \frac{1}{g_H K_T}. \quad (3-22)$$

С учетом (3-15) — (3-22) получим из (3-14) при  $I_1 = \text{const}$ :

$$\frac{U_2}{U_{20}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{(\xi_p^2 - 1)}{K_T^2} + \xi_p^2 (\xi_p^2 - 2)^2}}. \quad (3-23)$$

Графики функции (3-23) при нескольких значениях  $K_T^2$  построены на рис. 3-5, а.

Рассмотрим второй случай, соответствующий условию  $U_1 = \text{const}$ . Подставив (3-11) и (3-12) в (3-10), получим:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{-ja_2}{j(a_3 - a_2) + g_H} \quad (3-24)$$

или для амплитуды напряжения  $u_2$ :

$$U_2 = \frac{a_2 U_1}{g_H \sqrt{1 + \left(\frac{a_3 - a_2}{g_H}\right)^2}}. \quad (3-25)$$

На средней частоте  $f_1$  (или при  $\xi_p = 1$ ) из (3-25) имеем:

$$U_{20}/U_1 = K_T. \quad (3-26)$$

С учетом (3-15) + (3-21) и (3-26) получим из (3-25) при  $U_1 = \text{const}$ :

$$\frac{U_2}{U_{20}} = \frac{1}{\sqrt{\xi_p^2 + K_T^2 (\xi_p^2 - 1)^2}}. \quad (3-27)$$

Графики функции (3-27) при нескольких значениях  $K_T^2$  построены на рис. 3-5, б.

Для определения напряженности режима работы генератора найдем зависимость изменения входного со-

противления П-фильтра в диапазоне частот. Подставив в (3-3) выражения (3-11) и (3-12), получим для входной проводимости:

$$y_{вх} = \frac{a_2^2 g_H}{(a_3 - a_2)^2 + g_H^2} + j \left[ a_3 + \frac{a_2 (a_2 a_3 - a_3^2 - g_H^2)}{(a_3 - a_2)^2 + g_H^2} \right]. \quad (3-28)$$

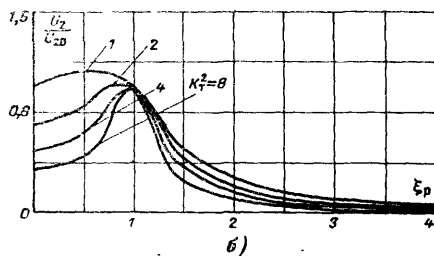
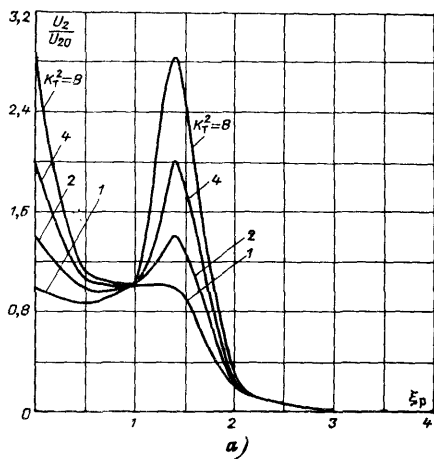


Рис. 3-5. Амплитудно-частотные характеристики П-фильтра.  
а — при  $I_1 = \text{const}$ ; б — при  $U_1 = \text{const}$ .

На средней частоте  $f_1$  ( $a_3 = a_2$ ) согласно (3-28) входное сопротивление является величиной активной и равной

$$R_{вх} = \frac{g_H}{(a'_2)^2} = \frac{1}{a'_2 K_T} = \frac{W_1^2}{R_H}, \quad (3-29)$$

где  $R_n = 1/g_n$  — сопротивление нагрузки;  $W_1 = \frac{1}{a'_1} = \frac{1}{a'_2} = \sqrt{2 \frac{L}{C}}$  — волновое сопротивление фильтра на частоте  $f_1$ .

Из (3-29) имеем:

$$K_T = \frac{W_1}{R_{BX1}} = \frac{R_n}{W_1} = \sqrt{\frac{R_n}{R_{BX1}}}.$$

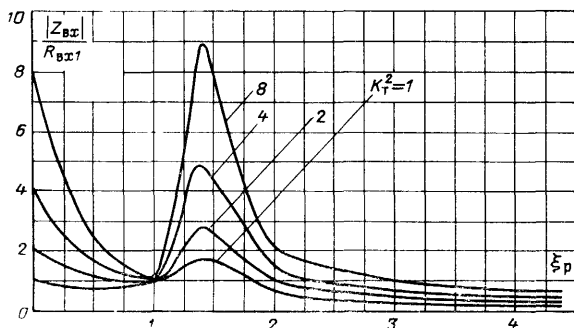


Рис. 3-6. Графики модуля входного сопротивления П-фильтра.

С учетом (3-15) — (3-21) и (3-29) получим из (3-28) для модуля входного сопротивления:

$$\frac{|Z_{BX}|}{R_{BX1}} = \sqrt{\frac{\xi_p^2 + K_T^2 (\xi_p - 1)^2}{\xi_p^2 (\xi_p^2 - 2)^2 + \frac{1}{K_T^2} (\xi_p^2 - 1)^2}}. \quad (3-30)$$

Графики функции (3-30) при нескольких значениях  $K_T^2$  построены на рис. 3-6.

Из (3-28) можно получить также выражения для активной и реактивной составляющих входного сопротивления.

Для активной составляющей сопротивления при параллельной схеме замещения имеем:

$$\frac{R_{BX}}{R_{BX1}} = \xi_p^2 + K_T^2 (\xi_p^2 - 1)^2. \quad (3-31)$$

Для реактивной составляющей входной проводимости получим:

$$b_{BX} W_1 = \xi_p \left[ 1 + K_T^2 \frac{1 - \frac{1}{K_T^2} - \xi_p^2}{\xi_p^2 + K_T^2 (\xi_p^2 - 1)^2} \right]. \quad (3-32)$$

Функцию (3-32) можно преобразовать к виду

$$b_{\text{вх}} W_1 = \frac{\xi_p (\xi_p^2 - 1) (\xi_p^2 - X_2^2)}{\xi_p^2 + K_T^2 (\xi_p^2 - 1)^2}, \quad (3-33)$$

где

$$X_2^2 = \frac{1}{2} \left( 3 - \frac{1}{K_T^2} \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left( 3 - \frac{1}{K_T^2} \right)^2 - \left( 2 - \frac{1}{K_T^2} \right)}.$$

Графики функций (3-31), (3-32) и (3-33) при различных значениях  $K_T^2$  построены на рис. 3-7.

Определение мощности в нагрузке с помощью построенных графиков производится следующим образом. На графике  $|Z_{\text{вх}}|/R_{\text{вх1}} = \Psi_3(\xi_p)$  проводится прямая линия на уровне, соответствующем значению  $R_{\text{кр}}/R_{\text{вх1}}$  ( $R_{\text{кр}}$  — сопротивление нагрузки, соответствующее критическому режиму работы генератора). Для всех значений  $|Z_{\text{вх}}|$ , лежащих ниже этой линии, режим работы генератора будет недонапряженным и, следовательно, здесь для определения мощности в нагрузке следует пользоваться графиками  $U_2 = \Psi_1(\xi_p)$  при  $I_1 = \text{const}$  (рис. 3-5,а). Для всех значений  $|Z_{\text{вх}}|$ , лежащих выше проведенной линии, режим работы генератора будет перенапряженным и в этом случае для определения мощности в нагрузке следует воспользоваться графиками  $U_2 = \Psi_2(\xi_p)$  при  $U_1 = \text{const}$  (рис. 3-5,б). В обоих случаях мощность в нагрузке рассчитывается по формуле

$$\frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{н1}}} = \left( \frac{U_2}{U_{20}} \right)^2,$$

где  $P_{\text{н1}}$  — мощность генератора на средней частоте  $f_1$ .

Пусть, например, при частоте  $f_1$  (или  $\xi_p = 1$ ) генератор работает в критическом режиме, т. е.  $R_{\text{вх1}} = R_{\text{кр}}$  и  $P_{\text{н1}} = P_{\text{кр}}$ . Определив мощность в нагрузке в соответствии с описанным выше правилом, построим графики зависимости  $P_{\text{н}}/P_{\text{н1}} = \Psi_4(\xi_p)$  при нескольких значениях  $K_T^2$  (рис. 3-8). Параметры П-фильтра определяются на частоте  $f_1$  с помощью формул табл. 3-1 п. II,а.

Из рассмотрения полученных формул и графиков можно сделать следующие основные выводы.

Чем больше значение коэффициента  $K_T = \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх1}}}}$ , тем

более узкополосной является электрическая цепь согласования генератора с нагрузкой типа П-фильтра. Наилучшие результаты по широкополосности получаются при  $K_T=1$ , т. е. при входном сопротивлении  $R_{вх1}$ , равном  $R_H$  — сопротивлению нагрузки.

При заданном значении  $K_T$  полоса пропускания определяется установленным минимальным отношением  $P_H/P_{H1}$ . Обычно полоса пропускания выбирается внутри области, ограниченной значениями  $0,7 < \xi_p < 1,2$  (см. рис. 3-8).

С помощью графиков на рис. 3-5 и 3-8 нетрудно определить также подавление побочных составляющих, например гармоник сигнала, вне рабочего диапазона частот.

### 3-4. Широкополосные усилители с применением высокочастотных трансформаторов

**Введение.** Вторым после П-фильтра типом согласующего устройства с нагрузкой в широкополосных генераторах, как указывалось ранее (см. § 3-3), является высокочастотный трансформатор. С повышением частоты к. п. д. трансформатора падает, и поэтому последний, как

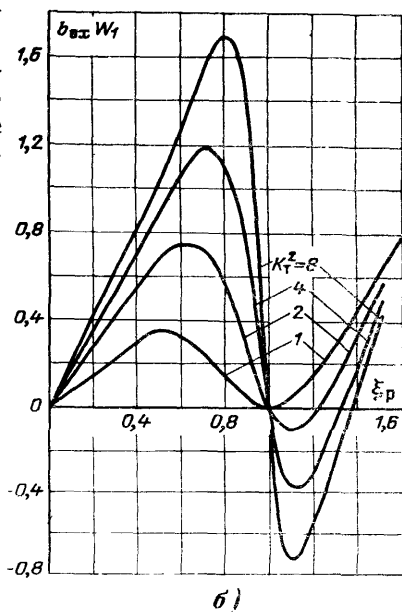
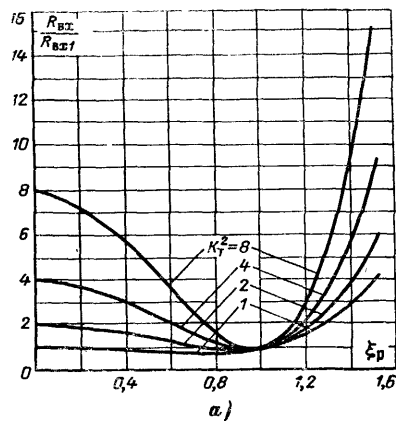


Рис. 3-7. Графики входного сопротивления П-фильтра.

а — активной составляющей; б — реактивной.

согласующее устройство, наибольшее применение получил в коротковолновом (КВ) диапазоне волн.

С применением специальных типов трансформаторов в КВ диапазоне можно построить широкополосные

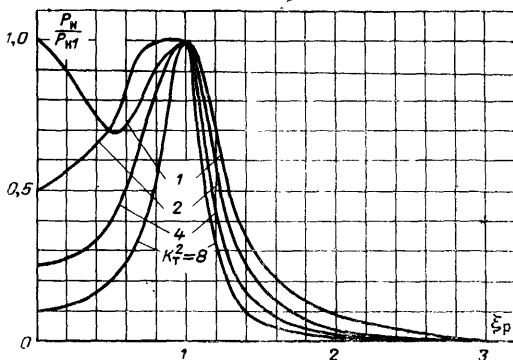


Рис. 3-8. Графики мощности в нагрузке на выходе П-фильтра.

транзисторные усилители мощности с полосой пропускания от 1—2 до 20—30 Мгц. Одна из возможных электрических схем такого усилителя приведена на рис. 3-9.

Возможны два основных вида нагрузки для трансформатора при его использовании в транзисторном усилителе КВ диапазона: активная и комплексная с емкостной составляющей. Первый вид нагрузки относится к выходному каскаду, второй — к промежуточным усилителям.

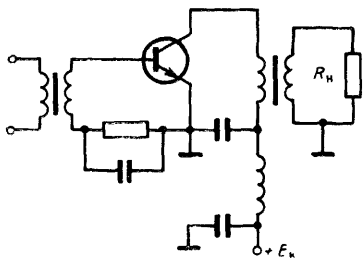


Рис. 3-9. Схема транзисторного усилителя мощности с трансформатором.

**Промежуточный каскад с трансформатором в роли межкаскадного согласующего устройства.** С известными допущениями эквивалентная схема

высокочастотного трансформатора идентична схеме низкочастотного трансформатора, приведенной, например, в [Л. 3-12]. С учетом последней общая эквивалент-

ная схема транзисторного генератора, выполняющего функцию промежуточного каскада передатчика, примет вид, изображенный на рис. 3-10,а. Сначала остановимся на обозначениях, принятых в этой схеме.

Для транзистора, входящего в состав генератора:

$i_{к.г}$  — величина тока эквивалентного генератора;  
 $Y_{22} = j\omega C_{к.б}$  — выходная проводимость (см. рис. 2-9).

Активной составляющей проводимости  $g_{22}$  можно пренебречь, поскольку рассматриваемая схема используется в основном в КВ диапазоне.

Для трансформатора, входящего в состав генератора:

$r_1$  — активное сопротивление первичной обмотки;  $r'_2$  — активное сопротивление вторичной обмотки ( $r_2$ ), приведенное к первичной;  $r_c$  — сопротивление потерь в сердечнике;  $L_1$  — индуктивность первичной обмотки;  $L'_{s1}$  — индуктивность рассеивания вторичной обмотки ( $L_{s2}$ ), приведенная к первичной;  $C'_{тр}$  — собственная емкость трансформатора  $C_{тр}$ , приведенная к первичной обмотке;  $n = \omega_2/\omega_1$  — коэффициент трансформации;  $\omega_1$  и  $\omega_2$  — число витков первичной и вторичной обмоток, соответственно.

Согласно [Л. 3-12] для трансформатора справедливы следующие соотношения:

$$r'_2 = \frac{r_2}{n^2}; L'_{s2} = \frac{L_{s2}}{n^2}; C'_{тр} = C_{тр} n^2.$$

Нагрузкой трансформатора является входная цепь транзистора последующего каскада, состоящая из сопротивления  $r_6$  и емкости  $C_{з.о}$  (рис. 2-6). Индуктивностями выводов транзистора и сопротивлением  $r_{ст}$  можно пренебречь, поскольку схема с трансформатором исполь-

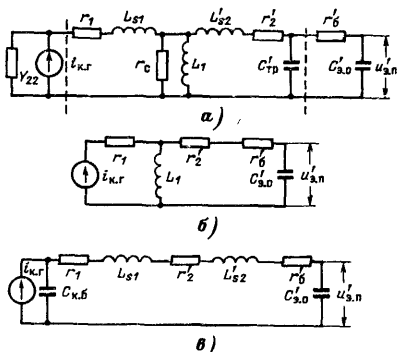


Рис. 3-10. Эквивалентная схема промежуточного транзисторно-трансформаторного усилителя.

а — полная схема; б — схема в области нижних частот; в — схема в области высоких частот.

зуется в основном в КВ диапазоне. С учетом сделанных замечаний запишем для нагрузки:

$r'_6$  — сопротивление базы транзистора ( $r_6$ ), пересчитанное в первичную цепь;  $C'_{э.о}$  — емкость эмиттерного перехода транзистора в открытом состоянии в схеме с общим эмиттером  $C_{э.о}$ , пересчитанная в первичную цепь;  $U'_{э.п}$  — амплитуда напряжения на эмиттерном переходе  $U_{э.п}$ , приведенная к первичной обмотке.

Для эквивалентных параметров нагрузки имеем:

$$r'_6 = \frac{r_6}{n^2}; C'_{э.о} = C_{э.о} n^2; U'_{э.п} = \frac{U_{э.п}}{n}.$$

При анализе усилителей с трансформаторами принято рассматривать эквивалентную схему для области нижних и высших частот. Так же поступим и при анализе транзисторного генератора с трансформатором. В области нижних частот можно пренебречь индуктивностями  $L_{s1}$  и  $L'_{s2}$  и емкостью  $C_{к.б}$ , в области высших — индуктивностью  $L_1$ . В обоих случаях пренебрежем величинами  $r_c$  и  $C'_{тр}$  вследствие их относительной малости.

С учетом сказанного эквивалентные схемы генератора в области нижних и высших частот примут вид, представленный на рис. 3-10, б и в.

Специфической особенностью анализа работы рассматриваемого типа генератора является определение напряжения на переходе  $u_{э.п}$  транзистора последующего каскада в диапазоне частот с учетом всех реактивных элементов схемы (обычно определяется напряжение на выходе усилителя). Будем считать, что генератор работает в недонапряженном режиме и, следовательно,  $I_{к.г1} = \text{const}$ .

Определим сначала зависимость  $U_{э.п}/I_{к.г1} = \Phi_1(f)$  для области нижних частот, т. е. для случая эквивалентной схемы рис. 3-10, б. После необходимых вычислений получим:

$$u'_{э.п} = \frac{\frac{L_1}{C'_{э.о}}}{r_{\pi} + j\omega L_1 \left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega^2}\right)} i_{к.г1}, \quad (3-34)$$

где  $r_{\pi} = r'_s + r'_6$  — активное сопротивление;  $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C'_{э.о}}$  — первая резонансная частота.



Для амплитуды напряжения на переходе с учетом (3-34) имеем:

$$U_{э.п} = \frac{n \rho_1}{\sqrt{\frac{1}{Q_1^2} + \frac{(\alpha_1^2 - 1)^2}{\alpha_1^2}}} I_{к.г1}, \quad (3-35)$$

где  $n = \omega_2 / \omega_1$  — коэффициент трансформации;  $\rho_1 = \sqrt{L_1 / C'_{э.о}}$  — волновое сопротивление;  $Q_1 = \rho_1 / r_{п1}$  — добротность;  $\alpha_1 = \omega / \omega_1$  — относительное изменение частоты.

Для области высших частот, т. е. в случае эквивалентной схемы рис. 3-10, в, имеем:

$$\dot{u}'_{э.п} = \frac{\frac{1}{j\omega C'_{э.о}}}{1 + \frac{C_{к.б}}{C'_{э.о}} - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2 + j\omega C_{к.б} r_0} i_{к.г1}, \quad (3-36)$$

где  $\omega_2 = 1 / \sqrt{L_s C_{к.б}}$  — вторая резонансная частота;  $L_s = L_{с1} + L'_{с2}$  — индуктивность рассеивания;  $r_0 = r_1 + r'_2 + r'_6$  — активное сопротивление.

Используя (3-36) для амплитуды напряжения на переходе, получим:

$$U_{э.п} = \frac{n \rho_1}{\alpha_1 \sqrt{\left(1 + \frac{C_{к.б}}{C'_{э.о}} - \frac{\alpha_1^2}{k^2}\right)^2 + \frac{\alpha_1^2}{k^2 Q_2^2}}} I_{к.г1}, \quad (3-37)$$

где

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\alpha_1}{\alpha_2} = \sqrt{\frac{L_1 C'_{э.о}}{L_s C_{к.б}}} \quad (3-38)$$

— отношение резонансных частот;

$Q_2 = \rho_2 / r_0$  — добротность;  $\rho_2 = \sqrt{L_s / C_{к.б}}$  — волновое сопротивление.

Формулой (3-37) (в области высших частот) следует пользоваться при  $\alpha_1 > k/3$ ; формулой (3-35) (в области нижних частот) — при  $\alpha_1 < k/3$ , имея при этом  $k > 9$ . Последнее неравенство, как следует из выражения (3-38), обычно выполняется (величина  $L_s$  составляет несколько процентов от  $L_1$ , а  $C'_{э.о} > C_{к.б}$ ). Область частот, определяемую неравенством  $3 < \alpha_1 < k/3$ , назовем средней. С помощью (3-35) и (3-37) можно показать, что для

этой области частот при  $Q_1 \gg 1$  и  $Q_2 \gg 1$  справедливо следующее соотношение:

$$\frac{U_{э.п}}{I_{к.г1}} = \frac{n}{\omega C'_{э.о}} = \frac{1}{n\omega C_{э.о}}.$$

На основании формул (3-35) и (3-37) можно построить нормированные амплитудно-частотные характеристики транзисторного усилителя с трансформатором.

Такие графики для случая  $C_{к.б}/C'_{э.о} \ll 1$ ;  $Q_1 = Q_2$  и  $k=9$  построены на рис. 3-11. С их помощью можно выбрать такие параметры трансформатора, которые обеспечат возможно меньшее изменение амплитуды напряжения на переходе  $U_{э.п}$  в заданном диапазоне частот.

Определим сопротивление нагрузки для генератора со стороны первичной обмотки трансформатора. Из рассмотрения схем, представленных на рис.

Рис. 3-11. Нормированные амплитудно-частотные характеристики для промежуточного усилителя с трансформатором при  $Q_1 = Q_2$  и  $k=9$ .

3-10, с учетом принятых выше обозначений получим:

$$Z_1 = r_1 - \frac{\alpha_1^2 \left( 1 + j \frac{\alpha_1}{Q_1} \right)}{1 - \alpha_1^2 + j \frac{\alpha_1^4}{Q_1}}; \quad (3-39)$$

для области высших частот

$$Z_1 = r_0 + j \frac{p_1}{\alpha_1} \left( \frac{C'_{э.о}}{C_{к.б}} \frac{\alpha_1^2}{k^2} - 1 \right). \quad (3-40)$$

С помощью (3-39) и (3-40) можно определить модуль сопротивления нагрузки  $|Z_1|$  и в зависимости от соот-

ношения между  $|Z_1|$  и  $R_{\text{кр}}$  решить вопрос о напряженности режима работы генератора.

**Выходной каскад с трансформатором при работе на активную нагрузку.** Рассмотрим теперь случай использования трансформатора в выходном каскаде передатчика при активном сопротивлении нагрузки. Эквивалентные схемы генератора в области нижних и высших частот примут в этом случае вид, показанный соответственно на рис. 3-12, *а* и *б*.

По аналогии с предыдущим методом анализа получим для амплитуды напряжения на нагрузке в области нижних частот:

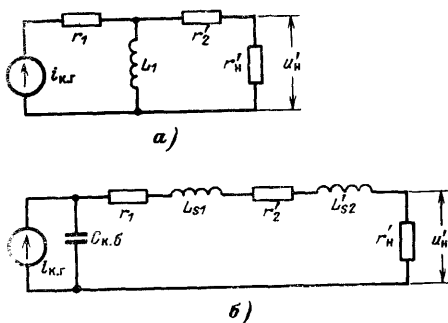


Рис. 3-12. Эквивалентные схемы выходного транзисторно-трансформаторного генератора.

*а* — в области нижних частот; *б* — в области высших частот.

$$U_{\text{н}} = \frac{nr'_{\text{н}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{Q_1\alpha_2}\right)^2}} I_{\text{к.н1}}, \quad (3-41)$$

где  $r'_{\text{н}} = R_{\text{н}}/n^2$  — сопротивление нагрузки, пересчитанное в первичную цепь;  $Q_1 = \omega_2 L_1 / r'_{\text{н}}$  — добротность;  $r'_{\text{н}} = r'_2 + r'_{\text{н}}$  — активное сопротивление;  $\omega_2 = 1/\sqrt{L_{\text{с}} C_{\text{к.б}}}$  — резонансная частота;  $\alpha_2 = \omega/\omega_2$  — относительная расстройка.

Для области высших частот имеем:

$$U_{\text{н}} = \frac{nr'_{\text{н}}}{\sqrt{(1 - \alpha_2^2)^2 + \frac{\alpha_2^2}{Q_2^2}}} I_{\text{к.н1}}, \quad (3-42)$$

где  $Q_2 = 1/\omega_2 C_{\text{к.б}} r'_{\text{н}}$  — добротность;  $r'_{\text{н}} = r_1 + r'_2 + r'_{\text{н}}$  — активное сопротивление.

Заметим, что величина  $Q_1$  обычно на один-два порядка больше  $Q_2$ .

Графики функций (3-41) и (3-42) построены на рис. 3-13. С их помощью можно выбрать параметры схе-

мы для обеспечения требуемой равномерности частотной характеристики.

Сопротивление нагрузки для генератора со стороны первичной обмотки трансформатора в области нижних частот (см. рис. 3-12, а) равно:

$$Z_1 = r_1 + \frac{r'_n}{1 - j \frac{1}{Q_1 \alpha_2}}. \quad (3-43)$$

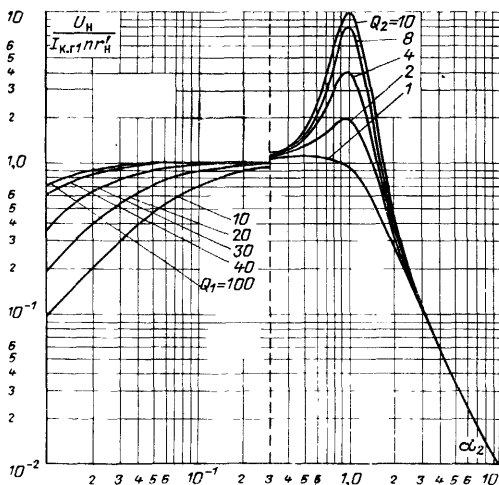


Рис. 3-13. Нормированные амплитудно-частотные характеристики для выходного усилителя с трансформатором.

Для области высших частот (см. рис. 3-12, б) имеем:

$$Z_1 = r'_k (1 + j Q_2 \alpha_2). \quad (3-44)$$

Основной недостаток трансформаторных широкополосных усилителей мощности состоит в относительно большом уровне гармоник на выходе устройства. Для их уменьшения следует в предварительных каскадах выбирать режим работы в классе А, а в выходном — применять двухтактную схему. Последняя при хорошей симметрии плеч каскада позволяет получить удовлетворительное подавление четных гармонических составляющих. Расчет электрического режима работы трансформа-

торного усилителя мощности производится в соответствии с общей методикой расчета транзисторных генераторов. Расчет частотной характеристики усилителя, отражающий его широкополосные свойства, производится с помощью полученных формул или по нормированным графикам (рис. 3-11 и 3-13).

**О конструкции широкополосных высокочастотных трансформаторов.** В заключение рассмотрим некоторые вопросы конструктивного выполнения широкополосных трансформаторов. Для получения

равномерной частотной характеристики в широкой полосе частот трансформатор должен иметь небольшую величину собственной емкости и индуктивности рассеивания при достаточной величине индуктивности первичной обмотки. Выполнение данных требований во многом оказывается противоречивым. В связи с этим были разработаны специальные конструкции высокочастотных трансформаторов, в которых указанное противоречие в значительной степени сглажено. Общим для различных конструкций таких трансформаторов является применение тороидального ферритового сердечника и замкнутого корпуса (объемного витка), увеличивающего коэффициент связи между обмотками и снижающего индуктивность рассеивания.

В диапазоне частот до 20—30 Мгц используется трансформатор, эскиз которого показан на рис. 3-14. В трансформаторе вторичная ленточная обмотка размещается поверх первичной через изолирующую прокладку толщиной до 1 мм, что уменьшает емкость между обмотками. Все устройство помещается в замкнутый экран [Л. 9, 10].

Другая конструкция, называемая коаксиальной [Л. 3-3], изображена на рис. 3-15,а. Улучшенный вариант этого трансформатора (см. [Л. 3-3, 3-4]) изображен на рис. 3-15,б. В обеих конструкциях между обмотками рас-

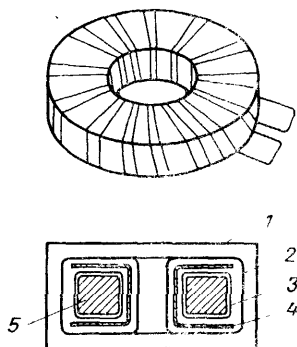


Рис. 3-14. Эскиз тороидального трансформатора для частот до 20—30 Мгц.

1 — экран; 2 — вторичная обмотка; 3 — первичная обмотка; 4 — межобмоточная изоляция; 5 — ферритовый сердечник.

полагается электростатический экран, уменьшающий емкость и, следовательно, расширяющий полосу пропускания. Отметим, что у всех типов трансформаторов с увеличением коэффициента трансформации частотные свойства ухудшаются. При  $n$  равном 1 или 2 можно воспользоваться трансформатором распределенного типа (эскиз которого показан на рис. 3-16, а), отличающимся большой широкополосностью [Л. 3-5, 3-6]. В трансформаторе применяется бифилярная обмотка, в результате чего в области высоких частот он работает как система из двух связанных линий

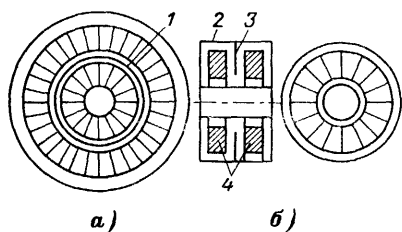


Рис. 3-15. Трансформаторы коаксиального типа.

1 — экран; 2 — кожух; 3 — электростатический экран; 4 — катушки.

передачи. Длина намотки выбирается из соотношения  $l = \lambda_{\phi}/4$  (где  $\lambda_{\phi}$  — нижняя длина волны с учетом укорочения ее в феррите). При намотке, состоящей из трех проводов, коэффициент трансформации  $n$  равен 3 или  $3/2$ . Эквивалентные схемы трансформаторов распределенного типа представлены на рис. 3-16, б, в.

### 3-5. Типовые схемы транзисторных генераторов

После ознакомления со схемами электрических цепей, используемых в транзисторных генераторах (табл. 3-1), фильтрами для генераторов-усилителей (рис. 3-4) и высокочастотными трансформаторами (рис. 3-9) покажем на конкретных примерах, как с их использованием строится полная схема транзисторного генераторного каскада. Первая типовая схема, применяемая в КВ и УКВ диапазонах, приведена на рис. 3-17, а. Выбор рабочей точки в транзисторе осуществляется путем подачи на базу напряжения смещения  $E_6$ . Обычно величина  $|E_6|$  устанавливается несколько большей  $|E'_6|$  (см. рис. 1-7, б и приложение) и с таким расчетом, чтобы ток покоя в 3—5 раз превышал значение  $I_{к.н}$  или  $I_{к0}$ .

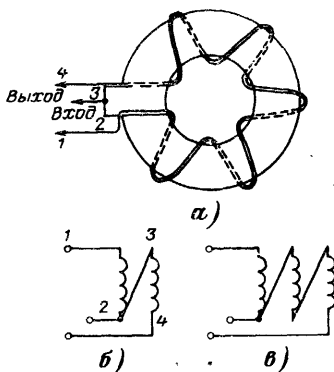


Рис. 3-16. Трансформатор распределенного типа.

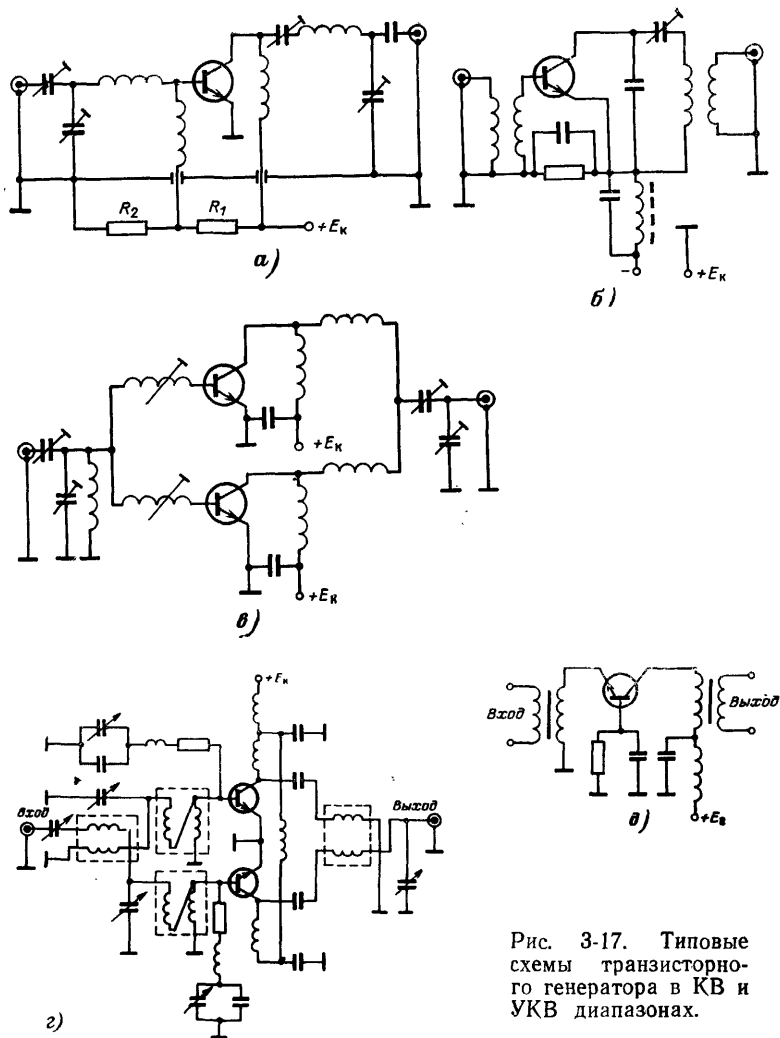


Рис. 3-17. Типовые схемы транзисторного генератора в КВ и УКВ диапазонах.

При работе генератора-усилителя в широком интервале температур в качестве  $R_2$  обычно используется терморезистор, зашунтированный простым резистором. При пониженной температуре характеристика  $i_k \Psi(u_0)$  (рис. 1-7,б) кремниевого транзистора смещается вправо и для термостабилизации режима работы генераторного каскада необходимо, чтобы величина сопротивления  $R_2$  увеличивалась. Зная величину смещения характеристик от температуры, нетрудно вычислить требуемую величину изменения сопротивления  $R_2$ . При работе транзистора в режиме максимальной выходной мощ-

ности смещение на базу можно не подавать, поскольку при этом величина амплитуды входного сигнала  $U_{б.эм}$  существенно больше значения  $E'_б$ .

В отдельных случаях для стабилизации режима в эмиттерной цепи транзистора включается сопротивление величиной 0,2—2 ом, зашунтированное емкостью. При проектировании схемы следует правильно выбрать величины дросселей и блокировочных конденсаторов, существенным образом влияющих на устойчивость генератора.

Выбор схемы генератора определяется во многом устройством транзистора. Если у последнего все электроды изолированы от корпуса или с ним соединен эмиттер, то применяются схемы типа рис. 3-17,а, в. Если с корпусом транзистора соединяется вывод коллектора, то рекомендуется использовать схему, приведенную на рис. 3-17,б. В обоих случаях осуществляется непосредственный контакт корпуса транзистора с общим шасси каскада или устройства, что существенно облегчает тепловой режим работы полупроводникового прибора (см. § 9-3). При использовании в одном каскаде двух транзисторов рекомендуется применение схемы, показанной на рис. 3-17,в. Эта же схема может быть развита и на случай применения большего числа транзисторов [Л. 3-7, 3-13]. Схемы транзисторного генератора с применением широкополосных трансформаторов распределенного типа показаны на рис. 3-17,г [Л. 3-14]. Все рассмотренные типы усилителей относятся к схемам с общим эмиттером. В более редких случаях применяется схема генератора с общей базой, имеющая меньший коэффициент усиления по мощности. Преимущество схемы — лучшая равномерность амплитудно-частотной характеристики — позволяет применять ее в широкополосных генераторах. Одна из таких схем с использованием трансформаторов приведена на рис. 3-17,д.

## Глава четвертая

### ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА

#### 4-1. Волновая матрица рассеяния четырехполюсника

В основу проведенного в гл. 2 анализа работы транзисторного генератора были положены  $Y$ -параметры четырехполюсника. Однако на СВЧ, начиная с частоты 200—300 Мгц, определение  $Y$ -параметров транзистора становится весьма сложным. Одно из возникающих при этом затруднений связано, например, с тем, что из-за индуктивностей выводов электродов транзистора не удастся создать «чистого» режима короткого замыкания.

Более правильным при определении свойств транзистора в СВЧ диапазоне является введение такой системы параметров, которые можно измерить в режимах, близких к оптимальному согласованию активного четырехполюсника с нагрузкой.

Данному требованию отвечает аппарат волновых матриц, широко применяемый в СВЧ диапазоне при анализе линейных пассивных четырехполюсников [Л. 4-1].



В отличие от  $Y$ -параметров, связанных с токами и напряжениями на входных зажимах четырехполюсника, параметры волновой матрицы относятся к напряжениям и токам падающей и отраженной волн. Последние в диапазоне СВЧ сравнительно просто определяются с помощью специальных датчиков. Волновые матрицы можно использовать при анализе как пассивных, так и активных линейных электрических цепей. В частности, с применением волновых матриц можно исследовать работу транзисторного генератора СВЧ в режиме «малого» сигнала [Л. 4-2, 4-3].

Приведем некоторые соотношения для цепей с распределенными параметрами, которые потребуются при дальнейшем анализе. На

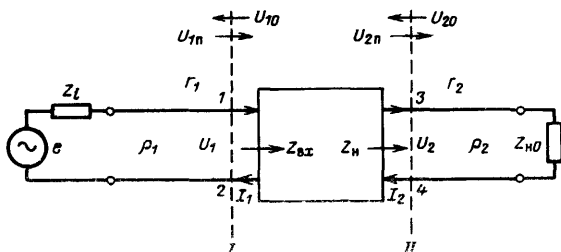


Рис. 4-1. Четырехполюсник с подключенными к нему длинными линиями.

рис. 4-1 изображен четырехполюсник с подключенными к нему длинными линиями без потерь, волновые сопротивления которых соответственно равны  $\rho_1$  и  $\rho_2$ . При дальнейшем рассмотрении примем  $\rho_1 = \rho_2 = \rho$ . На рис. 4-1 введены следующие обозначения:

$U_{1п}$ ;  $U_{2п}$  — амплитуды падающих волн напряжений, действующих соответственно на входе и выходе четырехполюсника;  $U_{10}$ ;  $U_{20}$  — амплитуды отраженных волн напряжений, действующих соответственно на входе и выходе четырехполюсника;  $Z_{вх}$  — входное сопротивление четырехполюсника, измеренное в точках 1—2;  $Z_{н0}$  — сопротивление нагрузки.

Напряжения и токи на входе и выходе четырехполюсника равны:

$$U_1 = U_{1п} + U_{10}; \quad U_2 = U_{2п} + U_{20};$$

$$I_1 = \frac{1}{\rho} (U_{1п} - U_{10}); \quad I_2 = \frac{1}{\rho} (U_{2п} - U_{20}).$$

Из этих уравнений легко получить выражения для входного сопротивления четырехполюсника  $Z_{вх}$  (сопротивления, измеренного в точках 1—2 схемы) и сопротивления нагрузки  $Z_{н}$ , измеренного в точках 3—4 схемы (см. рис. 4-1). Они имеют вид:

$$Z_{вх} = \frac{U_1}{I_1} = \rho \frac{1 + \Gamma_1}{1 - \Gamma_1}; \quad (4-1)$$

$$Z_{н} = \frac{U_2}{I_2} = \rho \frac{1 + \Gamma_2}{1 - \Gamma_2}, \quad (4-2)$$

где  $\Gamma_1 = U_{10}/U_{1п}$  — коэффициент отражения на входе;  $\Gamma_2 = U_{20}/U_{2п}$  — коэффициент отражения нагрузки.

В общем виде для комплексного сопротивления двухполюсника имеем выражение

$$Z = \rho \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}; \quad (4-3)$$

активная составляющая этого сопротивления будет определяться выражением

$$\operatorname{Re} Z = \rho \frac{1 - |\Gamma|^2}{1 - |\Gamma|^2}. \quad (4-4)$$

Из соотношения (4-3) коэффициент отражения двухполюсника

$$\Gamma = \frac{Z - \rho}{Z + \rho}. \quad (4-5)$$

Волновая матрица устанавливает связь между нормированными значениями напряжений падающих и отраженных волн. Связь между нормированными и ненормированными величинами напряжений и токов в четырехполюснике определяется с помощью следующих соотношений:

$$U_{\text{н}} = \frac{U}{\sqrt{\rho}}; \quad I_{\text{н}} = I \sqrt{\rho}.$$

Известны два вида волновых матриц: рассеяния ( $S$ -параметры) и передачи ( $T$ -параметры). Четыре независимых  $S$  или  $T$ -параметра полностью характеризуют свойства линейного четырехполюсника. При использовании  $S$ -параметров (ниже рассматривается только этот случай) уравнения четырехполюсника для падающих и отраженных волн напряжения (при  $\rho_1 = \rho_2 = \rho$ ) имеют вид:

$$U_{10} = S_{11}U_{1\text{н}} + S_{12}U_{20}; \quad (4-6)$$

$$U_{2\text{н}} = S_{21}U_{1\text{н}} + S_{22}U_{20}, \quad (4-7)$$

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

Определение этих коэффициентов производится по формулам:

$$S_{11} = U_{10}/U_{1\text{н}} \text{ при } U_{20} = 0 \text{ или } Z_{\text{но}} = \rho;$$

$$S_{22} = U_{2\text{н}}/U_{20} \text{ при } U_{1\text{н}} = 0 \text{ или } Z_{\text{л}} = \rho;$$

$$S_{12} = U_{10}/U_{20} \text{ при } U_{1\text{н}} = 0 \text{ или } Z_{\text{л}} = \rho;$$

$$S_{21} = U_{2\text{н}}/U_{1\text{н}} \text{ при } U_{20} = 0 \text{ или } Z_{\text{но}} = \rho.$$

$S$ -параметры четырехполюсника в соответствии с уравнениями (4-6) и (4-7) образуют волновую матрицу рассеяния:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}. \quad (4-8)$$

Определим коэффициент отражения при связи длинной линии с нагрузкой (рис. 4-2).

С учетом соотношения (4-5) коэффициенты отражения в сечениях  $a$  и  $b$  линии соответственно равны:

$$\Gamma_0 = \frac{Z_{н0} - \rho}{Z_{н0} + \rho}; \quad \Gamma = \frac{Z_n - \rho}{Z_n + \rho}.$$

Коэффициенты отражения, измеренные в различных сечениях линии на расстоянии  $l$ , связаны между собой соотношением

$$\Gamma = \Gamma_0 e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} 2l}, \quad (4-9)$$

откуда получим для модулей  $|\Gamma| = |\Gamma_0|$ .

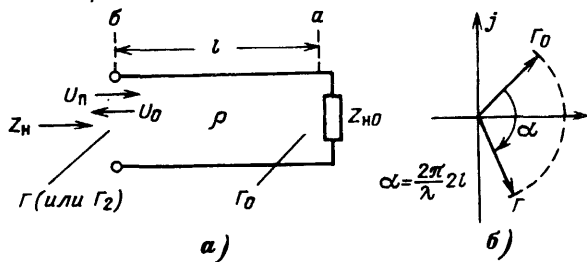


Рис. 4-2. К определению коэффициента отражения.

Мощности падающей и отраженной волн, распространяющихся вдоль линии, и мощность, выделяемая в нагрузке, соответственно равны:

$$P_{\text{пад}} = \frac{|U_n|^2}{\rho}; \quad P_{\text{отр}} = \frac{|U_0|^2}{\rho}; \quad P_n = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}}. \quad (4-10)$$

Эти же величины связаны между собой с помощью модуля коэффициента отражения  $|\Gamma| = |U_0/U_n|$  следующими соотношениями:

$$P_{\text{пад}} = \frac{P_n}{1 - |\Gamma|^2}; \quad P_{\text{отр}} = P_n \frac{|\Gamma|^2}{1 - |\Gamma|^2}; \quad \frac{P_{\text{отр}}}{P_{\text{пад}}} = |\Gamma|^2. \quad (4-11)$$

На основании полученных выражений можно экспериментальным путем определить  $S$ -параметры четырехполюсника с помощью схемы, в которой используются: датчик падающей волны ДПВ и датчик отраженной волны ДОВ (рис. 4-3). Из рассмотрения схемы с учетом соотношения (4-9) имеем:

$$S_{21} = \frac{|U_{2н}|}{|U_{1н}|} e^{j \left[ \varphi_1 - \frac{2\pi}{\lambda} (l_1 + l_2) \right]}; \quad S_{11} = \frac{|U_{10}|}{|U_{1н}|} e^{j \left[ \varphi_2 - \frac{2\pi}{\lambda} (l_1 + l_2) \right]},$$

где  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — измеренный сдвиг по фазе между напряжениями  $U_{1н}$  и  $U_{2н}$ ;  $U_{1н}$  и  $U_{10}$  соответственно.

Для определения параметров четырехполюсника  $\bar{S}_{12}$  и  $\bar{S}_{22}$  следует поменять местами источник возбуждения и согласованную с линией нагрузку и произвести аналогичные измерения. Путем совместного решения уравнений (4-6), (4-7) получим формулу для коэффициента отражения четырехполюсника на входе:

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_2}{1 - S_{22}\Gamma_2}. \quad (4-12)$$

Из (4-12) следует, что коэффициент  $\Gamma_1$  определяется через  $S$ -параметры четырехполюсника и коэффициент отражения нагрузки  $\Gamma_2$ .

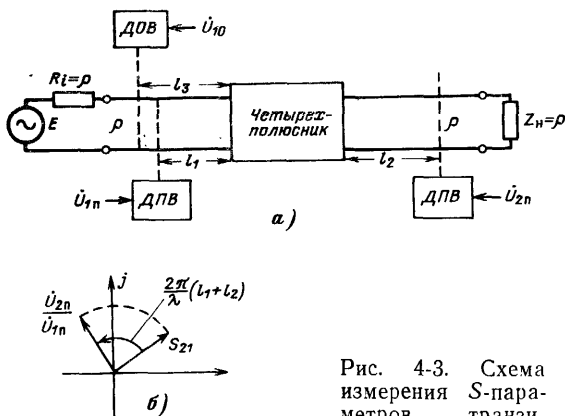


Рис. 4-3. Схема измерения  $S$ -параметров транзистора.

## 4-2. Анализ работы транзисторного генератора с помощью параметров рассеяния

**Вводные замечания.** В данном параграфе настоящей главы исследуется работа транзисторного генератора в режиме «малого» сигнала. В этом случае возможно применение аппарата волновой матрицы, так как усилитель можно считать линейным активным четырехполюсником. Конечная цель проводимого анализа заключается в определении коэффициента усиления генератора по мощности, т. е. величины  $K_p$ ; условий, обеспечивающих устойчивость работы, а также параметров внешних электрических цепей, соответствующих оптимальному согласованию с источником возбуждения и нагрузкой.

**Коэффициент усиления генератора по мощности.** Под величиной  $K_p$  будем понимать отношение мощности в нагрузке  $P_n$  к номинальной мощности источника возбуждения  $P_{г.ном}$ , т. е.

$$K_p = \frac{P_n}{P_{г.ном}} = \frac{P_n}{P_{1пад}} \frac{P_{1пад}}{P_{н.вх}} \frac{P_{н.вх}}{P_{г.ном}} = G_2 G_1 G_3, \quad (4-13)$$

где  $P_{н.вх}$  — мощность, расходуемая на входе генератора.

С целью получения окончательного выражения для  $K_p$  необходимо раскрыть смысл коэффициентов  $G_1$ ,  $G_2$  и  $G_3$ . Определим коэффициент  $G_2$ . С учетом соотношений (4-10) и (4-11) имеем:

$$G_2 = \frac{P_{\Pi}}{P_{1\Pi\Delta\Delta}} = \frac{P_{2\Pi\Delta\Delta}}{P_{1\Pi\Delta\Delta}} (1 - |\Gamma_2|^2) = \frac{|U_{2\Pi}|^2 \rho_1}{|U_{1\Pi}|^2 \rho_2} (1 - |\Gamma_2|^2) = \frac{|U_{2\Pi}^H|^2}{|U_{1\Pi}^H|^2} (1 - |\Gamma_2|^2), \quad (4-14)$$

где  $\Gamma_2$  — коэффициент отражения нагрузки.

Путем совместного решения уравнений четырехполюсника (4-6) и (4-7) с учетом (4-12) получим для отношения нормированных напряжений падающих волн:

$$\frac{U_{2\Pi}^H}{U_{1\Pi}^H} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_2}. \quad (4-15)$$

С учетом (4-15) из (4-14) получим:

$$G_2 = \frac{(1 - |\Gamma_2|^2) |S_{21}|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_2|^2}. \quad (4-16)$$

В частном случае при  $\Gamma_2 = S_{22}^*$  (комплексно-сопряженные величины) имеем из (4-16):

$$G'_2 = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |\Gamma_2|^2}. \quad (4-17)$$

Коэффициент  $G_1$  с учетом соотношения (4-11) равен:

$$G_1 = \frac{P_{1\Pi\Delta\Delta}}{P_{\Pi\Delta\Delta}} = \frac{1}{1 - |\Gamma_1|^2}, \quad (4-18)$$

где  $\Gamma_1$  — коэффициент отражения (по входу).

Для определения величины коэффициента  $G_3$  рассмотрим схему, изображенную на рис. 4-4. Мощность  $P_{\Pi}$ , выделяемая в нагрузке  $Z_{\Pi 0}$ , равна:

$$P_{\Pi} = \frac{E^2}{|Z_i + Z_{\Pi}|^2} \operatorname{Re}(Z_{\Pi}), \quad (4-19)$$

где  $Z_{\Pi}$  — сопротивление нагрузки  $Z_{\Pi 0}$ , пересчитанное к точкам  $a-b$  линии;  $Z_i$  — внутреннее сопротивление источника возбуждения.

Величины  $Z_{\Pi}$  и  $Z_i$  можно выразить через коэффициенты отражения в соответствии с формулой (4-3):

$$Z_{\Pi} = \rho \frac{1 + \Gamma_{\Pi}}{1 - \Gamma_{\Pi}}; \quad Z_i = \rho \frac{1 + \Gamma_i}{1 - \Gamma_i}, \quad (4-20)$$

где  $\Gamma_{\Pi}$  — коэффициент отражения, измеренный в точках  $a-b$  линии (рис. 4-4);  $\Gamma_i$  — коэффициент отражения внутреннего сопротивления источника возбуждения.

Номинальная мощность генератора  $P_{г. ном} = E^2 / 4 \operatorname{Re}(Z_i)$ . С учетом данного соотношения и (1-19) имеем:

$$G_H = \frac{P_H}{P_{г. ном}} = \frac{4 \operatorname{Re}(Z_i) \operatorname{Re}(Z_H)}{|Z_i + Z_H|^2}. \quad (4-21)$$

На основании (4-4) активные составляющие комплексных сопротивлений  $Z_i$  и  $Z_H$  соответственно равны:

$$\operatorname{Re}(Z_i) = \rho \frac{1 - |\Gamma_i|^2}{|1 - \Gamma_i|^2}; \quad \operatorname{Re}(Z_H) = \rho \frac{1 - |\Gamma_H|^2}{|1 - \Gamma_H|^2}. \quad (4-22)$$

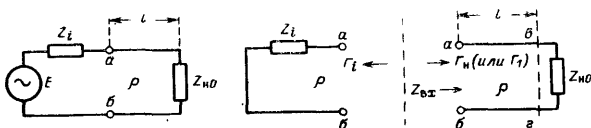


Рис. 4-4. К определению резонансных свойств длинной линии.

С учетом соотношений (4-20) имеем:

$$|Z_i + Z_H|^2 = 4\rho^2 \frac{|1 - \Gamma_H \Gamma_i|^2}{|1 - \Gamma_H|^2 |1 - \Gamma_i|^2}. \quad (4-23)$$

Подставив выражения (4-22) и (4-23) в (4-21), получим:

$$G_H = \frac{(1 - |\Gamma_i|^2)(1 - |\Gamma_H|^2)}{|1 - \Gamma_H \Gamma_i|^2}, \quad (4-24)$$

где  $\Gamma_i = |\Gamma_i| e^{j\varphi_i}$ ;

$$\Gamma_H = \Gamma_{H.о} e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} l} = |\Gamma_{H.о}| e^{j \left( \varphi_H - \frac{4\pi}{\lambda} l \right)};$$

$\Gamma_{H.о}$  — коэффициент отражения нагрузки в точках  $в—г$  схемы (рис. 4-4);

С учетом выражений для  $\Gamma_i$  и  $\Gamma_H$  формулу (4-24) можно преобразовать к виду

$$G_H = \frac{(1 - |\Gamma_i|^2)(1 - |\Gamma_{H.о}|^2)}{1 - 2|\Gamma_i \Gamma_{H.о}| \cos \varphi + |\Gamma_i \Gamma_{H.о}|^2}, \quad (4-25)$$

где  $\varphi = \varphi_i + \varphi_H - \frac{4\pi}{\lambda} l$  — суммарный фазовый сдвиг в схеме.

Рассмотрим некоторые частные случаи.

*1-й случай.*  $\Gamma_H = \Gamma_i^*$  — комплексно-сопряженные величины. При этом  $\Gamma_H \Gamma_i = |\Gamma_H|^2$  и согласно (4-24) величина  $G_H = 1$ . Равенство  $\Gamma_H = \Gamma_i^*$  распадается на два условия: равенство модулей  $|\Gamma_H| = |\Gamma_i|$  и баланс фаз  $\varphi = 2\pi n$ .

При выполнении обоих условий обеспечивается оптимальное согласование нагрузки с источником возбуждения.

2-й случай:  $Z_i = R_i$ ;  $Z_H = R_H$  и  $l = \lambda/4$ .

При этом:  $\Gamma_H = \frac{R_H - \rho}{R_H + \rho} e^{-j\pi} = -\frac{R_H - \rho}{R_H + \rho}$ ;  $\Gamma_i = \frac{R_i - \rho}{R_i + \rho}$ .

Подставив данные значения в (4-24), получим:

$$G''_H = \frac{4R_H R_i \rho^2}{(R_H R_i + \rho^2)^2}. \quad (4-26)$$

При  $R_H R_i = \rho^2$  или  $\Gamma_H = \Gamma_i^*$  коэффициент  $G_H = 1$ . Последнее равенство означает, что в нагрузку, согласованную с источником возбуждения с помощью четвертьволновой линии, передается номинальная мощность. Введем коэффициент  $k = \frac{R_H}{\rho} = \sqrt{\frac{R_H}{R_{вх}}}$  [где  $R_{вх} = \rho^2/R_H$  — входное сопротивление линии в точках  $a-b$  линии (рис. 4-4);  $R_{вх} = R_i$ ]. При этом величина  $\Gamma_{H.0} = \frac{R_H - \rho}{R_H + \rho} = \frac{k - 1}{k + 1}$ .

В результате в соответствии с формулами (4-11) имеем:

$$G_{пад} = \frac{P_{пад}}{P_H} = \frac{(k+1)^2}{4k}; \quad G_{отр} = \frac{P_{отр}}{P_H} = \frac{(k-1)^2}{4k}. \quad (4-27)$$

Графики нормированной функции (4-27) построены на рис. 4-5. Из них следует, что при согласовании генератора с нагрузкой ( $R_i R_H = \rho^2$ ) в линии при  $k \rightarrow 0$  и  $k \rightarrow \infty$  мощности падающей и отраженной волн неограниченно возрастают (в реальной системе их рост ограничивается за счет потерь в линии), а разность мощностей  $P_{пад} - P_{отр} = P_H = P_{г.ном} = \text{const}$ .

Заменив в формуле (4-24) коэффициент  $\Gamma_H$  на  $\Gamma_i$ , получим выражение для коэффициента  $G_3$ . Подставив выражения для  $G_2$ ,  $G_1$  и  $G_3$  [(4-16), (4-18) и (4-24)] в формулу (4-13), получим для коэффициента усиления генератора по мощности:

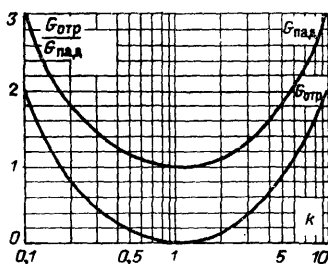


Рис. 4-5. Нормированные графики для мощностей падающей и отраженной волн.

$$K_p = \frac{(1 - |\Gamma_2|^2)(1 - |\Gamma_1|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_2|^2 |1 - \Gamma_1\Gamma_2|^2} |S_{21}|^2. \quad (4-28)$$

Для оптимального согласования транзисторного усилителя с источником возбуждения и нагрузкой следует соответственно

иметь:  $\Gamma_i = \Gamma_i^*$  и  $\Gamma_2 = S_{22}^*$ . При этом из (4-28) получим:

$$K_{p\text{макс}} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{22}|^2)(1 - |\Gamma_1|^2)}, \quad (4-29)$$

где

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}S_{22}^*}{1 - |S_{22}|^2}$$

[данное соотношение получено из формулы (4-12)].

Таким образом, максимальный коэффициент усиления генератора  $K_{p\text{макс}}$  в режиме «малого» сигнала определяется только его  $S$ -параметрами. Диапазонные свойства транзисторного усилителя характеризует зависимость  $K_p = \Psi(f)$  (4-28), которую целесообразно представить в виде произведения трех сомножителей [Л. 4-2 и 4-3]:

$$K_p = g_1 g_2 |S_{21}|^2. \quad (4-30)$$

В (4-30)

$$g_1 = \frac{1 - |\Gamma_i|^2}{|1 - \Gamma_1 \Gamma_i|^2} - \text{коэффициент согласования входной цепи}; \quad (4-31)$$

$$g_2 = \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_2|^2} - \text{коэффициент согласования выходной цепи}. \quad (4-32)$$

Величина  $\Gamma_1$  определяется в соответствии с (4-12). В случае  $\Gamma_1 \approx \approx S_{11}$  получим из (4-30):

$$[K_p = \frac{g_1}{g_{1\text{опт}}} \frac{g_2}{g_{2\text{опт}}} \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)^2}, \quad (4-33)$$

где нормированные коэффициенты

$$\frac{g_1}{g_{1\text{опт}}} = \frac{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |\Gamma_i|^2)}{|1 - S_{11} \Gamma_i|^2}; \quad (4-34)$$

$$\frac{g_2}{g_{2\text{опт}}} = \frac{(1 - |S_{22}|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_2|^2} \quad (4-35)$$

определены из (4-31) и (4-32) с учетом условий оптимального согласования ( $\Gamma_i = S_{11}^*$  и  $\Gamma_2 = S_{22}^*$ ).

Найдем отображения на плоскость функции комплексной переменной  $\Gamma_i$  и  $\Gamma_2$ , которым соответствуют постоянные значения  $g_1/g_{1\text{опт}}$  и  $g_2/g_{2\text{опт}}$ . Из (4-34) после соответствующих преобразований получим:

$$|\Gamma_i|^2 - \frac{2B|\Gamma_i|}{(1+B)|S_{11}|} \cos(\varphi_{\Gamma_i} + \varphi_{S_{11}}) + \frac{B - |S_{11}|^2}{(1+B)|S_{11}|^2} = 0, \quad (4-36)$$

где

$$B = \frac{|S_{11}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \frac{g_1}{g_{1\text{опт}}}.$$

В результате сравнения выражения (4-36) с уравнением окружности в полярных координатах (рис. 4-6)

$$\rho^2 - 2\rho\rho_0 \cos(\varphi - \varphi_0) + \rho_0^2 - R^2 = 0$$

можно сделать следующий вывод: при  $g_1/g_{1\text{опт}} = \text{const}$  отображения

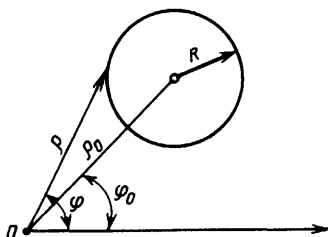


функции  $\Gamma_i$  на плоскость представляют собой окружности радиусом

$$R_1 = \frac{(1 - |S_{11}|^2) \sqrt{1 - g_1/g_{1\text{опт}}}}{1 - |S_{11}|^2 (1 - g_1/g_{1\text{опт}})}. \quad (4-37)$$

Центр окружности расположен на прямой, проходящей через начало координат и точку, которой соответствует комплексная ве-

Рис. 4-6. Окружность в полярной системе координат.



личина  $S_{11}^*$ . Расстояние от начала координат до центра окружности равно:

$$\rho_1 = \frac{g_1}{g_{1\text{опт}}} \frac{|S_{11}|}{1 - |S_{11}|^2 (1 - g_1/g_{1\text{опт}})}.$$

На рис. 4-7,а для случая  $|S_{11}|=0,5$  построены окружности коэффициента отражения  $\Gamma_i$  при нескольких значениях  $g_1/g_{1\text{опт}}$ .

Аналогичный результат получается и для коэффициента отражения нагрузки  $\Gamma_2$ . Используя (4-35), можно показать, что радиус

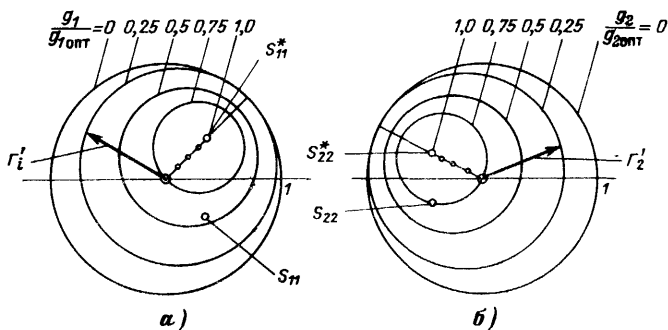


Рис. 4-7. Годографы коэффициентов отражения.  
а — при  $g_1 = \text{const}$ ; б — при  $g_2 = \text{const}$ .

и расстояние до центра окружностей  $\Gamma_2$  при  $g_2/g_{2\text{опт}} = \text{const}$  соответственно равны:

$$R_2 = \frac{(1 - |S_{22}|^2) \sqrt{1 - g_2/g_{2\text{опт}}}}{1 - |S_{22}|^2 (1 - g_2/g_{2\text{опт}})};$$

$$\rho_2 = \frac{g_2}{g_{2\text{опт}}} \frac{|S_{22}|}{1 - |S_{22}|^2 (1 - g_2/g_{2\text{опт}})}.$$

Центр окружности лежит на прямой, проходящей через начало координат и точку, которой соответствует комплексная величина  $S_{22}^*$  (рис. 4-7,б).

Зная изменение коэффициентов отражения  $\Gamma_i$  и  $\Gamma_2$  в диапазоне частот, можно с помощью графиков, аналогичных представленным на рис. 4-7, определить функции  $g_1/g_{1\text{опт}} = \Psi_1(f)$  и  $g_2/g_{2\text{опт}} = \Psi_2(f)$ , а затем по формуле (4-33) вычислить зависимость  $K_p = \Psi(f)$ .

В частном случае при  $\Gamma_i = 0$  и  $\Gamma_2 = 0$  коэффициенты равны:  $g_1/g_{1\text{опт}} = (1 - |S_{11}|^2)$  и  $g_2/g_{2\text{опт}} = (1 - |S_{22}|^2)$ . При этом согласно (4-33) для коэффициента усиления по мощности получим:

$$K_p = |S_{21}|^2.$$

Небольшое замечание относительно применения метода S-параметров при исследовании СВЧ генератора в режиме «большого» сигнала. При близости к синусоидальной форме падающей и отраженной волн напряжения, распространяющихся в линиях на входе и выходе транзистора, изложенная теория применима в полном объеме. Необходимо только определять S-параметры транзистора в режиме «большого» сигнала. В случае искажения формы напряжения можно включить на выходе транзистора фильтр с согласованной нагрузкой, в который должны ответвляться все гармоники, кроме первой. В результате в основной линии передачи будет распространяться только первая гармоника напряжения и, следовательно, в этом случае для анализа усилителя также можно воспользоваться методом S-параметров.

**Устойчивость транзисторного генератора.** Устойчивость генератора с внешним возбуждением может быть определена с помощью иммитансного критерия, согласно которому при отрицательной величине активной составляющей входного или выходного сопротивлений линеаризованного четырехполюсника возможно его самовозбуждение (см. § 2-9). Необходимым условием устойчивости усилителя является выполнение следующих неравенств:

$$|\Gamma_{\text{вх}}| < 1 \text{ и } |\Gamma_{\text{вых}}| < 1. \quad (4-38)$$

Данный критерий устойчивости применим к усилителям, имеющим коэффициенты отражения при согласованных нагрузках со входа и выхода  $|S_{11}| < 1$  и  $|S_{22}| < 1$ . Соотношения (4-38) имеют ясный физический смысл: во входной и выходной цепях транзисторного генератора амплитуда отраженной волны должна быть меньше падающей, что гарантирует отсутствие самовозбуждения. Анализ устойчивости усилителя проведем по отношению к коэффициенту отражения  $\Gamma_{\text{вх}}$ , заменив его на  $\Gamma_1$ . Из (4-12) после преобразований получим:

$$\Gamma_1 = \frac{\Delta_{11}}{S_{22}} + \frac{S_{12}S_{21}}{S_{22}(1 - S_{22}\Gamma_2)}, \quad (4-39)$$

где  $\Delta_{11} = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ ;  $\Gamma_2$  — коэффициент отражения нагрузки.

Сопротивление нагрузки  $Z_n$  может принимать любые значения в области действительных частот и поэтому согласно (4-5)  $\Gamma_2$  может соответствовать величина, заключенная внутри круга единичного радиуса (рис. 4-8,а, б). Пользуясь правилами конформных ото-

бразжений [Л. 2-12], можно показать, что при зависимости вида [4-39] круг радиусом  $|\Gamma_2|$  отобразится в плоскости  $\Gamma_1$  в круг радиусом

$$R = \frac{|S_{12}S_{21}| |\Gamma_2|}{1 - |S_{22}|^2 |\Gamma_2|^2}. \quad (4-40)$$

Координаты центра этого круга определяются комплексным числом:

$$\rho = \frac{S_{11} - \Delta_s S_{22}^* |\Gamma_2|^2}{1 - |S_{22}|^2 |\Gamma_2|^2}. \quad (4-41)$$

Из рассмотрения рис. 4-8 следует, что возможны три случая.

Круг, соответствующий функции  $\Gamma_1$ , полностью расположен внутри окружности единичного радиуса. При этом усилитель абсолютно устойчив (рис. 4-8, а).

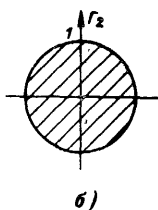
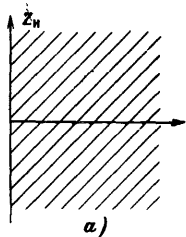
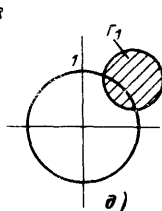
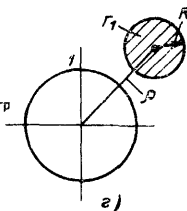
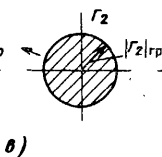
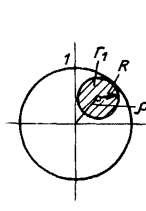


Рис. 4-8. Отображения сопротивления нагрузки и коэффициентов отражения на плоскость комплексного переменного.



Круг  $\Gamma_1$  расположен вне окружности единичного радиуса, что соответствует неустойчивой работе усилителя (рис. 4-8, г).

Круг  $\Gamma_1$  частично заходит в область окружности единичного радиуса. Здесь при некоторых значениях фазы коэффициента отражения нагрузки  $\Gamma_2$  возможна неустойчивая работа усилителя (рис. 4-8, д).

Из анализа этих трех случаев следует, что условию абсолютной устойчивости  $|\Gamma_1| < 1$  соответствует неравенство  $(R + |\rho|) < 1$ . Подставив в данное соотношение выражения (4-40) и (4-41), после соответствующих преобразований получим условие абсолютной устойчивости усилителя:

$$1 - |S_{11}|^2 - |\Gamma_2|^2 |S_{22}|^2 - 2 |\Gamma_2| |S_{12}S_{21}| + |\Gamma_2|^2 |\Delta_s|^2 > 0. \quad (4-42)$$

Наихудший случай устойчивости соответствует, очевидно, значению  $|\Gamma_2| = 1$ . Левая часть неравенства (4-42) представляет собой

квадратное уравнение, которое можно представить в виде

$$(|\Gamma_2| - |\Gamma_2'|)(|\Gamma_2| - |\Gamma_2''|).$$

Вычислив корни уравнения  $|\Gamma_2'|$  и  $|\Gamma_2''|$ , получим выражение, определяющее допустимое значение модуля коэффициента отражения нагрузки:

$$|\Gamma_2| < \frac{|S_{12}S_{21}| - \sqrt{|S_{12}S_{21}|^2 - (1 - |S_{11}|^2)(|\Delta_s|^2 - |S_{22}|^2)}}{|\Delta_s|^2 - |S_{22}|^2}. \quad (4.43)$$

Правая часть неравенства определяет граничное значение коэффициента отражения  $|\Gamma_2|_{\text{гр}}$ , при котором усилитель устойчив в случае произвольной фазы коэффициента  $\Gamma_2$ .

Проведя на круговой диаграмме (рис. 4-9) окружность радиусом  $|\Gamma_2|_{\text{гр}}$ , можно определить область возможных значений нагрузки  $Z_n$ , при которых соблюдается условие абсолютной устойчивости усилителя. Круг радиусом  $|\Gamma_2|_{\text{гр}}$  в плоскости  $\Gamma_1$  отобразится в окружность, касательную изнутри с окружностью единичного радиуса (рис. 4-8, в).

### 4-3. Расчет параметров электрических цепей и схемы транзисторных генераторов диапазона СВЧ

Согласно результатам, полученным в предыдущем параграфе, требуется иметь определенные значения коэффициентов отражения входной  $\Gamma_i$  и выходной  $\Gamma_2$  цепей, подключаемых к транзистору, для получения максимального коэффициента усиления генератора по

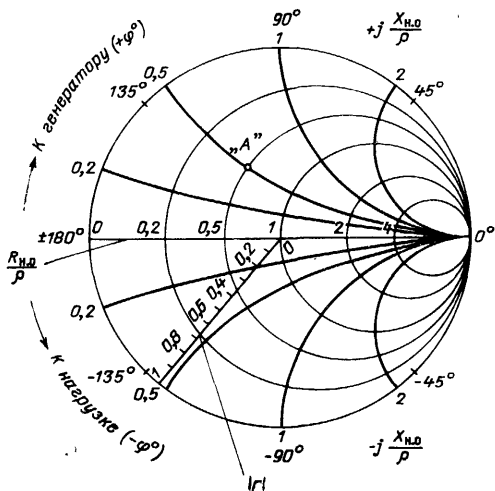


Рис. 4-9. Круговая диаграмма для комплексного сопротивления нагрузки.

мощности [см. (4-28), (4-29)]. Определить входные импедансы  $Z_i$  и  $Z_H$  этих электрических цепей можно через коэффициенты отражения  $\Gamma_i$  и  $\Gamma_2$  с помощью формулы (4-3) или по круговой диаграмме (рис. 4-9). Зная значение  $Z_i$  и величину внутреннего сопротивления генератора  $R_i$ , можно решить задачу синтеза, связанную с определением параметров входной согласующей схемы (рис. 4-10). Аналогичным образом по известным величинам  $Z_H$  и сопротивлению конечной нагрузки  $Z_{H0}$  определяются параметры выходной схемы согласования. При частоте до 200—300 Мгц в качестве схем согласования могут быть использованы электрические цепи с сосредото-



Рис. 4-10. Обобщенная схема транзисторного усилителя.

ченными параметрами, рассмотренные в § 3-2 (см. табл. 3-1). При более высокой частоте используются цепи с распределенными параметрами: полосковые или коаксиальные линии.

Волновое сопротивление коаксиальной линии определяется по формуле

$$\rho = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} 138 \lg \frac{D}{d},$$

где  $D$  — внутренний диаметр внешнего цилиндра;  $d$  — внешний диаметр внутреннего цилиндра;  $\mu$  — отношение магнитной проницаемости среды к магнитной проницаемости вакуума;  $\epsilon$  — отношение диэлектрической проницаемости среды к диэлектрической проницаемости вакуума.

Определение волнового сопротивления полосковых линий обычно производится с помощью графиков [Л. 4-5, 4-8]. Для несимметричной полосковой линии, наиболее часто используемой в СВЧ транзисторных генераторах, такой график приведен на рис. 4-11.

Расчет электрических цепей генератора значительно усложняется при необходимости получения постоянного коэффициента усиления по мощности в широкой полосе частот. В этом случае можно рекомендовать следующий порядок расчета транзисторного генератора. Сначала на основании результатов измерения  $S$ -параметров

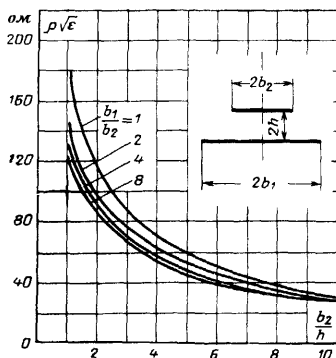


Рис. 4-11. График волнового сопротивления для несимметричной полосковой линии.

транзистора строится зависимость  $|S_{21}|^2 = \Psi_3(f)$ . Примерный характер этой зависимости представлен на рис. 4-12. На высшей частоте диапазона  $f_{\max}$ , при которой величина  $|S_{21}|$  минимальна, определяются условия оптимального согласования:  $\Gamma_i = \Gamma^*_1$  и  $\Gamma_2 = S^{*}_{22}$  [см. (4-28)].

По найденным значениям  $\Gamma_i$  и  $\Gamma_2$  рассчитываются импедансы  $Z_i$  и  $Z_n$ , выбирается тип схемы и вычисляются параметры последней.

Далее в диапазоне частот определяются значения  $Z_i$  и  $Z_n$  и соответствующие им значения коэффициентов отражения  $\Gamma_i$  и  $\Gamma_2$  [см. (4-5) или рис. 4-9], а затем по формулам (4-31) и (4-32) рассчитываются коэффициенты  $g_1$  и  $g_2$ . На основе полученных зависимостей строятся графики функций  $g_1 = \Psi_1(f)$ ;  $g_2 = \Psi_2(f)$  и  $|S_{21}|^2 = \Psi_3(f)$ . По формуле (4-30) определяется коэффициент усиления генератора по мощности в заданном диапазоне частот. Если функция  $K_p(f)$  получается неравномерной, то выбирается другая схема согласования и весь расчет производится заново.

Рис. 4-12. График функции  $|S_{21}|^2 = \psi(f)$ .

Для получения равномерного усиления каскада по мощности в диапазоне частот необходимо, чтобы уменьшение  $K_p$  при  $f < f_{\max}$  за счет рассогласования во входной и выходной электрических цепях (количественная оценка величины рассогласования производится с помощью коэффициентов  $g_1$  и  $g_2$ ) компенсировалось соответствующим возрастанием модуля  $|S_{21}|$  с уменьшением  $f$  (см. рис. 4-12).

Расчет существенно упрощается в случае  $\Gamma_1 \approx S_{11}$ , так как при этом можно воспользоваться диаграммами, на которые нанесены окружности постоянных коэффициентов рассогласования  $g_1$  и  $g_2$  (рис. 4-7). Построив такие окружности для нескольких значений фиксированных частот в заданном диапазоне и нанеся на них соответствующие значения коэффициентов отражения  $\Gamma_i$  и  $\Gamma_2$ , можно быстро определить нормированные коэффициенты  $g_1/g_{1\text{опт}}$  и  $g_2/g_{2\text{опт}}$ , а затем по формуле (4-30) вычислить величину  $K_p$ . Изменение  $K_p$  на 1—2 дБ в диапазоне частот можно считать в большинстве случаев приемлемой величиной.

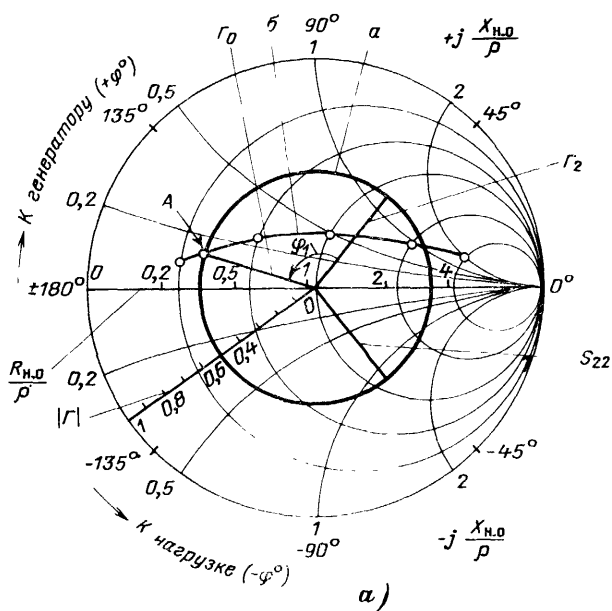
После расчета усилительных свойств транзисторного генератора последний следует проверить на устойчивость в соответствии с соотношениями (4-42) или (4-43).

Покажем на двух примерах, как производится расчет параметров схемы согласования, составленной из цепей с распределенными параметрами.

**Пример.** Схема согласования состоит из одной длинной линии (рис. 4-2).

Исходными данными для расчета являются: частотные зависимости S-параметров транзистора; сопротивление конечной нагрузки  $Z_{н.о} = R_{н.о}(f) + jX_{н.о}(f)$  и диапазон частот  $f_{\min} - f_{\max}$ .

При расчете можно воспользоваться формулой по определению



входного сопротивления  $Z_{\text{н}}$  длинной линии, нагруженной на сопротивление  $Z_{\text{н}0}$ .

$$Z_{\text{н}} = \rho \frac{Z_{\text{н}0} + j\rho \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l}{\rho + jZ_{\text{н}0} \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l} \quad (4-44)$$

Следует заметить, что в данную формулу и другие приводимые ниже выражения следует подставлять значение длины волны  $\lambda$  с учетом ее укорочения за счет материала среды, заполняющей пространство между линиями:

$$\lambda = \frac{\lambda_{\text{в}}}{\sqrt{\mu\epsilon}},$$

где  $\lambda_{\text{в}}$  — длина волны в вакууме.

Поскольку в качестве заполнителя используется диэлектрик, то  $\mu=1$ . При известных значениях  $Z_{\text{н}}$  и  $Z_{\text{н}0}$  на частоте  $f_{\text{макс}}$  с помощью формулы (4-44) можно определить необходимую величину волнового сопротивления  $\rho$  и длину линии  $l$ . Однако более простой метод расчета, особенно в случае широкополосного усилителя, состоит в использовании круговой диаграммы. Расчет проводится в несколько этапов.

Для максимальной частоты  $f_{\text{макс}}$  выбираются оптимальные условия согласования:  $\Gamma_2 = S_{22}^*$ . На круговой диаграмме откладываются эти величины  $\Gamma_2$  и  $S_{22}$  и проводится окружность  $a$  радиусом  $|\Gamma_2| = |S_{22}|$  (рис. 4-13,а).

Проводится линия  $b$  через точки постоянного отношения  $R_{\text{н.о}}/X_{\text{н.о}}$  при  $f=f_{\text{макс}}$  (на рис. 4-13,а принято  $R_{\text{н.о}}/X_{\text{н.о}}=2$ ).

На основании формулы (4-5) можно сделать заключение о том, что пересечение окружности  $a$  и линии  $b$  дает искомую точку  $A$ . Координаты последней позволяют вычислить требуемое волновое сопротивление линии  $\rho$  и длину  $l = \phi_1 \lambda / 4\pi$ , где  $\phi_1$  — угол между векторами  $\Gamma_0$  и  $\Gamma_2$  (рис. 4-13,а).

Рис. 4-14. Схемы согласования в СВЧ диапазоне.

а — с дополнительной разомкнутой линией; б — с линией, имеющей переменное волновое сопротивление; в — многозвенные фильгры нижних частот.

По известной зависимости  $Z_{\text{н}0}(f)$  на диаграмме строится годограф функции  $\Gamma_0(f)$  в пределах изменения частоты от  $f_{\text{макс}}$  до  $f_{\text{мин}}$  (рис. 4-13,б) и вычисляется зависимость фазового угла  $\phi$  от частоты  $f(\phi = 4\pi l/\lambda)$ .

С учетом соотношения (4-9) на диаграмме строится годограф вектора  $\Gamma_2(f)$  (модуль  $|\Gamma_2| = |\Gamma_0|$ , угол между векторами  $\Gamma_2$  и  $\Gamma_0$  равен  $\phi = 4\pi l/\lambda$ ) (рис. 4-13,б). Аналогичным путем можно построить годограф функции  $\Gamma_i(f)$ , определяющий входную цепь согласования.

По формулам (4-31) и (4-32) при известных значениях  $\Gamma_2$ ;  $\Gamma_i$  и  $S$ -параметрах транзистора вычисляются функции  $g_1(f)$  и  $g_2(f)$ , а затем в соответствии с (4-30) зависимость коэффициента усиления



по мощности от частоты  $K_p(f)$ . Как указывалось выше, при  $\Gamma_1 \approx S_{11}$  расчет  $K_p(f)$  можно произвести с помощью диаграмм (рис. 4-7).

**Пример.** В качестве схемы согласования используется длинная линия со шлейфом. Вариант такой схемы с применением полосковой линии показан на рис. 4-14,а.

Входные сопротивления и коэффициенты отражения, измеренные в различных сечениях линий, показаны на рис. 4-15,а.

Рассматриваемая в настоящем примере задача может быть сформулирована следующим образом: при заданной нагрузке  $Z_{н0}$ , волновом сопротивлении линий  $\rho$  и требуемом коэффициенте отражения на входе  $\Gamma_3 = S_{22}^*$  следует определить длину отрезков  $l_1$ ,  $l_2$  и  $l_3$ . С учетом соотношений (4-3), (4-5) и (4-9) имеем:

$$Z_1 = \rho \frac{1 + \Gamma_1}{1 - \Gamma_1}; \quad \Gamma_1 = \Gamma_{10} e^{-j\varphi_1} = |\Gamma_{10}| e^{-j(\varphi_1 + \varphi_{10})};$$

$$\Gamma_{10} = \frac{Z_{н0} - \rho}{Z_{н0} + \rho} = |\Gamma_{10}| e^{-j\varphi_{10}}; \quad \varphi_1 = \frac{4\pi l_1}{\lambda};$$

$$Z_2 = \rho \frac{1 + \Gamma_2}{1 - \Gamma_2}; \quad \Gamma_2 = e^{-j\varphi_2}; \quad \Gamma_{20} = 1; \quad \varphi_2 = \frac{4\pi l_2}{\lambda};$$

$$Z_{30} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}; \quad \Gamma_3 = \Gamma_{30} e^{-j\varphi_3}; \quad \Gamma_{30} = \frac{Z_{30} - \rho}{Z_{30} + \rho}; \quad \varphi_3 = \frac{4\pi l_3}{\lambda}.$$

Величина  $\Gamma_{20} = 1$ , поскольку линия  $l_2$  разомкнута на конце. Определив сопротивление  $Z_{30}$ , можно затем вычислить коэффициент  $\Gamma_{30}$ . В результате после соответствующих преобразований получим:

$$\Gamma_{30} = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2 + 3\Gamma_1\Gamma_2 - 1}{\Gamma_1 + \Gamma_2 - \Gamma_1\Gamma_2 + 3}. \quad (4-45)$$

На круговой диаграмме (рис. 4-15,б) нанесены точки, соответствующие известным значениям коэффициентов отражения  $\Gamma_{10}$ ,  $\Gamma_{20}$  и

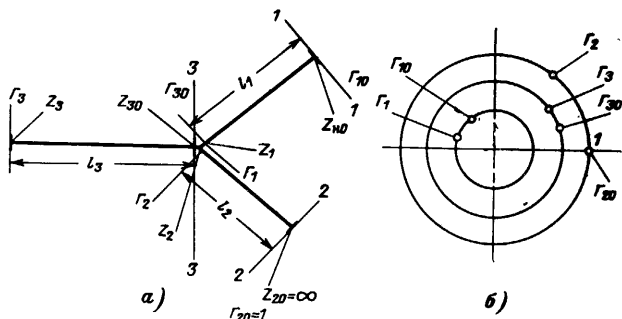


Рис. 4-15. Линия со шлейфом (а) и соответствующие ей коэффициенты отражения на круговой диаграмме (б).

$\Gamma_3$ . Искомые величины  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$  и  $\Gamma_{30}$  лежат на окружностях, радиусы которых соответственно равны  $|\Gamma_{10}|$ ,  $|\Gamma_{20}|$  и  $|\Gamma_3|$ . Из рассмотрения диаграммы следует, что первый пункт решения задачи сводится к определению фазовых углов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  (или длин  $l_1$  и  $l_2$ ), при ко-

торых величина  $\Gamma_{30}$  окажется лежащей на окружности радиусом  $|\Gamma_3|$ . Второй пункт задачи состоит в определении угла  $\varphi_3$  (или длины  $l_3$ ) при известных значениях  $\Gamma_{30}$  и  $\Gamma_3$ . Рассмотрим далее два наиболее часто встречаемых случая.

Первый из них относится к согласованию выхода транзистора с активной нагрузкой. При этом  $Z_{н0} = \rho$  и, следовательно,  $\Gamma_1 = 0$ . В результате из (4-45) имеем:

$$\Gamma_{30} = \frac{\Gamma_2 - 1}{\Gamma_2 + 3} = \frac{e^{-j\varphi_2} - 1}{e^{-j\varphi_2} + 3}. \quad (4-46)$$

Определим значение угла  $\varphi_2$ , удовлетворяющее данному равенству. Обозначив правую часть выражения (4-46) через  $\Gamma_{2п}$  и произведя необходимые преобразования, получим:

$$\Gamma_{2п} = \frac{\sqrt{2 - 2 \cos \varphi_2 + 3 \sin^2 \varphi_2}}{5 + 3 \cos \varphi_2} e^{j\varphi_{2п}}, \quad (4-47)$$

где

$$\varphi_{2п} = \arctg \frac{2 \sin \varphi_2}{1 - \cos \varphi_2}.$$

Построим годограф функции  $\Gamma_{2п}(\varphi_2)$ . Пересечение его с окружностью радиусом  $|\Gamma_3|$  дает, очевидно, искомое значение  $\Gamma_{30}$  (рис. 4-16). Значение угла  $\varphi_2$ , при котором  $\Gamma_{2п} = \Gamma_3$ , обозначим через  $\varphi'_2$ ; угол между векторами  $\Gamma_3$  и  $\Gamma_{30}$  — через  $\varphi'_3$ . Длину второго и третьего отрезков определим соответственно по формулам:  $l_2 = \varphi'_2 \lambda / 4\pi$  и  $l_3 = \varphi'_3 \lambda / 4\pi$ . Длина первого отрезка  $l_1$  может принимать любые значения.

Второй случай относится к согласованию входа транзистора с источником возбуждения. При этом следует получить входное сопротивление  $Z_{вх} = \rho$  (где  $\rho$  — волновое сопротивление линии), т. е.  $Z_{30} = \rho$ ,  $\Gamma_3 = 0$  и  $\Gamma_{30} = 0$  (рис. 4-15,а). С учетом данных условий получим из (4-45):

С учетом данных условий получим из (4-45):

$$\Gamma_1 + \Gamma_2 + 3\Gamma_1\Gamma_2 - 1 = 0. \quad (4-48)$$

Рис. 4-16. К определению коэффициентов отражения при согласовании с выходной активной нагрузкой.

Будем придерживаться следующего плана решения задачи. Сначала определим фазу  $\varphi_1$  (или длину  $l_1$ ), при которой активная составляющая проводимости нагрузки  $Z_{н0}$ , пересчитанная в сечение

3—3 линии (см. рис. 4-15,а), будет равна  $g_{30} = 1/\rho$ . Полученную при этом реактивную составляющую проводимости скомпенсируем с помощью линии  $l_2$ . Такое решение задачи может быть быстро осуществлено с помощью круговой диаграммы проводимостей. Однако при ее отсутствии можно воспользоваться и диаграммой сопротивлений (рис. 4-9). На основе равенства  $Z = 1/Y$  или  $R + jX = 1/g - jb$  и

условия  $g=1/\rho$  можно получить следующее соотношение:

$$\frac{R}{\rho} + \left(\frac{R}{\rho}\right)^2 + \left(\frac{X}{\rho}\right)^2 = 1. \quad (4.49)$$

На окружности радиусом  $|G_{10}|$ , проведенной на круговой диаграмме, находят точку  $A$  (рис. 4-17), координаты которой удовлетворяют данному равенству. Так, например, при  $|G_{10}|=0,4$  получим  $R/\rho=0,5$  и  $X/\rho=0,5$  (см. рис. 4-9). Таким образом, точка  $A$  есть конец искомого вектора  $G_1$ . Угол  $\varphi'_1$  между векторами  $G_1$  и  $G_{10}$  позволит определить длину первого отрезка:  $l_1=\varphi'_1\lambda/4\pi$ . Из (4-48) имеем:

$$G_2 = \frac{1 - G_1}{1 + 3G_1}. \quad (4.50)$$

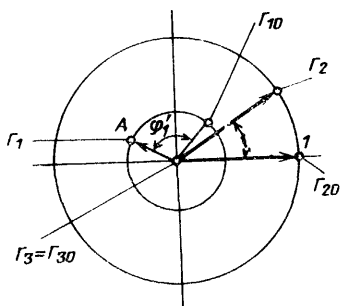


Рис. 4-17. К определению коэффициентов отражения при согласовании с источником возбуждения.

Подставив в (4-50) найденное значение  $G_1$ , вычислим величину  $G_2$ . Для проверки правильности проведенных расчетов следует иметь в виду, что модуль  $|G_2|=1$ . Угол между векторами  $G_{20}$  и  $G_2$ , равный  $\varphi'_2$ , позволяет вычислить длину второго отрезка:  $l_2=\varphi'_2\lambda/4\pi$ . Длина третьего отрезка  $l_3$  может быть выбрана произвольной.

С помощью приведенных в настоящем параграфе формул можно вычислить изменение коэффициента отражения  $G_3$  в диапазоне частот, а затем в соответствии с рассмотренной выше методикой — изменения коэффициента усиления по мощности. По аналогии с двумя рассмотренными примерами могут быть рассчитаны и другие типы цепей с распределенными параметрами.

Для согласования транзистора с нагрузкой и источником возбуждения в широкой полосе частот применяются, линии главным образом полоскового типа, с переменным волновым сопротивлением (рис. 4-14,б) и многозвенные фильтры нижних частот (рис. 4-14,в). Расчет данных цепей может быть произведен в соответствии с [Л. 4-5—4-7]. Следует заметить, что всем электрическим схемам согласования, в которых используются элементы с сосредоточенными постоянными (см. табл. 3-1), можно привести соответствующие аналогии цепей с распределенными параметрами.

В заключение данной главы приведем несколько схем транзисторных генераторов — усилителей СВЧ диапазона (рис. 4-18). В первых двух усилителях, в которых транзистор включен по схеме с ОЭ, применены полосковые линии. Расчет последних в схеме рис. 4-18,а может быть произведен в соответствии с рассмотренным выше первым примером, а в схеме рис. 4-18,б — в соответствии со вторым примером. Подобные усилители применяются при частоте сигнала, лежащей в районе 1 Гц и ниже. В третьем типе СВЧ усилителя (рис. 4-18,в), в котором транзистор включен по схеме с ОБ, используются коаксиальные линии [Л. 3-7, 4-9]. Частота усиливаемо-

го сигнала может находиться в районе 2 Гц и ниже. Следует заметить, что при частоте сигнала  $\omega \approx \omega_T$  схема с ОБ имеет коэффициент усиления по мощности, близкий к схеме с ОЭ. В качестве подстроечных элементов во всех схемах целесообразно использовать триммерные конденсаторы, в качестве дросселей — линии длиной  $\lambda/4$ . Ряд других схем СВЧ транзисторных генераторов рассмотрен, например, в [Л. 4-9]. Коротко остановимся на конструкции СВЧ

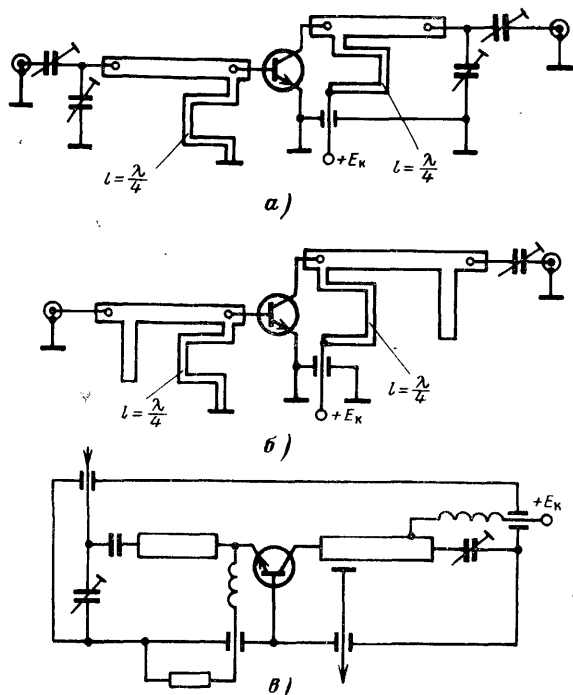


Рис. 4-18. Схемы транзисторного усилителя СВЧ диапазона.

а, б — с ОЭ; в — с ОБ.

усилителя гибридного типа. Такое устройство располагается на диэлектрической подложке, в качестве которой, например, используется ситалл или поликор, имеющие  $\epsilon \approx 7+10$ . Нижняя сторона подложки полностью металлизирована. На ее верхней стороне с помощью методов вакуумного напыления и гальванопластики наносятся полосковые линии, составляющие электрическую схему усилителя. Затем в схему вплавляется транзистор и другие дискретные элементы. Из отдельных гибридных усилителей может быть составлена схема передатчика в целом.

## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

## 5-1. Общие свойства полупроводниковых умножителей

Умножители частоты синусоидального сигнала можно разделить на две большие группы. Принцип работы устройств первого вида состоит в стабилизации частоты  $n f_1$  автогенератора опорным сигналом с частотой  $m f_1$  (где  $m < n$ ). При этом в качестве устройств стабилизации используются схемы синхронизации или фазовой автоподстройки частоты. В умножителях второго вида имеется нелинейный элемент, на вход которого поступает сигнал с частотой  $f_1$ . На выходе устройства образуется несинусоидальный сигнал, спектр которого богат гармониками. С помощью фильтрующих устройств из этого спектра выделяется требуемая гармоника с частотой  $n f_1$ . В качестве нелинейного элемента используется электронная лампа, транзистор или полупроводниковый диод.

В радиопередающих устройствах основное применение находят умножители частоты второго вида и поэтому только их рассмотрению посвящено дальнейшее содержание данной главы.

Отметим следующие две особенности рассматриваемых умножителей частоты сигнала. Во-первых, преобразованию подвергается синусоидальный сигнал. Во-вторых, умножение частоты производится в целое число раз  $n$ , причем из широкого спектра выделяется только требуемая гармоника. В результате для входного и выходного сигналов такого умножителя можно записать:

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cos(\omega_1 t + \varphi_1);$$

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} \cos(n\omega_1 t + \varphi_n).$$

Классификация умножителей частоты может производиться по двум признакам: схеме и типу нелинейного элемента.

Различные схемы умножителей частоты, использующие в качестве нелинейного элемента двухполюсник, можно привести к двум видам: параллельной и последовательной (рис. 5-1, а, б). Схема умножителя частоты, исполь-

зующая в качестве нелинейного элемента четырехполюсник, имеет вид, изображенный на рис. 5-1, в. Во всех трех схемах имеется входная и выходная фильтрующие электрические цепи, настроенные соответственно на резонансные частоты  $f_1$  и  $nf_1$ . В качестве нелинейного элемента, обуславливающего появление гармоник в спектре сигнала, возможно применение четырехполюсников —

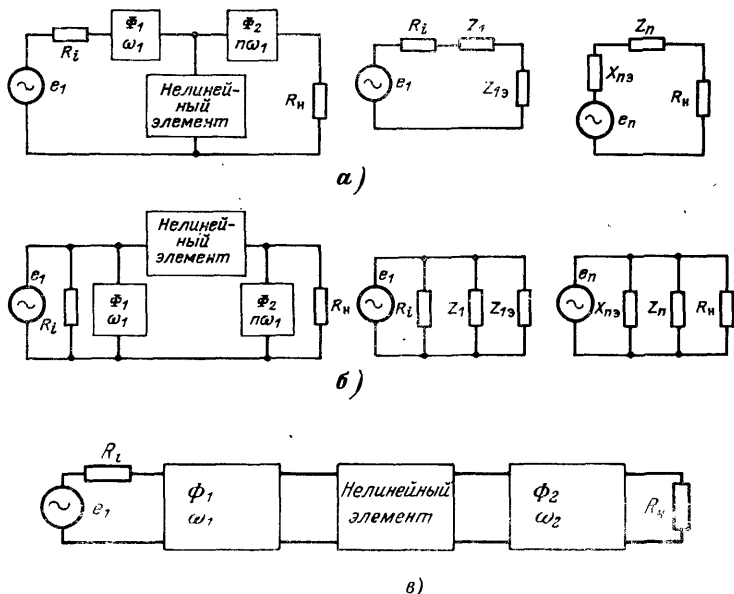


Рис. 5-1. Общая блок-схема умножителя частоты с нелинейным элементом в виде двухполюсника (а, б) и четырехполюсника (в).

усилительных приборов с нелинейными вольт-амперными характеристиками — и двухполюсников, величины емкости или индуктивности которых зависят от амплитуды напряжения или тока.

К таким конкретным типам применяемых нелинейных приборов относятся: электронная лампа и транзистор (четыреполюсники), а также варактор — диод с нелинейным плавным характером изменения емкости и диод с накоплением заряда — ДНЗ (двухполюсники).

Применение нелинейного активного сопротивления в умножителе частоты нецелесообразно ввиду низкого к. п. д. устройства. По той же причине не находят прак-

тического использования и нелинейные индуктивности ввиду большой величины активных потерь при высокой частоте сигнала.

В сантиметровом диапазоне волн в умножителях частоты применяются также туннельные, лавинно-пролетные диоды и диоды Ганна. Однако их рассмотрение выходит за рамки настоящей книги.

В умножителях частоты с применением транзистора и электронной лампы происходит преобразование энергии источника постоянного тока в сигнал высокой частоты. Нелинейные свойства этих приборов описываются с помощью семейства вольт-амперных характеристик. Два других типа приборов — варактор и ДНЗ имеют нелинейный характер зависимости емкости от величины заряда, т. е. являются устройствами с переменными параметрами. Отсюда и происходит их название — параметрические умножители частоты. В некоторых случаях в одной схеме используется два вида нелинейных элементов. Так, например, в транзисторных генераторах дополнительный эффект при умножении частоты достигается за счет нелинейной емкости коллектор — база.

Следующие основные параметры характеризуют свойства различных типов рассматриваемых устройств: коэффициент умножения по частоте  $n$ ; входная мощность по 1-й гармонике —  $P_1$ ; выходная мощность по  $n$ -й гармонике —  $P_n$ ; коэффициент полезного действия или коэффициент преобразования —  $\eta$ ; уровень подавления побочных составляющих, входное и выходное сопротивление схемы; полоса пропускания.

В случае транзисторного умножителя имеем для к. п. д. схемы:

$$\eta = \frac{P_n}{P_{\text{ок}}}, \quad (5-1)$$

где  $P_{\text{ок}}$  — мощность, потребляемая от источника постоянного тока.

В случае диодного умножения коэффициент преобразования

$$\eta = \frac{P_n}{P_1}. \quad (5-2)$$

Рассмотрим вопрос применения умножителей частоты в радиопередатчиках.

В большинстве случаев источником стабильного по частоте сигнала являются кварцевые автогенераторы. Частота последних обычно не превышает 50—60 МГц, и

поэтому при более высоком значении частоты выходного сигнала передатчика необходимо производить умножение. Следует выбрать наиболее оптимальное место включения умножителя частоты в тракте радиопередатчика. Коэффициент умножения транзисторных генераторов обычно не превышает 3—4 раз при к. п. д. устройства, равном 10—30%. В связи с этим данные умножители включаются обычно в начале высокочастотного тракта передатчика. Для повышения устойчивости умножители частоты чередуются с усилителями. Варакторные умножители при коэффициентах  $n=2$  и 3 имеют весьма высокий коэффициент преобразования, достигающий до 60—70%. Первое применение таких умножителей состоит в их использовании в выходных каскадах УКВ—ДЦВ передатчиков мощностью до нескольких десятков ватт. Вторая область применения варакторов, имеющих значительно меньшую мощность, относится к верхней части СВЧ диапазона. Здесь используются диоды с коэффициентом умножения по частоте  $n$  до 8—10 и более раз. При больших значениях  $n$  используются в основном умножители с применением диодов с накоплением заряда.

## 5-2. Основы теории умножителей частоты на нелинейной емкости

**Некоторые свойства варакторов.** Известно [Л. 1-1, 1-2], что зарядная емкость  $p$ - $n$  перехода полупроводникового диода зависит от величины обратного напряжения. Диоды, у которых эффект нелинейной емкости является доминирующим, называются варикапами и варакторами. Варикапами обычно называются приборы, предназначенные для перестройки частоты контуров, варакторы предназначены для целей параметрического умножения.

Рассмотрим основные свойства варикапов и варакторов.

1. Закон изменения емкости  $p$ - $n$  перехода диода от величины обратного напряжения

$$C = \frac{C_n}{\left(1 + \frac{u}{\varphi_0}\right)^{\gamma}} = \frac{C_0 (\varphi_0 + E)^{\gamma}}{(\varphi_0 + u)^{\gamma}}. \quad (5-3)$$

где  $u$  — обратное напряжение, приложенное к диоду;  $\varphi_0$  — контактная разность потенциалов, т. е. напряжение



на переходе при отсутствии внешнего напряжения ( $\varphi_0 = 0,4 \div 0,6$  в — для кремниевых и  $\varphi_0 = 0,2 \div 0,3$  в — для германиевых диодов);  $E$  — напряжение внешнего смещения;  $C_n$  — начальная емкость перехода при  $u=0$ ;  $C_0$  — емкость перехода при  $u=E$ ;  $\gamma$  — коэффициент  $p$ - $n$  перехода, имеющий величину  $\gamma = 1/2$  при резком переходе (сплавного типа) и  $\gamma = 1/3$  при плавном переходе (диффузионного типа). Возможны также и другие значения  $\gamma$ .

Графики нормированной функции  $\frac{C}{C_n} = \Psi\left(\frac{u}{\varphi_0}\right)$  при  $\gamma = 1/2$  и  $\gamma = 1/3$  представлены на рис. 5-2. Величина емкости диодов может изменяться в 3—4 раза при изменении обратного напряжения от нуля до нескольких десятков вольт.

2. Эквивалентное сопротивление потерь или сопротивление растекания  $R_s$ , включенное последовательно с емкостью диода  $C$ . Величина  $R_s$  мало зависит от частоты и обратного напряжения. Потери в диоде можно характеризовать также через добротность  $Q = 1/\omega C_0 R_s$ . Частота, при которой  $Q = 1$ , называется граничной и определяется формулой  $\omega_{гр} = 1/C_0 R_s$ ; обычно в справочных данных указывается величина  $C$ , измеренная при напряжении смещения  $E = -4$  в.

3. Эквивалентная индуктивность выводов диода  $L_s$ , включенная последовательно с  $R_s$ , относится обычно к элементам внешней электрической схемы.

4. Величина максимально допустимого обратного напряжения диода обозначается через  $U_{пр}$ .

При превышении  $U_{пр}$  происходит пробой  $p$ - $n$  перехода, носящий тепловой и электрический характер.

5. Допустимая мощность рассеивания диода  $P_{р\max}$  и максимальная температура перехода  $t_{пер}$  имеют между собой такую же связь, что и в транзисторе [см. (1-4), (1-5)]. Мощность потерь в диоде равна:  $P_p = P_1 - P_n$  ( $P_1$  — входная подводимая мощность или мощность по первой гармонике,  $P_n$  — мощность  $n$ -й гармоники, выделяемая в нагрузке). В последней формуле не учтены

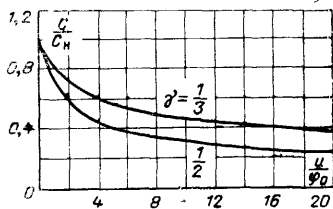


Рис. 5-2. Зависимость емкости  $p$ - $n$  перехода диода от обратного напряжения.

к. п. д. контуров, так как они обычно мало отличаются от единицы. Следует иметь  $P_p < P_{\text{рmax}}$ .

6. Температурный коэффициент емкости диода —  $\text{ТКЕ}_d$  у различных типов диодов лежит в пределах  $10^{-4}$ — $10^{-3}$ .

В нелинейно-емкостных умножителях частоты применяются две основные схемы: параллельного типа с контурами, имеющими последовательный резонанс на основной частоте  $\omega_1$  и требуемой гармонике  $n\omega_1$ , и после-

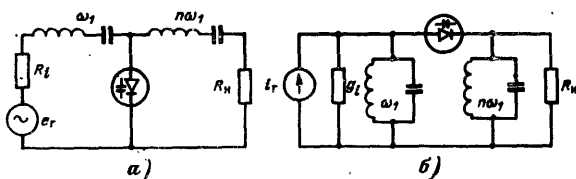


Рис. 5-3. Типовые схемы нелинейно емкостного умножителя частоты.

*a* — параллельного типа; *б* — последовательного типа.

довательного типа с контурами, имеющими параллельный резонанс на частотах  $\omega_1$  и  $n\omega_1$  (рис. 5-1). В простейшем случае фильтры  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  на рис. 5-1 могут быть представлены в виде одиночных последовательного или параллельного контуров и тогда схемы умножителей примут вид, показанный на рис. 5-3. При анализе обоих типов умножителей предполагается использование в них идеальных фильтров, т. е. имеющих бесконечно большое сопротивление на всех частотах, кроме резонансных, в схеме первого типа (рис. 5-1, *a* и 5-3, *a*) и бесконечно малое сопротивление — в схеме второго типа (рис. 5-1, *б* и 5-3, *б*). Исходя из этого, считают, что в первой схеме (параллельного типа) ток, протекающий через диод, содержит только первую и  $n$ -ю гармоники и равен:

$$i = I_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + I_n \cos(\omega_n t + \varphi_n). \quad (5-4)$$

Во второй схеме (последовательного типа) напряжение на диоде равно:

$$u = U_0 + U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n), \quad (5-5)$$

где  $U_0$  — постоянное напряжение.

При исследовании схем воспользуемся следующими выражениями, относящимися к нелинейной емкости:

$$i = \frac{dq}{dt} = C(u) \frac{du}{dt}; \quad (5-6)$$

$$q = \int i dt; \quad (5-7)$$

$$C(u) = \frac{dq}{du}; \quad (5-8)$$

$$q = \int C(u) du, \quad (5-9)$$

где  $q$  — заряд емкости.

Задача анализа варакторного умножителя частоты сводится в первую очередь к определению мощности генерируемой гармоники и условий, обеспечивающих максимальный к. п. д. преобразования.

**Анализ схемы умножителя частоты параллельного типа (рис. 5-3,а).** Здесь выражение для тока, протекающего через диод, определяется (5-4). Поэтому следует найти выражение для напряжения на диоде или, более точно, спектральные составляющие первой и  $n$ -й гармоник этого напряжения. Зная соотношения для тока и напряжения первой и  $n$ -й гармоник, можно определить эквивалентные параметры схемы и подсчитать мощность и к. п. д. Анализ проведем в несколько этапов.

*Определение зависимости напряжения на диоде от величины заряда  $q$ .* Введем в рассмотрение величину  $U_0 = E + \phi_0$ , вследствие чего (5-3) примет вид:

$$C(u) = \frac{C_0 U_0^\gamma}{u^\gamma}. \quad (5-10)$$

Подставив (5-10) в (5-9), имеем:

$$q = \frac{C_0 U_0^\gamma}{1-\gamma} u^{1-\gamma} \quad (5-11)$$

При напряжении  $u = U_0$  из (5-11) получим:

$$q_0 = \frac{C_0 U_0}{1-\gamma}. \quad (5-12)$$

При наличии переменной составляющей в напряжении  $u$  постоянная составляющая заряда  $q_0$  принимает значение, отличное от (5-12). Однако, как показано в § 2-8, даже при максимальной амплитуде высокочастотного сигнала это изменение при  $\gamma = 1/2$  не превышает 10% (при  $\gamma < 1/2$  отклонение будет еще меньше). Поэтому без большой погрешности можно считать, что при любой

амплитуде высокочастотного сигнала постоянная составляющая заряда  $q_0$  определяется выражением (5-12). Суммарный заряд  $q$  нелинейной емкости складывается из постоянной ( $q_0$ ) и переменной ( $\Delta q$ ) составляющих и поэтому запишем:

$$q = q_0 + \Delta q = q_0 \left( 1 + \frac{\Delta q}{q_0} \right). \quad (5-13)$$

С учетом (5-11) и (5-12) имеем из (5-13):

$$\left( \frac{u}{U_0} \right)^{1-\gamma} = 1 + \frac{\Delta q}{q_0}. \quad (5-14)$$

Откуда получим для напряжения:

$$\frac{u}{U_0} = \left( 1 + \frac{\Delta q}{q_0} \right)^p, \quad (5-15)$$

где

$$p = \frac{1}{1-\gamma}. \quad (5-16)$$

Определение величины переменной составляющей заряда  $\Delta q$  и напряжения на диоде  $u$ . Ток, протекающий через нелинейную емкость, определяется выражением (5-4). Подставив (5-4) в (5-7) и исключив постоянную интегрирования  $q_0$ , имеем:

$$\Delta q = \frac{I_1}{\omega_1} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \frac{I_n}{n\omega_1} \sin(n\omega_1 t + \varphi_n). \quad (5-17)$$

Первая гармоника тока, протекающего через диод, связана с первой гармоникой напряжения по аналогии с (5-6) соотношением

$$i_1 = C_{13} \frac{du_1}{dt}, \quad (5-18)$$

где  $u_1 = U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$  — первая гармоника напряжения;  $C_{13} = q_1/U_1$  — усредненная емкость диода по первой гармонике.

Можно показать (см. § 2-8), что в первом приближении емкость  $C_{13} \approx C_0$ . При этом из (5-18) имеем для амплитуды первой гармоники тока:

$$I_1 = C_0 m \omega_1 U_0, \quad (5-19)$$

где  $m = U_1/U_0$  — коэффициент глубины модуляции по первой гармонике напряжения.

Из выражения (5-12) с учетом (5-16) и (5-19) получим для постоянной составляющей заряда:

$$q_0 = \frac{I_1 p}{m \omega_1}. \quad (5-20)$$

Разделив (5-17) на (5-20), имеем:

$$\frac{\Delta q}{q_0} = \frac{m}{p} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \frac{m}{p} K_n \sin(n \omega_1 t + \varphi_n), \quad (5-21)$$

где

$$K_n = \frac{I_n}{I_1 n} \text{ — постоянный коэффициент.} \quad (5-22)$$

Подставив (5-21) в (5-15), получим для напряжения:

$$\frac{u}{U_0} = \left[ 1 + \frac{m}{p} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \frac{m}{p} K_n \sin(n \omega_1 t + \varphi_n) \right]^p. \quad (5-23)$$

*Определение первой и n-й гармоник напряжения на нелинейной емкости.* От величины этих гармоник зависят энергетические показатели схемы. Разложим функцию (5-23) в ряд Маклорена:

$$\begin{aligned} (1+x)^p &= 1 + px + \frac{p(p-1)}{2!} x^2 + \dots \\ &\dots + \frac{p(p-1)(p-2) \dots (p-n+1)}{n!} x^n, \end{aligned} \quad (5-24)$$

где

$$x = \frac{m}{p} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \frac{m}{p} K_n \sin(n \omega_1 t + \varphi_n).$$

Следует иметь  $|x| < 1$  или  $\frac{m}{p} (1 + K_n) < 1$  при произвольных значениях начальных фаз  $\varphi_1$  и  $\varphi_n$ . Подставив данное значение  $x$  в (5-24) и произведя необходимые тригонометрические преобразования, можно определить амплитуды всех спектральных составляющих напряжения. В полученном таким образом спектре интерес представляют только постоянная составляющая и составляющие, имеющие частоты  $\omega_1$  и  $n\omega_1$ . Выделив их, запишем напряжение в виде суммы пяти членов:

$$\begin{aligned} u &= U'_0 + U_{c1} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + U_{cn} \sin(n \omega_1 t + \varphi_n) + \\ &+ U_{a1} \cos \left[ \omega_1 t + \varphi_n - (n-1) \varphi_1 - (n-2) \frac{\pi}{2} \right] - \\ &- U_{an} \cos \left[ n \omega_1 t + n \varphi_1 + (n-2) \frac{\pi}{2} \right]. \end{aligned} \quad (5-25)$$

Амплитуды  $U'_0, U_{c1}, U_{cn}, U_{a1}, U_{an}$  есть суммы бесконечных рядов. Можно показать, что каждый из этих рядов является быстро сходящимся и поэтому их суммы в основном определяются первым или двумя первыми членами. С учетом данного замечания, опуская промежуточные выкладки, получим для амплитуд спектральных составляющих напряжения следующие выражения:

$$U'_0 = \left[ 1 + \frac{(p-1)(1+K_n^2)m^2}{4p} \right] U_0; \quad (5-26)$$

$$U_{c1} = \left[ 1 + \frac{(p-1)(p-2)m^2}{8p^2} \right] mU_0; \quad (5-27)$$

$$U_{cn} = \left[ 1 + \frac{(p-1)(p-2)m^2}{8p^2} \right] K_n mU_0; \quad (5-28)$$

$$U_{a1} = m^n \Psi(p, n) \alpha_n U_0; \quad (5-29)$$

$$U_{an} = m^n \Psi(p, n) U_0, \quad (5-30)$$

где

$$\Psi(p, n) = \frac{(p-1)(p-2)(p-3) \dots (p-n+1)}{2^{n-1} n! p^{n-1}}; \quad (5-31)$$

$$\alpha_n = I_n / I_1 = K_n n.$$

Значения функции  $\Psi^2(p, n)$  при  $\gamma = \frac{1}{2}$  ( $p=2$ ) и  $\gamma = \frac{1}{3}$  ( $p=\frac{3}{2}$ ) приведены в табл. 5-1. Из сравнения (5-29) и (5-30) с учетом (5-22) имеем:  $U_{a1} = \alpha_n U_n$ .

Дадим физическое толкование полученным результатам, сравнив выражение для напряжения на диоде (5-25) с функцией тока (5-4). Первый член в (5-25) определяет постоянное напряжение на диоде. Второй член в (5-25), равный  $U_{c1} \sin(\omega_1 t + \phi_1)$ , находится в квадратуре с током первой гармоники  $i_1 = I_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1)$ . Следовательно, этот член определяет эквивалентную емкость по первой гармонике, величина которой с учетом (5-19) и (5-27) равна:

$$C_{13} = \frac{I_1'}{\omega U_{c1}} = \frac{C_0}{1 + \frac{(p-1)(p-2)}{8p^2} m^2}. \quad (5-32)$$

Из (5-32) при  $p \leq 2$  и  $m \leq 2$  получим:  $C_{13} \approx C_0$ . При более строгом анализе следует учесть также изменение постоянной составляющей заряда  $q_0$  под действием высокочастотного сигнала и определить величину емкости

Функция	Номер гармоники $n$						
	2	3	4	5	6	7	8
$\Psi^2(p, n)$ при $p=2 \left(\gamma=\frac{1}{2}\right)$	$155 \cdot 10^{-4}$	—	—	—	—	—	—
$\Psi^2(p, n)$ при $p=\frac{3}{2} \left(\gamma=\frac{1}{3}\right)$	$70 \cdot 10^{-4}$	$21,5 \cdot 10^{-4}$	$33,6 \cdot 10^{-8}$	$93 \cdot 10^{-10}$	$3,6 \cdot 10^{-10}$	$16,2 \cdot 10^{-12}$	$0,86 \times 10^{-12}$
$\frac{\Phi^2(\gamma, n)}{n^2}$ при $\gamma=\frac{1}{2}$	$156 \cdot 10^{-4}$	$9 \cdot 10^{-4}$	$91 \cdot 10^{-8}$	$11,7 \cdot 10^{-8}$	$1,65 \cdot 10^{-8}$	$25,5 \cdot 10^{-8}$	$4,16 \times 10^{-8}$
$\frac{\Phi^2(\gamma, n)}{n^2}$ при $\gamma=\frac{1}{3}$	$70 \cdot 10^{-4}$	$3,42 \cdot 10^{-4}$	$20,2 \cdot 10^{-8}$	$4 \cdot 10^{-8}$	$0,7 \cdot 10^{-8}$	$12,7 \cdot 10^{-8}$	$2,44 \times 10^{-8}$

по формуле  $C_{13}=q_1/U_{c1}$ . Однако и в этом случае различие между  $C_{13}$  и  $C_0$  получается незначительным и, следовательно, принятое выше условие  $C_{13}=C_0$  является вполне обоснованным.

Третий член в (5-25), равный  $U_{cn} \sin(n\omega_1 t + \varphi_n)$ , находится в квадратуре с током  $n$ -й гармоники:  $i_n = I_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n)$ . Следовательно, этот член определяет эквивалентную емкость по  $n$ -й гармонике, величина которой с учетом (5-19), (5-22) и (5-28) равна:

$$C_{n3} = \frac{I_n}{n\omega_1 U_{cn}} = \frac{C_0}{1 + \frac{(p-1)(p-2)m^2}{8p^2}}. \quad (5-33)$$

Из (5-33) имеем:  $C_{n3} \approx C_0$ . Предположим теперь, что начальные фазы  $\varphi_n$  и  $\varphi_1$  в (5-25) связаны следующим соотношением:

$$\varphi_n = n\varphi_1 + (n-2)\frac{\pi}{2}. \quad (5-34)$$

Тогда четвертый член в (5-25), равный  $U_{a1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ , находится в фазе с током первой гармоники в (5-4)  $i_1 = I_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ . Следовательно, этот член определяет эквивалентное активное сопротивление по первой гармо-

нике, величина которого с учетом (5-29) и (5-19) равна:

$$R_{\Sigma 1} = \frac{U_{a1}}{I_1} = \frac{m^{n-1} \Psi(p, n) \alpha_n}{C_0 \omega_1}. \quad (5-35)$$

Из (5-35) следует, что активное сопротивление схемы для первой гармоники определяется, в частности, током  $n$ -й гармоники (коэффициент  $\alpha_n = I_n/I_1$ ). С учетом соотношения фаз (5-34) можно сделать следующий вывод: пятый член в (5-25), равный  $-U_{an} \cos(n\omega_1 t + \varphi_n)$ , находится в противофазе с током  $n$ -й гармоники в (5-4)  $i_n = I_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n)$ . Следовательно, этот член определяет эквивалентную э. д. с.  $n$ -й гармоники, которая равна

$$e_n = U_{an} \cos(n\omega_1 t + \varphi_n), \quad (5-36)$$

где  $U_{an}$  определяется в соответствии с (5-30).

С учетом проведенного анализа и полученных соотношений электрическую схему нелинейно-емкостного умножителя параллельного типа (рис. 5-3,а) можно представить в виде двух эквивалентных схем, по первой и  $n$ -й гармоникам, с последовательным включением элементов (рис. 5-4).

В схеме для первой гармоники (рис. 5-4,а) диод заменяется эквивалентной емкостью  $C_{1\varphi}$  (5-32) и активным сопротивлением  $R_{1\varphi}$  (5-35). В схеме для  $n$ -й гармоники (рис. 5-4,б) диод заменяется эквивалентной емкостью  $C_{n\varphi}$  (5-33) и генератором с э. д. с., равной  $e_n$  (5-36). Кроме того, в обеих схемах отдельно вынесено сопротивление активных потерь диода  $R_s$ .

Возвращаясь к фазовому соотношению (5-34), следует отметить, что для его выполнения следует настроить в резонанс с частотой  $\omega$  первый контур схемы умножителя и с частотой  $n\omega$  — второй.

*Определение мощности первой и  $n$ -й гармоники и к. п. д. схемы.* Из рассмотрения эквивалентной схемы (рис. 5-4,б) следует, что мощность  $n$ -й гармоники, отдаваемая генератором, с учетом выражений (5-4) и (5-30) равна:

$$P_n = \frac{1}{2} I_n U_{an} \cos[\varphi_n - n\varphi_1 - (n-2)90^\circ]. \quad (5-37)$$

При выполнении фазового соотношения (5-34) величина мощности  $P_n$  будет максимальна и равна  $P_n = \frac{1}{2} I_n U_n$ .



При последовательном резонансе в цепи второго контура (рис. 5-4, б) получим следующее уравнение баланса мощностей по  $n$ -й гармонике:

$$P_n = P_{sn} + P_n = \frac{1}{2} I_n^2 R_s + \frac{1}{2} I_n^2 R_n, \quad (5-38)$$

где  $P_{sn}$  — мощность потерь на сопротивлении  $R_s$ ;  $P_n$  — полезная мощность, выделяемая в нагрузке;  $R_n$  — сопротивление полезной нагрузки.

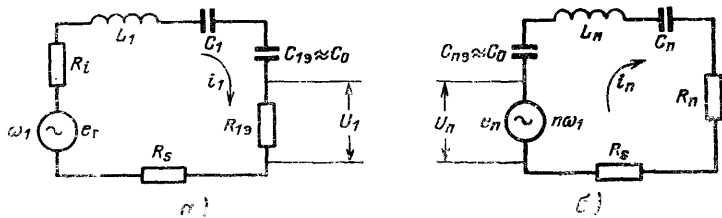


Рис. 5-4. Эквивалентная схема нелинейно емкостного умножителя частоты последовательного типа.

а — по первой гармонике; б — по  $n$ -й гармонике.

При этом амплитуда тока  $n$ -й гармоники с учетом (5-27) равна:

$$I_n = \frac{U_n}{R_n + R_s} = \frac{U_0 m^n \Phi(p, n)}{R_n + R_s}, \quad (5-39)$$

а к. п. д. второго контура равен:

$$\eta_2 = \frac{P_n}{P_n} = \frac{P_n}{P_n + P_{sn}} = \frac{R_n}{R_n + R_s}. \quad (5-40)$$

При выполнении аналогичных условий, т. е. соотношения (5-34) и последовательного резонанса в первом контуре (рис. 5-4, а), для первой гармоники получим следующее уравнение баланса мощностей:

$$P_1 = P_{1np} + P_{s1} = \frac{1}{2} I_1^2 R_{э1} + \frac{1}{2} I_1^2 R_s, \quad (5-41)$$

где  $P_1$  — мощность, отбираемая от источника э. д. с. первой гармоники;  $P_{1np}$  — мощность первой гармоники, преобразуемая в мощность  $n$ -й гармоники;  $P_{s1}$  — мощность потерь на сопротивлении  $R_s$ .

Для к. п. д. первого контура получим:

$$\eta_1 = \frac{P_{1np}}{P_1} = \frac{P_{1np}}{P_{1np} + P_{s1}} = \frac{R_{1э}}{R_{1э} + R_s}. \quad (5-42)$$

Можно показать, что мощность первой гармоники, идущая на преобразование  $P_{1np}$ , равна генерируемой мощности  $n$ -й гармоники  $P_n$ . Действительно, с учетом выражения для  $\alpha_n$  имеем:

$$P_{1np} = \frac{1}{2} I_1 U_1 = \frac{1}{2} I_1 U_n \alpha_n = \frac{1}{2} I_1 U_n \frac{I_n}{I_1} = P_n. \quad (5-43)$$

Общий к. п. д. схемы умножителя с учетом (5-40) и (5-42) равен:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_n}{P_1} = \frac{P_n - P_{sn}}{P_{1np} + P_{s1}} = \frac{P_{1np} - P_{sn}}{P_{1np} + P_{s1}} = \\ &= \eta_1 \eta_2 = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_{s1}}} \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_n}}. \end{aligned} \quad (5-44)$$

Найдем обобщенное выражение для к. п. д. умножителя. С этой целью определим сначала коэффициент  $\alpha_n$ , равный с учетом соотношений (5-19) и (5-39):

$$\alpha_n = \frac{I_n}{I_1} = \frac{U_0 m^n \Psi(p, n)}{C_0 U_0 m \omega_1 (R_n + R_s)} = \frac{Q m^{n-1} \Psi_1(p, n)}{1 + \frac{R_n}{R_s}}, \quad (5-45)$$

где  $Q = 1/C_0 R_s \omega_1$  — добротность диода на частоте  $\omega_1$  (5-46)

Подставив (5-45) в (5-35), имеем для эквивалентного сопротивления:

$$R_{s1} = \frac{m^{2(n-1)} Q^2 \Psi^2(p, n) R_s}{1 + \frac{R_n}{R_s}}. \quad (5-47)$$

И, наконец, подставив (5-47) в (5-44), получим в окончательном виде для к. п. д. схемы умножителя параллельного типа:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_n}{R_s}} \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_n} + \frac{m^{2(n-1)} Q^2 \Psi^2(p, n)}{1 + \frac{R_n}{R_s}}}, \quad (5-48)$$

где  $\Psi(p, n)$  — функция, определяемая согласно (5-31).

Формула для к. п. д. получена без учета потерь в контурах схемы. Последние можно учесть путем соответствующего снижения добротности  $Q$ . Произведя анализ функции (5-48) на экстремум, получим условие

для максимального к. п. д.:

$$\left(\frac{R_{\text{н}}}{R_s}\right)_{\text{опт}} = \sqrt{1 + m^{2(n-1)} Q^2 \Psi^2(p, n)}, \quad (5-49)$$

Подставив (5-19) и (5-47) в (5-41), получим для колебательной мощности первой гармоники, потребляемой схемой умножителя, выражение вида:

$$P_1 = \frac{1}{2} I_1^2 (R_{\text{эл}} + R_s) = \frac{1}{2} \frac{U_0^2 m^2}{Q^2 R_s} \left[ 1 + \frac{m^{2(n-1)} Q^2 \Psi^2(p, n)}{1 + \frac{R_{\text{н}}}{R_s}} \right]. \quad (5-50)$$

Условие отбора максимальной мощности  $P_1$  от генератора первой гармоники

$$R_i = R_s + R_{\text{эл}}, \quad (5-51)$$

где  $R_{\text{эл}}$  — определяется в соответствии с (5-47).

Анализ выражения для мощности в нагрузке  $P_{\text{н}} = \eta P_1$  с учетом (5-48) и (5-50) показывает, что условие получения  $P_{\text{н. макс}}$  имеет вид:  $R_{\text{н}} \approx R_s$ . При этом сама величина мощности равна:

$$P_{\text{н. макс}} = \frac{1}{8} \frac{U_0^2 m^{2n} \Psi^2(p, n)}{R_s}; \quad (5-52)$$

При номерах гармоник  $n \geq 4 \div 5$  обычно имеет место соотношение  $m^{2(n-1)} Q^2 \Psi^2(p, n) \ll 1$ . Тогда формулы (5-49), (5-48) и (5-50) соответственно принимают вид:

$$\left(\frac{R_{\text{н}}}{R_s}\right)_{\text{опт}} = 1; \quad (5-53)$$

$$\eta = \frac{1}{4} m^{2(n-1)} Q^2 \Psi^2(p, n); \quad (5-54)$$

$$P_1 = \frac{1}{2} \frac{U_0^2 m^2}{Q^2 R_s}. \quad (5-55)$$

Определим к. п. д. и колебательную мощность при двух наиболее часто встречаемых значениях коэффициента  $\gamma$  диода:

$$\gamma = \frac{1}{2} \text{ или } p = 2 \text{ [см. (5-16)];}$$

$$\gamma = \frac{1}{3} \text{ или } p = \frac{3}{2},$$

В первом случае ( $\gamma = 1/2$ ) функция  $\Psi(p, n) = 0$  при  $n > 2$  [см. (5-31)]. Это связано с тем, что при разложе-

нии функции (5-23) в ряд Маклорена (5-24) в случае  $p=2$  число членов ряда получается конечным. Поэтому в параллельной схеме умножителя (рис. 5-3,а) при  $\gamma=1/2$  возможно только умножение в 2 раза. Однако, как показано, например, в [Л. 5-6, 5-16], путем введения дополнительных ненагруженных (холостых) контуров с последовательным резонансом на одной из частот промежуточных гармоник можно получить коэффициент умножения частоты  $n>2$ . Схема умножителя частоты с дополнительным контуром представлена на рис. 5-5. В такой схеме ток, протекающий через диод, содержит не две, как ранее [см. (5-4)], а три гармоники:

$$i = I_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + I_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n) + I_{n-m} \cos[(n-m)\omega_1 t + \varphi_{n-m}]. \quad (5-56)$$

Вследствие наличия трех гармоник тока, протекающих через диод, в схеме рис. 5-5 происходит генерирование колебаний с частотами  $3\omega_1$ ,  $4\omega_1$  и т. д.

Во втором случае ( $\gamma=1/3$ ;  $p=3/2$ ) функция  $\Psi(p, n) \neq 0$  (см. 5-29) при любом целом значении  $n$ . Поэтому при диоде, имеющем  $\gamma=1/3$ , возможно генерирование гармоники любого номера. Однако здесь для повышения к. п. д. также целесообразно включение дополнительного холостого контура. Анализ формул (5-48) и (5-50) показывает, что при любом значении  $\gamma$  (или  $p$ ) к. п. д. и колебательная мощность  $P_1$  (а значит и  $P_n$ ) растут с увеличением коэффициента

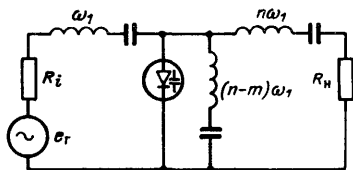


Рис. 5-5. Умножитель частоты параллельного типа с дополнительным контуром.

та глубины модуляции  $m$ . Определение максимальной величины  $m$ . Найдем максимально допустимое значение коэффициента глубины модуляции  $m$ , исходя из следующих двух граничных условий.

Во-первых, следует иметь максимальное мгновенное значение напряжения на переходе  $|u_{\text{макс}}| < U_{\text{пр}}$ , где  $U_{\text{пр}}$  — пробивное напряжение. Во-вторых, в силу условия работы при закрытом  $p$ - $n$  переходе мгновенное положительное напряжение должно быть меньше  $\phi_0$  или следует выполнить более жесткое требование  $|u_{\text{мин}}| > 0$ . Оба данных условия с учетом равенства (5-23) при произвольных значениях начальных фаз  $\varphi_1$  и  $\varphi_n$  (что может

иметь место в процессе настройки умножителя) примут вид:

$$U_0 \left( 1 + \frac{m}{p} + \frac{m}{p} K_n \right)^p \leq U_{\text{пр}}; \quad (5-57)$$

$$U_0 \left( 1 - \frac{m}{p} - \frac{m}{p} K_n \right)^p \geq 0. \quad (5-58)$$

После соответствующих преобразований имеем:

$$m \leq \frac{p \left[ \left( \frac{U_{\text{пр}}}{U_0} \right)^{\frac{1}{p}} - 1 \right]}{1 + \frac{\alpha_n}{n}}; \quad (5-59)$$

$$m \leq \frac{p}{1 + \frac{\alpha_n}{n}}, \quad (5-60)$$

где  $\alpha_n$  — определяется в соответствии с (5-45).

Рассмотрим вначале удвоитель частоты ( $n=2$ ). Примем отношение  $R_H/R_s=1$ , соответствующее максимальной мощности в нагрузке [см. (5-52)]. При этом согласно (5-45) имеем  $\alpha_n/n = bm$ , где  $b = \frac{1}{4} Q\Psi(p, 2)$ . С учетом

данного соотношения для максимального значения  $m$  получим из (5-59) квадратное уравнение

$$m_{\text{макс}}^2 + \frac{m_{\text{макс}}}{b} - \frac{p}{b} = 0, \quad (5-61)$$

откуда имеем:

$$m_{\text{макс}} = \frac{\sqrt{1 + 4pb} - 1}{2b}. \quad (5-62)$$

Из соотношения (5-57) или (5-59) определим величину  $U_{\text{пр}}/U_0$ , соответствующую данному значению  $m_{\text{макс}}$ :

$$\frac{U_{\text{пр}}}{U_0} = \left[ 1 + \frac{m_{\text{макс}}}{p} \left( 1 + \frac{\alpha_n}{n} \right) \right]^p. \quad (5-63)$$

**Пример.** Пусть коэффициент  $\gamma = 1/2$  или  $p=2$ ;  $Q=32$ ; значение  $b=Q/32=1$ . При этом из (5-62) и (5-63) соответственно имеем:  $m_{\text{макс}}=1$  и  $U_{\text{пр}}/U_0=4$ . При номерах гармоник  $n \geq 4-5$  согласно (5-45) и данных табл. 5-1 отношение  $\alpha_n/n \ll 1$ . Вследствие этого из выражений (5-60) и (5-59) соответственно получим:

$$m_{\text{макс}} = p; \quad (5-64)$$

$$\frac{U_{\text{пр}}}{U_0} = \left( 1 + \frac{m_{\text{макс}}}{p} \right)^p = 2^p. \quad (5-65)$$

Например, при  $\gamma=1/3$  или  $p=3/2$  имеем:

$$m_{\text{макс}}=1,5 \quad \text{и} \quad U_{\text{пр}}/U_0=2,83.$$

Согласно (5-48) и (5-52) более высокие значения к. п. д. и мощности в нагрузке получаются при больших значениях  $m$ . Поэтому во всех случаях целесообразно работать при значениях  $m$ , близких к  $m_{\text{макс}}$ . При этом следует правильно установить напряжение смещения, исходя из величины пробивного напряжения [см. (5-59), (5-63) и (5-65)].

Максимальная мощность, генерируемая варакторным умножителем, ограничивается в основном двумя предельно допустимыми параметрами: пробивным напряжением  $U_{\text{пр}}$  и мощностью рассеивания  $P_{\text{р.доп}}$ . Вычислив максимальное значение  $m_{\text{макс}}$  [см. (5-62) или (5-64)], можно по формулам (5-48) и (5-50) определить значение к. п. д. и подводимой мощности  $P_1$ , а затем мощность, рассеиваемую диодом  $P_p=P_1(1-\eta)$ . При этом следует иметь в виду, что  $P_p < P_{\text{р.доп}}$ . Для удобства расчетов в табл. 5-1 даны значения функции  $\Psi^2(p, n)$  при  $\gamma=1/2$  и  $\gamma=1/3$ , а основные формулы сведены в табл. 5-2.

С помощью полученных соотношений был произведен расчет умножителя параллельного типа при добротности контура на основной частоте  $Q=100$  для номеров гармоник  $n$  от 2 до 8 и при коэффициентах  $\gamma=1/2$  и  $\gamma=1/3$ . Сначала для каждой гармоники определялось значение  $m_{\text{макс}}$  [см. (5-62) и (5-64)], затем значение  $(R_{\text{н}}/R_s)_{\text{опт}}$ , соответствующее максимальному к. п. д. при  $m=m_{\text{макс}}$  [см. (5-48) и (5-54)]. Результаты расчета сведены в табл. 5-3. Проведенные расчеты показывают также, что при  $\eta_{\text{макс}}$  и  $m_{\text{макс}}$  максимальная мощность, потребляемая умножителем по первой гармонике, примерно одинакова для всех случаев и равна  $P_{1\text{макс}} = \frac{1}{8} \frac{U_{\text{пр}}^2}{Q^2 R_s}$ .

Более подробные выводы по полученным результатам будут сделаны ниже.

**Анализ схемы умножителя частоты последовательного типа.** В данной схеме (рис. 5-3,б) напряжение на диоде определяется выражением (5-5). Поэтому можно найти выражение для тока, протекающего через диод, и затем и его спектральные составляющие для первой

Параметр	• Схема умножителя	
	параллельного типа	
	Основная формула	Приближенная формула при $m^2 (n-1) Q^2 \Psi^2 (p, n) \ll 1$
1. Потребляемая мощность или мощность первой гармоники $P_1$	$\frac{1}{2} \frac{U_0^2 m^2}{Q^2 R_s} \left[ 1 + \frac{m^2 (n-1) Q^2 \Psi^2 (p, n)}{1 + \frac{R_n}{R_s}} \right]$	$\frac{1}{2} \frac{U_0^2 m^2}{Q R_s}$
2. К. п. д. $\eta = \frac{P_n}{P_1}$	$\frac{1}{1 + \frac{R_n}{R_s}} \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_n}} \frac{1}{1 + \frac{m^2 (n-1) Q^2 \Psi^2 (p, n)}{1 + \frac{R_n}{R_s}}}$	$\frac{m^2 (n-1) Q^2 \Psi^2 (p, n)}{4}$
3. Условие получения максимального к. п. д.	$\left( \frac{R_n}{R_s} \right)_{\text{опт}} = \sqrt{1 + m^2 (n-1) Q^2 \Psi^2 (p, n)}$	$\left( \frac{R_n}{R_s} \right)_{\text{опт}} = 1$

Параметр	Схема умножителя	
	последовательного типа	
	Основная формула	Приближенная формула при $\frac{m^2 (n-1) Q^2 \Phi^2 (\gamma, n)}{n^2} \ll 1$
1. Потребляемая мощность или мощность первой гармоники $P_1$	$\frac{1}{2} \frac{U_0^2 m^2}{Q^2 R_s} \left[ 1 + \frac{m^2 (n-1) Q^2 \Phi^2 (\gamma, n)}{n^2 \left( 1 + \frac{Q^2 R_s}{n^2 R_H} \right)} \right]$	$\frac{1}{2} \frac{U_0^2 m^2}{Q^2 R_s}$
2. К. п. д. $\eta = \frac{P_H}{P_1}$	$\frac{1}{1 + \frac{n^2 \left( 1 + \frac{Q^2 R_s}{n^2 R_H} \right)}{m^2 (n-1) Q^2 \Phi^2 (\gamma, n)}} \frac{1}{1 + \frac{n^2 R_H}{Q^2 R_s}}$	$\frac{m^2 (n-1) Q^2 \Phi^2 (\gamma, n)}{4 n^2}$
3. Условие получения максимального к. п. д.	$\left( \frac{Q^2 R_s}{n^2 R_H} \right)_{\text{опт}} = \sqrt{1 + \frac{m^2 (n-1) Q^2 \Phi^2 (\gamma, n)}{n^2}}$	$\left( \frac{Q^2 R_s}{n^2 R_H} \right)_{\text{опт}} = 1$



Параметр	Схема умножителя	
	параллельного типа	
	Основная формула	Приближенная формула при $m^2 (n-1) Q^2 \Psi^2 (p, n) \ll 1$
4. Условие получения максимальной мощности в нагрузке	$\frac{R_H}{R_s} \approx 1$	$\frac{R_H}{R_s} = 1$
5. Максимальная мощность в нагрузке $P_{H, \max}$	$\frac{1}{8} \frac{U_0^2 m^{2n}}{R_s} \Psi^2 (p, n)$	
6. Эквивалентное активное сопротивление по первой гармонике $R_{s1}$	$\frac{m^2 (n-1) Q^2 \Psi^2 (p, n) R_s}{1 + \frac{R_H}{R_s}}$	
7. Коэффициент гармоник $\alpha_n = \frac{I_n}{I_1}$	$\frac{Q m^{n-1} \Psi (p, n)}{1 + \frac{R_H}{R_s}}$	

Параметр	Схема умножителя	
	последовательного типа	
	Основная формула	Приближенная формула при $\frac{m^2(n-1)Q^2\Phi^2(\gamma, n)}{n^2} \ll 1$
4. Условие получения максимальной мощности в нагрузке	$\frac{Q^2 R_s}{n^2 R_H} \approx 1$	$\frac{Q^2 R_s}{n^2 R_H} = 1$
5. Максимальная мощность в нагрузке $P_{H, \max}$	$\frac{1}{8} \frac{U_0^2 m^{2n}}{R_s} \frac{\Phi^2(\gamma, n)}{n^2}$	
6. Эквивалентное активное сопротивление по первой гармонике $R_{s1}$	$\frac{n^2 R_s}{m^{2(n-1)} \Phi^2(\gamma, n)} \left( 1 + \frac{Q^2 R_s}{n^2 R_H} \right)$	
7. Коэффициент гармоник $\beta_n = \frac{U_n}{U_1}$	$\frac{Q^2 m^{n-1} \Phi(\gamma, n)}{n^2} \frac{1}{1 + \frac{Q^2 R_s}{n^2 R_H}}$	

Таблица 5-3

Параметр	Тип схемы	$\gamma$	Номер гармоники $n$								Примечание
			2	3	4	5	6	7	8		
$m_{\max}$	Параллельная	$\frac{1}{2}$	0,68	—	—	—	—	—	—	—	При $Q = 100$ на основной частоте
	Последовательная	$\frac{1}{3}$	0,64	1,3	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	
	Параллельная	$\frac{1}{2}$	0,43	0,7	1	1	1	1	1	1	
	Последовательная	$\frac{1}{3}$	0,49	0,8	1	1	1	1	1	1	
$\left(\frac{R_n}{R_s}\right)_{\text{опт}}$	Параллельная	$\frac{1}{2}$	8,7	—	—	—	—	—	—	—	При $m = m_{\max}$
	Последовательная	$\frac{1}{3}$	5,45	1,27	1	1	1	1	1	1	

Параметр	Тип схемы	$\gamma$	Номер гармоник $n$						Примечание
			2	3	4	5	6	7	8
$\left(\frac{Q^2 R_s}{n^2 R_n}\right)_{\text{опт}}$	Параллельная	$\frac{1}{2}$	5,55	1,78	1,38	1	1	1	1
	Последовательная	$\frac{1}{3}$	4,2	1,55	1,13	1	1	1	1
$\eta_{\text{макс}}$	Параллельная	$\frac{1}{2}$	0,79	—	—	—	—	—	—
	Последовательная	$\frac{1}{3}$	0,69	0,12	$7,8 \cdot 10^{-3}$	$4,5 \cdot 10^{-4}$	$3,7 \cdot 10^{-5}$	$3,5 \cdot 10^{-6}$	$3,9 \cdot 10^{-7}$
	Параллельная	$\frac{1}{2}$	0,69	0,39	0,16	$2,9 \cdot 10^{-2}$	$4,1 \cdot 10^{-3}$	$6,4 \cdot 10^{-4}$	$10^{-4}$
	Последовательная	$\frac{1}{3}$	0,62	0,174	$7,3 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-2}$	$1,7 \cdot 10^{-3}$	$3,2 \cdot 10^{-4}$	$0,6 \cdot 10^{-4}$

При  $m = m_{\text{макс}}$ При  $m = m_{\text{макс}}$   
и оптимальной  
нагрузке

и  $n$ -й гармоник. Зная выражения для напряжения и тока первой и  $n$ -й гармоник, можно определить эквивалентные параметры схемы и зависимости для мощности и к. п. д. Как и в предыдущем случае, анализ этого умножителя проведем в несколько этапов.

*Определение выражения для тока  $i$ , протекающего через диод.* Представим выражение (5-5) в следующем виде:

$$u = U_0 [1 + m \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + m\beta_n \sin(n\omega_1 t + \varphi_n)], \quad (5-66)$$

где  $m = U_1/U_0$  — коэффициент модуляции первой гармоники напряжения (5-67);  $\beta_n = U_n/U_1$  — коэффициент  $n$ -й гармоники напряжения (5-68).

Ток, протекающий через диод, согласно (5-6) с учетом (5-10) равен:

$$i = C(u) \frac{du}{dt} = C_0 U_0^\gamma u^{-\gamma} \frac{du}{dt}. \quad (5-69)$$

Подставив (5-66) в (5-69), после необходимых вычислений получим:

$$i = (C_0 U_0 m \omega_1) [1 + m \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + m\beta_n \sin(n\omega_1 t + \varphi_n)]^{-\gamma} [\cos(\omega_1 t + \varphi_1) + k_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n)], \quad (5-70)$$

где  $k_n = \beta_n n$  — постоянный коэффициент.

*Определение первой и  $n$ -й гармоник тока, протекающего через диод.* Здесь требуется воспользоваться разложением второго сомножителя функции (5-70) в ряд Маклорена:

$$(1+x)^{-\gamma} = 1 - \gamma x + \frac{\gamma(\gamma+1)}{2!} x^2 - \dots + (-1)^n \frac{\gamma(\gamma+1) \dots (\gamma+n+1)}{n!} x^n + \dots, \quad (5-71)$$

где

$$x = m \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + m\beta_n \sin(n\omega_1 t + \varphi_n). \quad (5-72)$$

Следует иметь  $|x| < 1$  или  $m(1 + \beta_n) < 1$  при произвольных значениях начальных фаз  $\varphi_1$  и  $\varphi_n$ . С учетом (5-71)

получим из (5-70):

$$i = C_0 U_0 m \omega_1 \left\{ 1 - \gamma m [\sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \beta_n (n \omega_1 t + \varphi_n)] + \right. \\ \left. + \frac{\gamma(\gamma+1)}{2!} m^2 [\sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \beta_n \sin(n \omega_1 t + \varphi_n)]^2 - \right. \\ \left. - \frac{\gamma(\gamma+1)(\gamma+2)}{3!} m^3 [\sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \beta_n \sin(n \omega_1 t + \right. \\ \left. + \varphi_n)]^3 + \dots \right\} \times [\cos(\omega_1 t + \varphi_1) + k_n \cos(n \omega_1 t + \varphi_n)]. \quad (5-73)$$

Проделав необходимые тригонометрические преобразования с функцией (5-73), можно определить амплитуды всех спектральных составляющих тока. В полученном таким образом спектре интерес представляют только составляющие с частотой  $\omega_1$  и  $n \omega_1$ . Выделив их, запишем ток в виде суммы четырех членов:

$$i = I_{c1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + I_{cn} \cos(n \omega_1 t + \varphi_n) + \\ + I_{a1} \sin \left[ \omega_1 t + \varphi_n - (n-1) \varphi_1 + (n-2) \frac{\pi}{2} \right] - \\ - I_{an} \sin \left[ n \omega_1 t + n \varphi_1 - (n-2) \frac{\pi}{2} \right]. \quad (5-74)$$

Амплитуды  $I_{c1}$ ,  $I_{cn}$ ,  $I_{a1}$ ,  $I_{an}$  есть суммы бесконечных рядов. Можно показать, что каждый из этих рядов является быстро сходящимся и что их суммы в основном определяются первым или двумя первыми членами. С учетом данного замечания, опуская промежуточные выкладки, получим для амплитуд спектральных составляющих тока:

$$I_{c1} = C_0 U_0 \omega_1 m \left[ 1 + m^2 (1 + 2\beta_n^2) \frac{\gamma(\gamma+1)}{8} \right]; \quad (5-75)$$

$$I_{cn} = C_0 U_0 \omega_1 m k_n \left[ 1 + m^2 (2 + \beta_n^2) \frac{\gamma(\gamma+1)}{8} \right]; \quad (5-76)$$

$$I_{a1} = C_0 U_0 \omega_1 m^n \Phi(\gamma, n) \beta_n; \quad (5-77)$$

$$I_{an} = C_0 U_0 \omega_1 m^n \Phi(\gamma, n); \quad (5-78)$$

$$\Phi(\gamma, n) = \frac{\gamma(\gamma+1)(\gamma+2) \dots (\gamma+n-2)}{2^{n-1} (n-1)!}. \quad (5-79)$$

Из сравнения (5-77) с (5-78) имеем  $I_{a1} = I_{an} \beta_n$ . Раскроем физическую сущность полученных соотношений. Для этого сравним выражения, определяющие ток, проходящий через диод (5-74), с напряжением на диоде (5-66).

Первый член в (5-74), равный  $I_{c1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ , находится в квадратуре с напряжением первой гармоники  $u_1 = U_0 m \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$ . Следовательно, этот член определяет эквивалентную емкость диода по первой гармонике, величина которой с учетом (5-75) равна:

$$C_{1з} = \frac{I_{c1}}{U_1 \omega_1} = C_0 \left[ 1 + m^2 (1 + 2\beta_n^2) \frac{\gamma(\gamma+1)}{8} \right]. \quad (5-80)$$

Второй член в (5-74), равный  $I_{cn} \cos(n\omega_1 t + \varphi_n)$ , находится в квадратуре с напряжением  $n$ -й гармоники  $u_n = U_0 m \beta_n \sin(n\omega_1 t + \varphi_n)$  [см. (5-66)]. Следовательно, этот член определяет эквивалентную емкость диода по  $n$ -й гармонике, величина которой с учетом (5-76) равна:

$$C_{nз} = \frac{I_{cn}}{U_n n \omega_1} = C_0 \left[ 1 + m^2 \left( 1 + \frac{1}{2} \beta_n^2 \right) \frac{\gamma(\gamma+1)}{4} \right]. \quad (5-81)$$

Допустим теперь, что начальные фазы  $\varphi_n$  и  $\varphi_1$  в (5-74) связаны следующим соотношением:

$$\varphi_n = n\varphi_1 - (n-2) \frac{\pi}{2}. \quad (5-82)$$

Тогда третий член в (5-74), равный  $I_{a1} \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$ , находится в фазе с напряжением первой гармоники  $u_1 = U_0 m \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$  [см. (5-66)]. Следовательно, этот член определяет эквивалентное активное сопротивление по первой гармонике, величина которого с учетом (5-77) и соотношения  $U_1 = U_0 m$  равна:

$$R_{з1} = \frac{U_1}{I_{a1}} = \frac{1}{C_0 \omega_1 m^{n-1} \Phi(\gamma, n) \beta_n}. \quad (5-83)$$

Из рассмотрения (5-83) следует, что активное сопротивление схемы для первой гармоники зависит, в частности, и от напряжения  $n$ -й гармоники, генерируемой умножителем (коэффициент  $\beta_n = U_n/U_1$ ).

Четвертый член в (5-74), равный  $-I_{an} \sin(n\omega_1 t + \varphi_n)$  [здесь учтено фазовое соотношение (5-82)], находится в противофазе с напряжением  $n$ -й гармоники на диоде  $u_n = U_0 m \beta_n \sin(n\omega_1 t + \varphi_n)$  [см. (5-66)]. Следовательно, этот член определяет эквивалентный генератор тока  $n$ -й гармоники:

$$i_n = I_{an} \sin(n\omega_1 t + \varphi_n), \quad (5-84)$$

где  $I_{an}$  определяется в соответствии с (5-78).

На основе проведенного анализа и полученных соотношений (5-80) — (5-84) электрическую схему нелинейно-емкостного умножителя последовательного типа (рис. 5-3,б) можно представить в виде двух эквивалентных схем, по первой и  $n$ -й гармоникам, с параллельным включением элементов (рис. 5-6). В схеме для первой

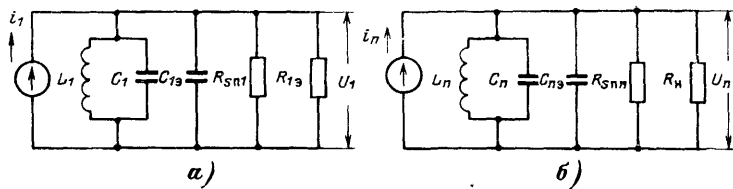


Рис. 5-6. Эквивалентная схема нелинейно емкостного умножителя частоты параллельного типа.

$a$  — по первой гармонике;  $b$  — по  $n$ -й гармонике.

гармоники (рис. 5-6,а) диод заменяется эквивалентной емкостью  $C_{13}$  (5-80) и активным сопротивлением  $R_{13}$  (5-83). Сопротивление активных потерь диода  $R_s$  из последовательной схемы замещения пересчитывается в параллельную (рис. 5-7):

$$R_{sn1} \approx \frac{1}{\omega_1^2 C_0^2 R_s} = Q^2 R_s, \quad (5-85)$$

где  $Q = 1/\omega_1 C_0 R_s$  — добротность диода на частоте  $\omega_1$ .

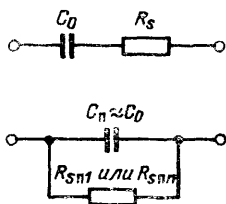


Рис. 5-7. Преобразование последовательной схемы замещения диода в параллельную.

В схеме для  $n$ -й гармоники (рис. 5-6,б) диод заменяется эквивалентной емкостью  $C_{n3}$  (5-81) и генератором тока  $i_n$  (5-84). Сопротивление активных потерь диода  $R_s$  по аналогии с первой схемой определяется следующим образом:

$$R_{sn n} \approx \frac{1}{(n\omega_1)^2 C_0^2 R_s^2} = \frac{Q^2 R_s}{n^2} = \frac{R_{sn1}}{n^2}. \quad (5-86)$$



Заметим, что для более точного определения величин  $R_{сп1}$  и  $R_{спn}$  в формулах (5-85) и (5-86), вместо величины  $C_0$  нужно было бы поставить соответственно величины  $C_{10}$  (5-80) и  $C_{n0}$  (5-81).

Возвращаясь к фазовому соотношению (5-82), следует считать, что для его выполнения следует настроить в резонанс с частотой  $\omega$  первый контур схемы умножителя и с частотой  $n\omega$  — второй.

*Определение мощности первой и  $n$ -й гармоник и к. п. д. схемы.* Из рассмотрения схемы (рис. 5-6,б) следует, что мощность  $n$ -й гармоники, отдаваемая эквивалентным генератором тока, с учетом выражений (5-66), (5-74) и (5-78) равна:

$$P_n = \frac{1}{2} U_n I_n \cos [\varphi_n - n\varphi_1 + (n-2)90^\circ]. \quad (5-87)$$

При выполнении фазового соотношения (5-82) эта мощность будет максимальна и равна  $P_n = \frac{1}{2} U_n I_n$ . При параллельном резонансе в контуре  $n$ -й гармоники получим следующее уравнение баланса мощностей:

$$P_n = P_{R_{спn}} + P_H = \frac{U_n^2}{R_{спn}} + \frac{U_n^2}{R_H}, \quad (5-88)$$

где  $P_{R_{спn}}$  — мощность потерь на сопротивлении  $R_{спn}$ ;  $P_H$  — полезная мощность  $n$ -й гармоники в нагрузке.

При этом амплитуда напряжения  $n$ -й гармоники с учетом (5-78) и (5-86) равна:

$$U_n = I_n \frac{R_{спn} R_H}{R_{спn} + R_H} = \frac{U_0 Q m^n \Phi(\gamma, n)}{n^2} \frac{1}{1 + \frac{Q^2 R_s}{n^2 R_H}}. \quad (5-89)$$

К. п. д. второго контура равен:

$$\eta_2 = \frac{P_H}{P_n} = \frac{P_H}{P_{R_{спn}} + P_H} = \frac{R_{спn}}{R_H + R_{спn}} = \frac{1}{1 + \frac{R_H}{R_{спn}}}. \quad (5-90)$$

При выполнении аналогичных условий, т. е. фазового соотношения (5-82) и параллельного резонанса в первом контуре (рис. 5-6,а), для первой гармоники получим

следующее уравнение баланса мощностей:

$$P_1 = P_{R_{\Sigma 1}} + P_{1np} = \frac{U_1^2}{R_{\Sigma 1}} + \frac{U_1^2}{R_{\Theta 1}}, \quad (5-91)$$

где  $P_{R_{\Sigma 1}}$  — мощность потерь на сопротивлении  $R_{\Sigma 1}$ ,  $P_{1np}$  — мощность первой гармоники, преобразуемая в мощность  $n$ -й гармоники.

При внутреннем сопротивлении генератора  $R_i = \frac{R_{\Sigma 1} R_{\Theta 1}}{R_{\Sigma 1} + R_{\Theta 1}}$  величина  $P_1$  максимальна.

Для к. п. д. первого контура имеем:

$$\eta_1 = \frac{P_{1np}}{P_1} = \frac{P_{1np}}{P_{1np} + P_{R_{\Sigma 1}}} = \frac{R_{\Sigma 1}}{R_{\Theta 1} + R_{\Sigma 1}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{\Theta 1}}{R_{\Sigma 1}}}. \quad (5-92)$$

С учетом соотношений (5-68), (5-77) и (5-78) получим:

$$P_{1np} = \frac{1}{2} I_1 U_1 = \frac{1}{2} I_n \beta_n \frac{U_n}{\beta_n} = P_n, \quad (5-93)$$

т. е. мощность первой гармоники  $P_{1np}$ , идущая на преобразование, равна генерируемой мощности  $n$ -й гармоники  $P_n$ . Общий к. п. д. схемы умножителя с учетом (5-90) и (5-91) равен:

$$\eta = \frac{P_n}{P_1} = \frac{P_n - P_{R_{\Sigma n}}}{P_{1np} + P_{R_{\Sigma 1}}} = \eta_1 \eta_2 = \frac{1}{1 + \frac{R_{\Theta 1}}{R_{\Sigma 1}}} \frac{1}{1 + \frac{R_n}{R_{\Sigma n}}}. \quad (5-94)$$

Преобразуем (5-94) к виду, удобному для вычислений. Для этого найдем сначала выражение, определяющее коэффициент  $\beta_n$ . Подставив (5-89) в (5-68), получим:

$$\beta_n' = \frac{U_n}{U_1} = \frac{U_n}{U_0 m} = \frac{Q m^{n-1} \Phi(\gamma, n)}{n^2} \frac{1}{1 + \frac{Q^2 R_s}{n^2 R_n}}. \quad (5-95)$$

Подставив (5-95) в (5-83), имеем для эквивалентного активного сопротивления:

$$R_{\Sigma 1} = \frac{n^2 R_s}{m^{2(n-1)} \Phi^2(\gamma, n)} \left( 1 + \frac{Q^2 R_s}{n^2 R_n} \right). \quad (5-96)$$

И, наконец, подставив (5-85), (5-86) и (5-96) в (5-94), после преобразований получим для к. п. д. схемы умножителя последовательного типа:

$$\eta = \frac{1}{n^2 \left( 1 + \frac{Q^2 R_s}{n^2 R_H} \right)} \frac{1}{1 + \frac{n^2 R_H}{Q^2 R_s}}. \quad (5-97)$$

Как и выше, формула для к. п. д. получена без учета потерь в контурах схемы. Их можно учесть путем соответствующего снижения добротности  $Q$ . После анализа функции (5-97) на экстремум, получим условие для максимального к. п. д.:

$$\left( \frac{Q^2 R_s}{n^2 R_H} \right)_{\text{опт}} = \sqrt{1 + \frac{m^2(n-1) Q^2 \Phi^2(\gamma, n)}{n^2}}. \quad (5-98)$$

Подставив (5-85) и (5-96) в (5-91), получим для потребляемой умножителем колебательной мощности первой гармоники:

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{1}{2} U_1^2 \left( \frac{1}{R_{\Theta 1}} + \frac{1}{R_{s \Pi 1}} \right) = \\ &= \frac{1}{2} \frac{U_0^2 m^2}{Q^2 R_s} \left[ 1 + \frac{m^2(n-1) Q^2 \Phi^2(\gamma, n)}{n^2 \left( 1 + \frac{Q^2 R_s}{n^2 R_H} \right)} \right]. \end{aligned} \quad (5-99)$$

Анализ выражения для мощности в нагрузке  $P_H = \eta P_1$  с учетом (5-97) и (5-99) показывает, что условие получения  $P_{H, \text{макс}}$  имеет вид:  $Q^2 R_s / n^2 R_H \approx 1$ . При этом сама величина мощности

$$P_{H, \text{макс}} = \frac{1}{8} \frac{U_0^2 m^{2n}}{R_s} \frac{\Phi^2(\gamma, n)}{n^2}. \quad (5-100)$$

При номерах гармоник  $n \geq 4-5$  обычно имеет место соотношение  $\frac{m^2(n-1) Q^2 \Phi^2(\gamma, n)}{n^2} \ll 1$ . Тогда формулы (5-98), (5-97) и (5-99) соответственно принимают вид:

$$\frac{Q^2 R_s}{n^2 R_H} = 1; \quad (5-101)$$

$$\eta = \frac{m^2(n-1) Q^2 \Phi^2(\gamma, n)}{4n^2}; \quad (5-102)$$

$$P_1 = \frac{1}{2} \frac{U_0^2 m^2}{Q^2 R_s}. \quad (5-103)$$

Анализ полученных соотношений показывает, что в схеме умножителя последовательного типа возможно умножение в требуемое число раз  $n$  при любом значении коэффициента  $\gamma$ , в том числе и при  $\gamma=1/2$  и  $\gamma=1/3$ .

**Определение максимальной величины  $m$ .** Найдем максимально допустимое значение коэффициента глубины модуляции  $m$ , исходя из тех же граничных условий, которые были использованы при анализе умножителя частоты параллельного типа, т. е.  $|u_{\max}| < U_{\text{пр}}$  и  $|u_{\min}| > 0$ .

В результате для умножителя частоты последовательного типа из выражения (5-66) при произвольных начальных фазах  $\varphi_1$  и  $\varphi_n$  получим:

$$1 + m + m\beta_n \leq U_{\text{пр}}/U_0; \quad (5-104)$$

$$m(1 + \beta_n) \leq 1, \quad (5-105)$$

где  $\beta_n$  определяется в соответствии с (5-95).

Рассмотрим сначала удвоитель частоты ( $n=2$ ). Примем отношение  $Q^2 R_s / n^2 R_n = 1$ , соответствующее максимальной мощности в нагрузке [см. (5-100)]. При этом согласно (5-95) имеем:  $\beta_n = bm$ , где  $b = Q\Phi(\gamma, 2)/8$ . С учетом данного соотношения для максимального значения  $m$  получим из (5-105) квадратное уравнение:

$$m_{\max}^2 + \frac{1}{b} m_{\max} - \frac{1}{b} = 0, \quad (5-106)$$

откуда имеем:

$$m_{\max} = \frac{\sqrt{1 + 4b} - 1}{2b}. \quad (5-107)$$

Из соотношения (5-104) определим величину  $U_{\text{пр}}/U_0$ , соответствующую данному значению  $m_{\max}$ :

$$\frac{U_{\text{пр}}}{U_0} = 1 + m_{\max}(1 + bm_{\max}). \quad (5-108)$$

**Пример.** Пусть коэффициент  $\gamma=1/2$  или  $p=2$ ;  $Q=32$ ; значение  $b=Q/32=1$ . При этом из (5-107) и (5-108) соответственно имеем:  $m_{\max}=0,72$  и  $U_{\text{пр}}/U_0=2,24$ . При номерах гармоник  $n \geq 4-5$  согласно (5-95) и данных табл. 5-2 величина  $\beta_n \ll 1$ . Вследствие этого из выражений (5-105) и (5-104) соответственно получим:

$$m_{\max}=1 \text{ и } U_{\text{пр}}/U_0=1+m_{\max}.$$

При определении к. п. д. схемы умножителя параллельного типа учитывалась мощность потерь на сопротивлении  $R_s$  только за счет первой и  $n$ -й гармоник тока. В действительности в схеме

(рис. 5-3,б) через это сопротивление проходят все гармоники тока, что создает дополнительные потери мощности. Поэтому реальный к. п. д. схемы при использовании только нелинейной емкости может быть несколько ниже значения, вычисленного по формулам (5-97) или (5-102). Для удобства расчетов в табл. 5-1 даны значения функции  $\Phi^2(\gamma, n)/n^2$  при  $\gamma=1/2$  и  $\gamma=1/3$ , а основные формулы сведены в табл. 5-2. С помощью полученных соотношений был произведен расчет умножителя последовательного типа при добротности контура на основной частоте  $Q=100$  для номеров гармоник  $n$  от 2 до 8 и при коэффициентах  $\gamma=1/2$  и  $\gamma=1/3$ . Сначала для каждой гармоники определялось значение  $m_{\text{макс}}$  [см. (5-105) и (5-107)], затем значение  $(Q^2 R_s / n^2 R_H)_{\text{опт}}$ , соответствующее максимальному к. п. д. при  $m=m_{\text{макс}}$  [см. (5-98) и (5-101)], и сама величина  $\eta_{\text{макс}}$  [см. (5-97) и (5-102)].

Результаты расчета сведены в табл. 5-3. Проведенные расчеты показывают также, что при  $\eta_{\text{макс}}$ ,  $m_{\text{макс}}$  и  $Q < 50$  максимальная мощность, потребляемая умножителем по первой гармонике, примерно

одинакова для всех случаев и равна  $P_{1\text{макс}} = \frac{1}{8} \frac{U_{\text{пр}}^2}{Q^2 R_s}$ . При  $Q > 50$  и  $n=2$  значение  $P_{1\text{макс}}$  несколько снижается. Так, при  $Q=100$  имеем: для  $\gamma = \frac{1}{2}$ ;  $P_{1\text{макс}} = 0,065 \frac{U_{\text{пр}}^2}{Q^2 R_s}$ ; для  $\gamma = \frac{1}{3}$ ;  $P_{1\text{макс}} = 0,08 \frac{U_{\text{пр}}^2}{Q^2 R_s}$ .

**Сравнительный анализ схем умножителей двух типов.** На основе проведенного анализа работы схем можно сделать следующие основные выводы.

В параллельной схеме умножителя при коэффициенте  $\gamma \neq 1/2$  возможна генерация любой гармоники, а при  $\gamma=1/2$  только второй гармоники. Однако при включении дополнительного контура (рис. 5-5) это ограничение снимается. Умножитель по этой схеме имеет сравнительно низкие значения входного и выходного сопротивлений, что затрудняет его согласование с нагрузкой и источником возбуждения. Диод в схеме может быть заземлен, что существенно упрощает его охлаждение. Схема применяется в мощных умножителях при  $n=2 \div 3$ .

В последовательной схеме умножителя возможна генерация любой гармоники при произвольном значении коэффициента  $\gamma$ . Схема такого умножителя имеет высокие значения входного и выходного сопротивлений, что составляет ее преимущество. С ростом номера гармоники  $n$  величина к. п. д. падает в меньшей степени, чем в умножителе по параллельной схеме (см. табл. 5-3). В схеме удобно применение СВЧ контуров несимметричного типа. Основное применение последовательной схемы

следует отнести к умножителям диапазона СВЧ при большом значении  $n$ .

Расчетные формулы для обеих схем являются идентичными, если функцию  $\Psi^2(p, n)$  заменить на  $\Phi^2(\gamma, n)/n^2$ , а отношение сопротивлений  $R_H/R_s$  на  $Q^2 R_s/n^2 R_H$  (см. табл. 5-2). Поэтому зависимости мощностей  $P_1$  и  $P_H$  и к. п. д. от величины параметров  $m, n, \gamma, Q$  имеют совпадающий характер (см. табл. 5-3).

Сравнительный анализ параллельной и последовательной схем на основе формул (табл. 5-2) и данных табл. 5-3, полученных при добротности  $Q=100$ ,  $m_{\text{макс}}$  и  $\eta_{\text{макс}}$ , показывает, что:

а) условия получения максимального значения к. п. д.  $\eta_{\text{макс}}$  при малых значениях  $n$  не совпадают;

б) значения мощности в нагрузке  $P_H$  и  $\eta$  для второй гармоники ( $n=2$ ) при равных  $\gamma$  получаются большими в параллельной схеме. При  $n \geq 3$  картина меняется, т. е. большие значения  $P_H$  и  $\eta$  получаются в последовательной схеме. Однако следует заметить, что в случае применения дополнительного контура (рис. 5-5) обе схемы при  $n=3$  дают примерно одинаковые результаты;

в) в схеме последовательного типа значение  $m$  коэффициента глубины модуляции по первой гармонике напряжения больше единицы быть не может, а в схеме параллельного типа  $m$  может быть и больше единицы, но не превышать величины  $\rho = \frac{1}{1-\gamma}$ ;

г) более высокие показатели схем (по  $P_H$  и  $\eta$ ) получаются при больших значениях  $Q, m$  и  $\gamma$ ;

д) максимальная мощность, потребляемая умножителями по первой гармонике при  $m_{\text{макс}}$  и  $\eta_{\text{макс}}$  во всех случаях примерно равна:

$$P_{1\text{макс}} = \frac{1}{8} U_{\text{пр}}^2 / Q^2 R_s.$$

Из данного анализа следуют два практически важных заключения. Следует применять диоды с большим значением  $\gamma$ ; при  $n=2 \div 3$  рекомендуется использовать схему умножителя параллельного типа, а при  $n > 3$  — схему умножителя последовательного типа.

Следует заметить, что генерируемая мощность  $P_H$  и к. п. д. при больших значениях  $n$  в реальной схеме варакторного умножителя могут быть получены выше, чем вычисленные в соответствии с формулами табл. 5-2. Это

объясняется введением в схемах умножителей автоматического смещения, что позволяет частично заходить в область открытого состояния диода, т. е. работать в режиме накопления заряда. Последнее, как будет показано далее (см. § 5-3), приводит к улучшению выходных показателей варакторного умножителя, т. е. величин мощности и к. п. д.

Вопросам анализа и расчета схем умножителей частоты с нелинейной емкостью посвящены работы [Л. 5-1—5-8, 5-16].

### 5-3. Умножители частоты на диодах с накоплением заряда

Генерация гармоник в диодных умножителях частоты возможна при использовании явления, называемого накоплением заряда с резким или мгновенным восстановлением. Имеются специальные типы полупроводниковых приборов, в которых данное явление выражено в наибольшей степени и которые поэтому получили название диодов с накоплением заряда (ДНЗ). Рассмотрим, в чем состоит сущность названного явления. При скачкообразном изменении полярности напряжения, приложенного к диоду, в нем протекает переходный процесс, изображенный на рис. 5-8,а. Дадим необходимые пояснения представленным графикам. При приложении запирающего напряжения  $U_{обр}$  напряжение на переходе  $U_{пер}$  в течение времени  $t_p$  сохраняет знак, соответствующий прямому. В течение этого же времени ( $0 \leq t \leq t_1$ ) величина обратного тока равна:

$$i \approx U_{обр} / (R_n + R_s),$$

где  $R_n$  — сопротивление нагрузки;  $R_s$  — сопротивление растекания диода.

Начиная с момента  $t_1$  полярность напряжения на переходе становится одинаковой с обратным напряжением, а ток  $i$  начинает уменьшаться, стремясь к своему установившемуся значению  $I_{обр}$ . Физическое объяснение описанного явления согласно [Л. 1-15] заключается в следующем. Вследствие накопления заряда в области базы за счет неосновных носителей (дырок) напряжения на электронно-дырочном переходе не может измениться мгновенно. По мере рекомбинации дырок с основными носителями их концентрация на границе  $p$ - $n$  пере-

хода падает, достигая в момент  $t_1$  равновесного значения.

После момента  $t_1$  на переходе появляется запирающее напряжение и начинается процесс восстановления обратного сопротивления, длящийся в течение времени  $t_B$ .

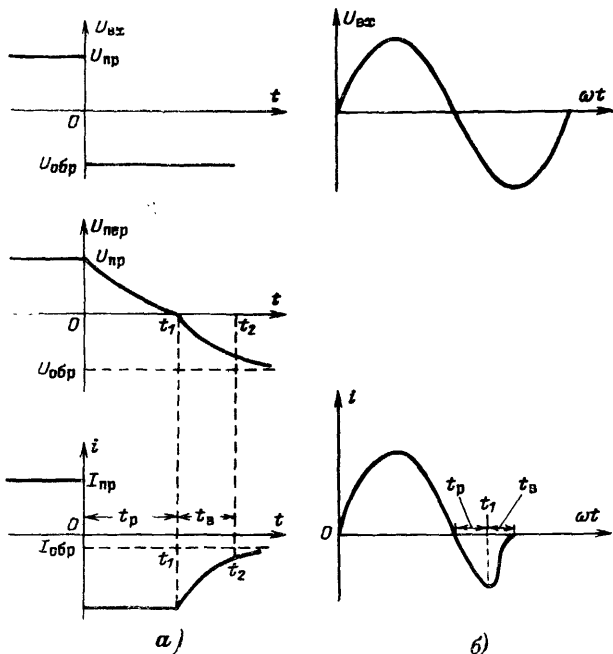


Рис. 5-8. Переходный процесс в диоде.

а — при скачкообразном изменении полярности входного напряжения; б — при синусоидальном входном напряжении.

Рассмотренный процесс накопления заряда в области базы может быть отождествлен с наличием большой емкости, разряд которой происходит в течение времени, равного  $(t_p + t_B)$ .

При приложении к диоду синусоидального напряжения форма тока, протекающего через диод, имеет вид, показанный на рис. 5-8,б. Здесь также наблюдается процесс рассасывания заряда (время  $t_p$ ) и резкого восстановления обратного сопротивления (время  $t_B$ ).



Таким образом, из сказанного следует, что процесс, протекающий в ДНЗ, можно разбить на четыре основные фазы: накопление заряда при прямой проводимости диода; рассасывание заряда в течение времени  $t_p$ , накопленного диодом с момента изменения полярности приложенного напряжения до момента времени  $t_1$ ; резкое или мгновенное восстановление обратного сопротивления (время  $t_v$ ); состояние высокого обратного сопротивления с момента  $t_2$  до момента приложения прямого напряжения.

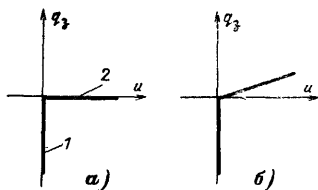


Рис. 5-9. Вольт-зарядная характеристика ДНЗ.

*а* — идеализированная; *б* — с учетом параллельно включенной емкости.

У ДНЗ отношение времени жизни накопленных носителей заряда  $t_p$  к времени восстановления  $t_v$  равно 200 и более. В режиме переключения диод можно рассматривать как элемент, обладающий резко нелинейной емкостной составляющей. В результате спектр сигнала оказывается богат гармониками высокого порядка, что и позволяет использовать ДНЗ в качестве умножителя частоты. При этом спектр генерируемых частот ограничивается в первом приближении пределами от  $1/t_p$  до  $1/t_v$ .

Идеализированная характеристика, связывающая величину накопленного заряда  $q_3$  с напряжением  $u$  на ДНЗ, представлена на рис. 5-9, *а*. Ветвь этой характеристики *1*, соответствующая  $u=0$ , относится к режиму накопления и рассасывания заряда, т. е. бесконечно большой емкости ДНЗ. В режиме накопления  $q_3$  увеличивается, при рассасывании  $q_3$  уменьшается. Другая ветвь *2*, соответствующая  $q_3=0$ , характеризует состояние диода при приложении к нему обратного напряжения при  $t > t_2$ , когда емкость  $C=0$ . При представлении ДНЗ в виде ключа ветвь  $u=0$  означает замкнутое, а ветвь  $q_3=0$  — разомкнутое состояние. Переход от одной ветви характеристики к другой происходит за время восстановления  $t_v$ .

В умножителе частоты следует иметь режим работы с двумя гармониками (основной и требуемой  $n$ -й) заряда или напряжения (см. § 5-1). Однако при идеализированной характеристике ДНЗ такой режим невозмо-

жен, так как равенство нулю заряда и напряжения в течение конечного интервала времени связано с наличием бесконечного числа гармонических составляющих как тока, так и напряжения. Для преодоления этого затруднения следует устранить либо линию нулевого заряда, либо линию нулевого напряжения. С этой целью следует включить дополнительную емкость параллельно ДНЗ в первом и последовательно ДНЗ — во втором случае. Ниже будет рассмотрен только первый случай, которому соответствует характеристика  $q_3 = \Psi(u)$ , представленная на рис. 5-9,б. Для данной характеристики имеем:

$$u = q_3/C \text{ при } q_3 \geq 0 \text{ и } u = 0 \text{ при } q_3 \leq 0. \quad (5-109)$$

Следует отметить, что включение дополнительной параллельной емкости приближает анализ к реальной схеме, в которой такая емкость всегда присутствует.

При включении дополнительной параллельной емкости следует воспользоваться параллельной схемой умножителя (рис. 5-1,а и 5-3,а), в которой с помощью полосовых фильтров можно добиться прохождения через диод только двух гармоник заряда или тока.

При проведении анализа умножителя ДНЗ параллельного типа примем следующие допущения. Полосовые фильтры  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  (рис. 5-1,а) пропускают соответственно только первую и  $n$ -ю гармоники тока. Следовательно, через ДНЗ проходят только эти две гармонические составляющие тока. Процесс резкого восстановления происходит в ДНЗ при изменении знака полного заряда  $q_3$ , накопленного диодом. Выбираются такие углы проводимости ДНЗ и фазовые углы гармоник, при которых  $q_3 > 0$  в течение первого полупериода основной частоты  $\omega_1$  и  $q_3 < 0$  в течение второго полупериода. В результате согласно соотношению (5-109) в течение первого полупериода напряжение на диоде достигает максимума, а в течение второго полупериода оно равно нулю. Следует заметить, что напряжение, приложенное к диоду, соответствует обратной ветви его характеристики.

Порядок анализа умножителя с ДНЗ идентичен рассмотренному выше варакторному умножителю параллельного типа (см. § 5-2). Различие сводится только к определению величин эквивалентного сопротивления по первой гармонике  $R_{13}$  и эквивалентной э. д. с. генератора по  $n$ -й гармонике (см. эквивалентную схему

умножителя на рис. 5-6). Конечная цель анализа по-прежнему сводится к определению величин входной и выходной мощностей и к. п. д. преобразования при любом номере гармоники  $n$ , а также некоторых оптимальных условий работы.

С учетом сделанных выше допущений примем, что заряд, накопленный диодом, равен:

$$q_3 = -q_0 + q_1 \cos \omega_1 t - q_n \sin (n\omega_1 t), \quad (5-110)$$

где  $q_1$  и  $q_n$  — амплитуды первой и  $n$ -й гармоник заряда;  $q_0$  — постоянная составляющая заряда.

Для выполнения условия одноразового переключения диода за период основной частоты  $\omega_1$  следует выполнить неравенство  $q_n < q_1$ .

Для случая  $n=2$  на рис. 5-10,а показан график зависимости заряда  $q_3 = \Psi(\omega t)$ . Ток, проходящий через диод,  $i = dq_3/dt$ , с учетом (5-110) равен:

$$i = -I_1 \sin \omega_1 t - I_n \cos n\omega_1 t, \quad (5-111)$$

где  $I_1 = q_1 \omega_1$  и  $I_n = q_n n \omega_1$  — амплитуды первой и  $n$ -й гармоник тока.

На основании (5-109) с учетом (5-110) напряжение на диоде равно:

$$u = \frac{1}{C} [q_1 (\cos \omega_1 t - \cos \theta_1) - q_n \sin (n\omega_1 t)] \text{ при } q_3 \geq 0; \left\{ \begin{array}{l} u = 0 \text{ при } q_3 \leq 0; \end{array} \right. \quad (5-112)$$

где  $\cos \theta_1 = q_0/q_1$ ,

Для определения первой и  $n$ -й гармоник напряжения на диоде следует разложить функцию (5-112) в ряд Фурье. Составляющие гармоник напряжения, находящиеся в квадратуре с соответствующими гармониками тока [см. (5-111)], характеризуют реактивные параметры в эквивалентной схеме замещения диода. Эти эквивалентные реактивности могут быть скомпенсированы с помощью элементов схемы (см. рис. 5-5) и поэтому их рассчитывать не будем. Найдем только такие составляющие первой и  $n$ -й гармоник напряжения, которые находятся в фазе с соответствующими гармониками тока. Для составляющей первой гармоники имеем:

$$U_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} u (-\sin \omega_1 t) d\omega_1 t, \quad (5-113)$$

Угол от- сечки $\theta$ , град	Коэффициент	Номер гармоники $n$						
		2	3	4	5	6	7	8
30	$K_1$	0,053	0,069	0,074	0,069	0,054	0,034	0,013
30	$K_n$	0,265	0,206	0,138	0,069	0,009	0,034	0,058
30	$g_n$	$0,7 \cdot 10^{-2}$	$4,74 \cdot 10^{-3}$	$25,5 \cdot 10^{-4}$	$9,5 \cdot 10^{-4}$	$0,81 \cdot 10^{-4}$	$1,65 \cdot 10^{-4}$	$0,95 \cdot 10^{-4}$
60	$K_1$	0,276	0,206	0,046	0,069	0,095	0,034	0,039
60	$K_n$	0,276	0,069	0,046	0,069	0,016	0,034	0,039
60	$g_n$	$3,8 \cdot 10^{-2}$	$4,74 \cdot 10^{-3}$	$5,29 \cdot 10^{-4}$	$9,5 \cdot 10^{-4}$	$2,53 \cdot 10^{-4}$	$1,65 \cdot 10^{-4}$	$1,9 \cdot 10^{-4}$
90	$K_1$	0,424	0	0,170	0	0,109	0	0,081
90	$K_n$	0,212	0	0,042	0	0,018	0	0,010
90	$g_n$	$4,5 \cdot 10^{-2}$	0	$18 \cdot 10^{-4}$	0	$3,3 \cdot 10^{-4}$	0	$1,02 \cdot 10^{-4}$

где  $u$  определяется в соответствии с (5-112);  $\theta$  — угол отсечки (см. рис. 5-10, б) (с учетом принятых выше допущений считаем, что  $|\theta| = |-\theta|$ ).

Для составляющей  $n$ -й гармоники напряжения получим:

$$U_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} u(-\cos n\omega_1 t) d\omega_1 t. \quad (5-114)$$

После необходимых вычислений имеем для амплитуд напряжений:

$$U_1 = \frac{q_n K_1}{C} = \frac{I_n K_1}{C n \omega_1}, \quad (5-115)$$

где

$$K_1 = \frac{1}{\pi} \left[ \frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} \right]; \quad (5-116)$$

$$U_n = \frac{q_1 K_n}{C} = \frac{I_1 K_n}{C \omega_1}, \quad (5-117)$$

где

$$K_n = \frac{1}{\pi} \left[ \frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} + \frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} \right]. \quad (5-118)$$

Значения коэффициентов  $K_1$  и  $K_n$ , вычисленные до восьмой гармоники включительно при  $\theta = 30^\circ$ ,  $60^\circ$  и  $90^\circ$ , представлены в табл. 5-4.

В соответствии с введенными выше эквивалентными схемами замещения для параллельной схемы умножителя (рис. 5-4), справедливыми и в рассматриваемом случае, определим эквивалентное активное сопротивление ДНЗ по отношению к первой гармонике  $R_{1\theta}$ , мощность входного сигнала  $P_1$  и коэффициент преобразования  $\eta$ . При этом будем считать, что входная и выходная цепи умножителя настроены в резонанс соответственно с частотой  $\omega_1$  и  $n\omega_1$ . Следовательно, для выходной цепи имеем:

$$\frac{U_n}{I_n} = R_{\text{в}} + R_s, \quad (5-119)$$

где  $U_n$  — амплитуда эквивалентного генератора э. д. с.

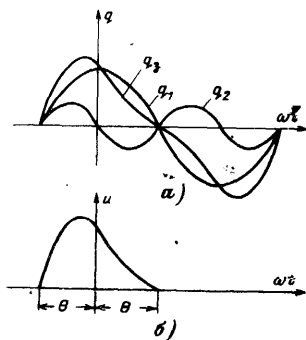


Рис. 5-10. Графики временных функций для ДНЗ.  
а — заряда; б — напряжения.

по  $n$ -й гармонике, определяемая в соответствии с (5-117);  $R_H$  — сопротивление нагрузки;  $R_s$  — эквивалентное сопротивление потерь диода.

С учетом (5-115), (5-117) и (5-119) получим для эквивалентного сопротивления по первой гармонике:

$$R_{1s} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{I_n}{I_1} \frac{K_1}{n\omega_1 C} = \frac{g_n R_s Q^2}{1 + \frac{R_H}{R_s}}, \quad (5-120)$$

где  $Q = 1/\omega_1 C R_s$  — добротность;  $g_n = \frac{K_1 K_n}{n}$  — коэффициент, зависящий от номера гармоники  $n$  и угла отсечки  $\theta$  (значения  $g_n$  до  $n=8$  при  $\theta=30, 60$  и  $90^\circ$  даны в табл. 5-4). В частности, при  $\theta=90^\circ$  с учетом (5-116) и (5-118) при четных значениях  $n$  имеем:

$$K_1 = \frac{2}{\pi} \frac{n}{n^2 - 1}; \quad K_n = \frac{2}{\pi} \frac{1}{n^2 - 1};$$

$$K_1 = K_n n; \quad g_n = \frac{4}{\pi^2} \frac{1}{(n^2 - 1)^2}.$$

Коэффициент гармоник тока равен:

$$\alpha_n = \frac{I_n}{I_1} = \frac{K_n Q}{1 + \frac{R_H}{R_s}}. \quad (5-121)$$

С учетом (5-120) для отношения амплитуд гармоник заряда получим:

$$\gamma_n = \frac{q_n}{q_1} = \frac{K_n Q}{n \left( 1 + \frac{R_H}{R_s} \right)}.$$

Согласно принятому выше условию следует иметь  $\gamma_n < 1$ . Мощность, потребляемая умножителем по первой гармонике (входная мощность), с учетом (5-120) равна:

$$P_1 = \frac{1}{2} \frac{U_1^2}{(R_{1s} + R_s)} = \frac{1}{2} \frac{m^2 U_{np}^2}{R_s} \frac{1}{1 + \frac{g_n Q^2}{1 + \frac{R_H}{R_s}}}, \quad (5-122)$$

где  $U_1 = m U_{np}$  — амплитуда напряжения первой гармоники;  $U_{np}$  — предельно допустимое обратное напряжение, прикладываемое к ДНЗ;  $m$  — коэффициент глубины модуляции по первой гармонике.

Определим допустимое значение коэффициента  $m$ , исходя из следующего условия: максимальное мгновенное значение обратного напряжения, приложенное к диоду ( $U_{\text{макс}}$ ), должно быть меньше  $U_{\text{пр}}$ . Величину  $U_{\text{макс}}$  определим из соотношения (5-112), считая, что при наименее благоприятной ситуации мгновенное значение заряда может быть равно сумме ( $q_1 + q_n$ ). В результате с учетом (5-115), (5-117) и равенства

$$U_n/U_1 = nK_n/\alpha_n K_1$$

из (5-112) имеем:

$$U_{\text{макс}} = \frac{q_1 + q_n}{C} = \frac{U_n}{K_n} + \frac{U_1}{K_1} = \frac{U_1}{K_1} \left(1 + \frac{n}{\alpha_n}\right).$$

Из условия  $U_{\text{макс}} \leq U_{\text{пр}}$  с учетом равенства  $U_1 = mU_{\text{пр}}$  получим:

$$m \leq \frac{K_1}{1 + \frac{n}{\alpha_n}}. \quad (5-123)$$

Так, например, при  $\theta = 90^\circ$ ,  $Q = 100$ ,  $R_{\text{н}}/R_s = 4$  и  $n = 2$  (коэффициенты  $K_1$  и  $K_n$  определяются из табл. 5-4) имеем  $m \leq 0,23$ . Следует заметить, что при работе в режиме накопления заряда наблюдается уменьшение величины  $U_{\text{пр}}$  по сравнению со статическим значением этого параметра, так как обратная ветвь вольт-амперной характеристики принимает вид, аналогичный характеристике транзистора (см. рис. 1-9).

На основании выражения (5-44), справедливого и для рассматриваемого типа умножителя, с учетом (5-120) коэффициент преобразования равен:

$$\eta = \frac{P_{\text{н}}}{P_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_{10}}} \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_{\text{н}}}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{\text{н}}}{R_s}} \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_{\text{н}}}}. \quad (5-124)$$

$$1 + \frac{g_n Q^2}{1 + \frac{R_s}{R_{\text{н}}}}$$

Из (5-124) следует, что максимальное значение к. п. д. получается при выполнении условия

$$\left(\frac{R_{\text{н}}}{R_s}\right)_{\text{опт}} = \sqrt{1 + g_n Q^2}. \quad (5-125)$$

С помощью (5-129) — (5-124) можно вычислить мощность  $n$ -й гармоники, выделяемую в нагрузке:  $P_{\text{н}} = \eta P_1$ .

Максимальная мощность  $P_n$ , которую может генерировать умножитель с ДНЗ, ограничивается несколькими параметрами. В первую очередь к ним относятся величина обратного напряжения  $U_{пр}$  и мощность рассеивания  $P_{р.доп.}$ . Зная  $U_{пр}$ , можно в соответствии с (5-123) вычислить максимальное значение коэффициента  $m$ , а затем по формуле (5-122) входную мощность  $P_1$ . Мощность  $P_p$ , рассеиваемая в диоде, равная  $P_1 - P_n$ , должна быть меньше значения  $P_{р.доп.}$ . В большинстве случаев именно этот параметр ограничивает

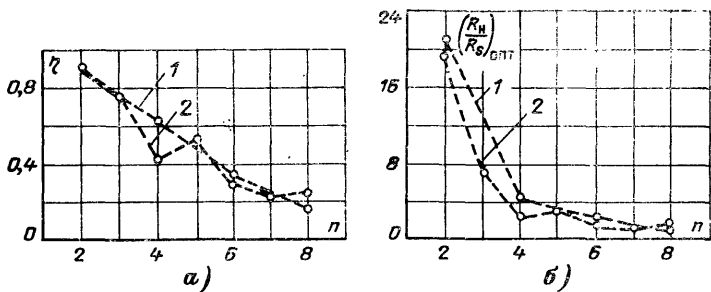


Рис. 5-11. Графики функций, характеризующих умножитель частоты с ДНЗ при  $Q=100$ .

а — для к. п. д.; б — для оптимального отношения сопротивлений (1 — при  $\theta=90^\circ$ ; 2 — при  $\theta=60^\circ$ ).

максимальное значение генерируемой мощности  $n$ -й гармоники.

Следует отметить, что подбором емкости  $C$ , подключаемой параллельно ДНЗ, удастся найти оптимальное значение для отсечки  $\theta$  при данном значении  $n$  и получить максимальную мощность  $P_n$ , генерируемую ДНЗ.

В качестве примера на рис. 5-11,а представлены графики для к. п. д.  $\eta$ , вычисленные в соответствии с (5-124) при  $Q=100$ , угле отсечки  $\theta=90^\circ$  и  $60^\circ$ , оптимальном отношении  $R_n/R_s$  [см. (5-125)] и номерах гармоник  $n$  со второй по восьмую (при  $\theta=90^\circ$  и нечетных значениях  $n$  коэффициенты  $K_1=0$  и  $K_n=0$  и поэтому  $P_n=0$ ). График функции  $(R_n/R_s)_{опт} = \Psi(n)$  приведен на рис. 5-11,б. По результатам анализа двух типов полупроводниковых умножителей частоты с нелинейной емкостью (ДНЕ) и накоплением заряда (ДНЗ) проведем их сравнение.

Входная мощность по первой гармонике [см. (5-50) и (5-122)] и выходная мощность по  $n$ -й гармонике в ДНЗ



при высоких значениях добротности примерно на один порядок больше, чем в ДНЕ. Это связано с тем, что в схеме с ДНЗ в течение части периода колебаний диод находится в открытом состоянии и поэтому происходит резкое увеличение пропускаемого тока, а следовательно, и генерируемой мощности. Следствием названного свойства ДНЗ является также существенное уменьшение входного и выходного сопротивлений умножителя по сравнению со схемой, использующей ДНЕ.

При малых значениях  $n$  к. п. д. обеих схем примерно одинаков. Однако при значениях  $n \geq 4 \div 5$  к. п. д. схемы с ДНЗ становится существенно большим, чем в схеме с ДНЕ (см. данные в табл. 5-3 и рис. 5-11,а). Этим объясняется использование схем с ДНЗ при больших значениях  $n$ . Вопросам анализа и расчета схем с ДНЗ посвящены работы [Л. 5-9—5-13].

#### 5-4. Схемы варакторных умножителей частоты

При построении варакторных умножителей стараются использовать оба явления, связанные с генерацией гармоник, — эффект нелинейной емкости и накопление заряда с резким восстановлением. Поэтому в схемах умножителей применяется два и более контуров и устанавливается режим с автоматическим смещением, что позволяет частично заходить в область открытого состояния диода. Для целей умножения используются специальные варакторные диоды, имеющие в большинстве случаев резкий переход, т. е.  $\gamma = 1/2$ . Рассмотрим, в каких случаях применяются схемы параллельного и последовательного типов.

Схема умножителя параллельного типа используется в основном в диапазонах УКВ и ДЦВ при большой мощности (до нескольких десятков ватт) и небольших значениях коэффициента умножения ( $n = 2 \div 3$ ). Согласование низкоомных входного и выходного сопротивлений такой схемы с нагрузкой и источником возбуждения производится с помощью емкостного делителя (рис. 5-12,а) или автотрансформаторной связи. Смещение в схемах автоматическое, в большинстве случаев  $R_{см} = 50 \div 300$  ком. Для лучшего охлаждения диод закрепляется на радиаторе. При номере гармоники  $n > 2$  включается дополнительный контур, настраиваемый на более низкую гармонику. Так, в схеме утроителя (рис. 5-12,а) дополнительный контур настраивается на вторую гармонику. В результате сложения второй и первой гармоник увеличивается мощность третьей гармоники.

Для увеличения мощности удвоителя применяется мостовая схема сложения двух варакторов [Л. 5-14], показанная на рис. 5-12,б. В схеме сигнал основной частоты  $\omega$  подводится к плечам моста ( $L_1$  и  $L_2$ ), а сигнал удвоенной частоты  $2\omega$  снимается с его диагонали. Для этого цепи, состоящие из  $L_1$  и  $C_1$  (емкость диода) и из  $L_2$  и  $C_2$ , настраиваются в резонанс с частотой  $\omega$ , а цепи, состоящие из  $L_1, C_1, L_3, C_3$  и из  $L_2, C_2, L_3, C_4$ , настраиваются в резонанс с частотой  $2\omega$ .

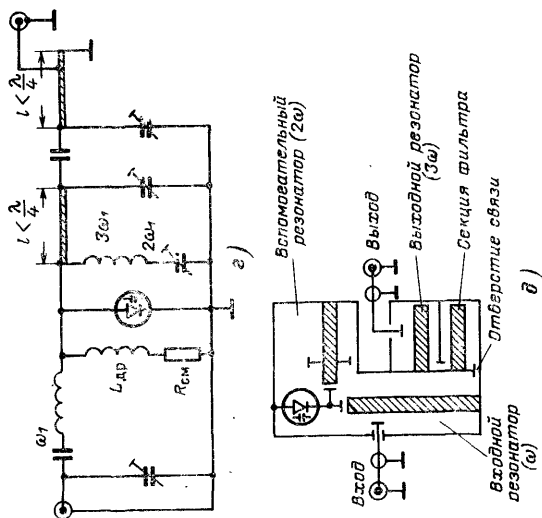
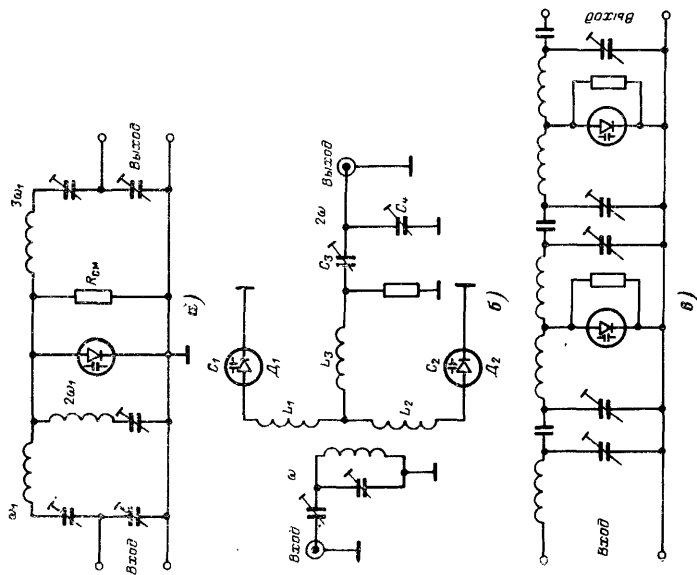


Рис. 5-12. Схемы варакторных умножителей частоты.



Как указывалось выше, при повышении номера гармоники к. п. д. резко падает (см. табл. 5-3). Поэтому для сохранения достаточно высокого к. п. д. при больших значениях  $n$  применяют каскадное включение удвоителей или утроителей. Одна из таких схем показана на рис. 5-12,в. По данным [Л. 5-5] в подобной схеме при последовательном включении четырех удвоителей с общим коэффициентом умножения  $n=16$  и частоте выходного сигнала, равной 1 000 Мгц, был получен к. п. д., равный 30%. Недостаток схемы состоит в ее более сложной настройке по сравнению с однокаскадной.

В СВЧ диапазоне при частоте больше 200—300 Мгц в умножителях используются коаксиальные, полосковые и спирально-коаксиальные резонаторы. Следует заметить, что в конструктивном отношении наиболее удачным является применение полосковых линий (см. рис. 5-12,г, д).

Для расширения полосы пропускания умножителя на его входе и выходе включается система связанных контуров (например, рис. 5-12,д). С помощью последних полоса пропускания умножителя может быть получена равной 10—20% при достаточно высоком к. п. д. При разработке схемы и конструкции умножителя следует предусматривать специальные меры, с помощью которых предотвращается непосредственное прохождение входного сигнала на выход, а выходного сигнала — на вход устройства. В СВЧ диапазоне для этих целей используются четвертьволновые трансформаторы. Важно также подавить и другие побочные составляющие на выходе устройства. Величина подавления обычно устанавливается равной не менее 30—35 дБ.

При необходимости существенного увеличения выходной мощности умножителя возможно объединение большого числа однотипных варакторов по схеме, получившей название «решетка» [Л. 5-18—5-20]. Блок-схема такого умножителя представлена на рис. 5-13,а. Дуплексер, или разделитель сигналов, примененный в ней, представляет собой фильтровую систему, у которой со стороны одного входа проходит сигнал с частотой  $\omega$ , а стороны другого входа — с частотой  $n\omega$ . При объединении нескольких варакторов следует разделить мощность входного сигнала с частотой  $\omega$  поровну между всеми диодами, сложить мощности сигналов с частотой  $n\omega$  в общей нагрузке и выполнить фазовое соотношение (5-34) или (5-82). Этим требованиям отвечает варакторная «решетка», представленная на рис. 5-13,б, в которой умножительные диоды включены последовательно и параллельно. Возможны и частные случаи, при которых диоды включаются только последовательно или только параллельно.

Рассмотрим работу схемы при умножении частоты в 2 раза.

В качестве фазосдвигающих цепочек, включаемых между варакторами, наиболее целесообразно применение линий длиной  $l = \lambda/2$  на основной частоте. При этом сдвиг по фазе на основной частоте составит  $180^\circ$ , по второй гармонике —  $360^\circ$ , т. е. фазовое соотношение (5-82) выполняется. При  $l = \lambda/2$  согласно (4-44) входное сопротивление линии  $Z_{вх} = Z_{н0}$  (где  $Z_{н0}$  — сопротивление нагрузки) и величина волнового сопротивления  $\rho$  не оказывает влияния на это равенство. В этом и состоит удобство применения полуволновых линий в качестве согласующих цепей. В результате суммарное эквивалентное сопротивление по первой гармонике  $k$  — последовательно включенных диодов составит  $kR_{\Sigma 1}$ ,  $p$ -параллельно включенных  $R_{\Sigma 1}/p$ . Так, для схемы рис. 5-13,б имеем  $R_{1общ} = R_{\Sigma 1}$ .

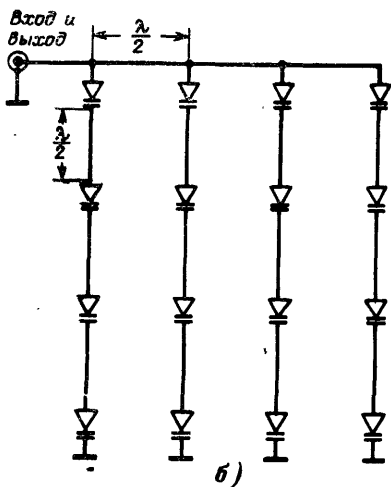
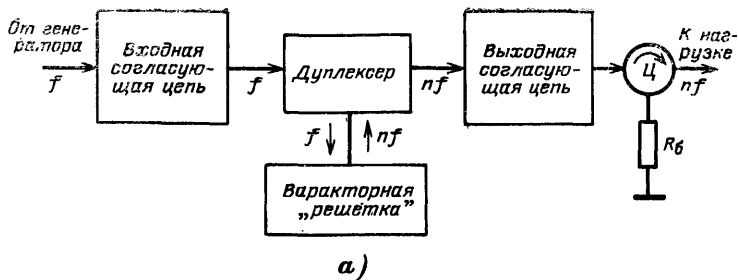


Рис. 5-13. Умножитель частоты с применением варакторной решетки.

а — общая блок-схема; б — схема соединения варакторов.

Возможно также применение четвертьволновых линий для согласования что уменьшает габариты схемы, но при этом следует варьировать величиной  $\rho$  отдельных линий.

Использование схемы «решетка» позволяет рассредоточить варакторы на сравнительно большой плоскости и удовлетворительно решить вопрос их охлаждения.

При последовательном включении диоды должны быть изолированы от корпуса или радиатора, в связи с чем рекомендуется применение бериллиевой керамики — диэлектрика с высокой теплопроводностью. При параллельном соединении диоды прикрепляются к корпусу, и, следовательно, вопрос их охлаждения решается достаточно просто. Однако при этом уменьшается суммарное входное сопротивление варакторов, что затрудняет их согласование с фильтром. С учетом сказанного при

объединении большого количества варакторов рекомендуется схема параллельно-последовательного типа, показанная на рис. 5-13,б.

## 5-5. Транзисторные умножители частоты

Методы умножения частоты в каскаде на транзисторе. Различают два основных метода умножения частоты в транзисторных генераторах с внешним возбуждением. Первый связан с работой транзисторного генератора в режиме «большого» сигнала, при котором в спектре импульса коллекторного тока содержатся гармоники. Выделяя с помощью электрических цепей из спектра

требуемую гармонику, осуществляют тем самым умножение частоты сигнала.

При втором методе используется принцип параметрического умножения за счет нелинейного характера емкости коллектор — база транзистора. Здесь транзисторный генератор непосредственно используется как усилитель мощности, а умножение частоты сигнала происходит за счет параметрического эффекта. Рассмотрим оба метода умножения частоты в транзисторном генераторе.

**Умножение частоты при работе генератора с отсечкой коллекторного тока.** Схема транзисторного умножителя частоты в этом случае аналогична схеме генератора с внешним возбуждением, работающего в режиме усиления (см. рисунки к гл. 3). Различие заключается только в том, что электрическая цепь, включенная на выходе, настраивается не на частоту входного сигнала, а на требуемую  $n$ -ю гармонику. Транзисторные умножители работают обычно в недонапряженном режиме и порядок их расчета идентичен расчету усилителя (см. § 2-7). Различие состоит только в электрическом расчете коллекторной цепи: в формулах вместо коэффициентов разложения  $\alpha_1$  и  $\gamma_1$ , соответствующих первой гармонике коллекторного тока, следует подставлять коэффициенты  $\alpha_n$  и  $\gamma_n$ , относящиеся к  $n$ -й гармонике.

С повышением номера гармоники  $n$  величина угла отсечки  $\theta_{в.ч.}$ , соответствующая максимальному значению  $\alpha_n$ , уменьшается. Так, при удвоении частоты оптимальное значение  $\theta = 60^\circ$ , при утроении —  $\theta = 40^\circ$ . Однако практически не всегда удается получить оптимальное значение угла отсечки, так как при малом значении  $\theta$  требуется вводить внешнее смещение и увеличивать амплитуду напряжения возбуждения  $U_{б.зм.}$ , что, с другой стороны, совершенно недопустимо из-за явления пробоя участка эмиттер — база (см. § 1-2).

С увеличением номера гармоники понижаются выходная колебательная мощность генератора  $P_n = 0,5 I_{кн} U_{кн}$  и к. п. д.  $\eta = 0,5 \frac{\alpha_n}{\alpha_0} \chi$ , а также увеличивается мощность

рассеивания на коллекторе  $P_k = P_{к0} - P_n$ . В этом состоит одна из причин, в связи с чем величина  $n$  в транзисторных умножителях обычно не превышает 3—4. Вторая причина заключается в возрастающей сложности филь-

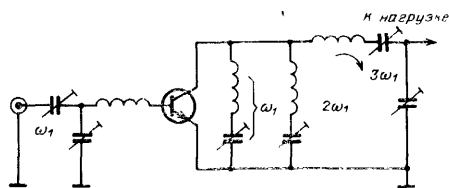


Рис. 5-14. Схема транзисторного утроителя частоты.

трации сигнала основной частоты и гармоник. Подавление всех побочных составляющих на 20—30 дБ по отношению к полезной гармонике является удовлетворительной нормой для транзисторного умножителя.

Для подавления побочных составляющих в коллекторной цепи включаются специальные фильтрующие цепи. Пример такой схемы утроителя показан на

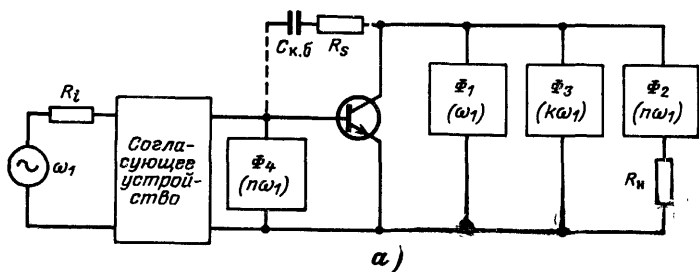


рис. 5-14. Ввиду низких к. п. д. и коэффициента усиления транзисторные умножители используются обычно в предварительных каскадах передатчика.

**Параметрическое умножение частоты в транзисторе.** Емкость коллектор—база высокочастотного транзистора аналогична емкости *p-n* перехода параметрического диода. Характер зависимости этой емкости от обратного напряжения имеет вид, представленный на рис. 1-13 и рис. 5-2. В связи с этим в транзисторном генераторе, используя нелинейную емкость  $C_{к.б}$ ,

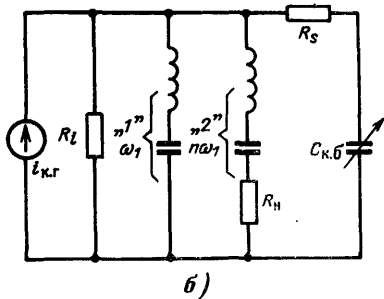


Рис. 5-15. Схема параметрического транзисторного умножителя частоты.

а — общая; б — эквивалентная.

можно осуществить умножение частоты подобно тому, как осуществляется умножение в варакторном умножителе (см. § 5-2).

Принцип построения схемы параметрического транзисторного умножителя частоты с ОЭ становится ясным из рассмотрения рис. 5-15. В схеме имеются четыре фильтра. Фильтр последовательного типа  $\Phi_1$ , включенный в коллекторной цепи, настраивается на частоту первой гармоники сигнала. Фильтр  $\Phi_2$ , настраиваемый на частоту  $n$ -й гармоники, включается последовательно с нагрузкой. Фильтр  $\Phi_3$  (холостой) настраивается на промежуточную гармонику  $k$  для усиления эффекта умножения. Так, например, при  $n$  равном 3 и 4,  $k=2$ . Фильтр  $\Phi_4$  служит для обеспечения малого сопротивления внешней цепи база — эмиттер на частоте  $n\omega_1$ . В качестве согласующего устройства во входной цепи используется одна из рассмотренных выше схем (см. табл. 3-1). Эквивалентная схема параметрического транзисторного умножителя представлена на рис. 5-15,б. На ней показано, что транзистор непосредственно используется только как усилитель мощности входного сигнала (генератор тока  $i_{к.г}$ ), а умножение частоты  $\omega$  в  $n$  раз осуществляется за счет нелинейного характера емкости  $C_{к.б}$  по схеме параллельного типа.

Анализ работы умножителя производится в два этапа. Сначала рассматривается транзисторный генератор

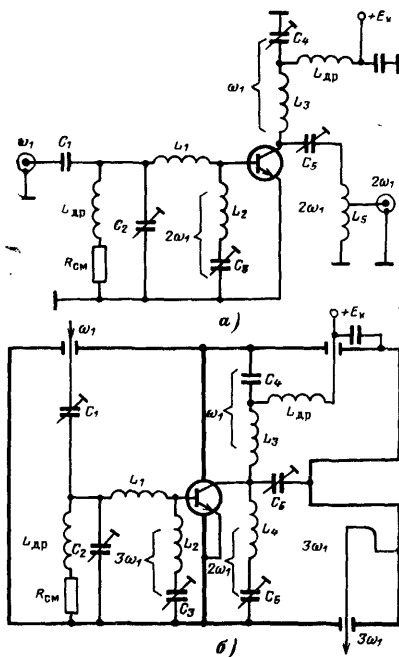


Рис. 5-16. Схемы транзисторного параметрического умножителя частоты. а — удвоитель с цепями на сосредоточенных постоянных; б — утроитель с объемным резонатором.

в режиме усиления. В результате определяются к. п. д.  $\eta_1$ , коллекторное напряжение  $U_{km}$  и другие параметры по первой гармонике (см. § 2-7). Второй этап — анализ варакторного умножителя частоты параллельного типа (см. § 5-2). Здесь для расчета необходимо знать зависимость емкости  $C_{к.б}$  от напряжения (см. рис. 1-13) и величину сопротивления потерь  $R_s$ . На эквивалентной схеме многоэмиттерного транзистора (рис. 1-6) величина  $R_s$  обозначена  $r_{к.п.}$

Общий к. п. д. умножителя зависит от к. п. д. усилителя мощности ( $\eta_1$ ) и к. п. д. преобразования варакторной части ( $\eta_v$ ) и равен:

$$\eta_n = \frac{P_n}{P_{0n}} = \eta_1 \eta_v K_n = \frac{P_1}{P_{01}} \frac{P_n}{P_1} \frac{I_{01}}{I_{0n}}, \quad (5-126)$$

где  $P_1$  и  $P_{01}$  — соответственно колебательная и потребляемая мощности транзистора в режиме усиления;  $P_n$  и  $P_{0n}$  — соответственно колебательная и потребляемая мощности транзистора в режиме умножения;  $K_n = I_{01}/I_{0n}$  — коэффициент, показывающий изменение тока потребления по цепи коллектора при переходе из режима усиления  $I_{01}$  в режим умножения ( $I_{0n}$ ).

Значения к. п. д.  $\eta_1$  и к. п. д.  $\eta_v$  можно рассчитать, а коэффициент  $K_n$  определяется экспериментальным

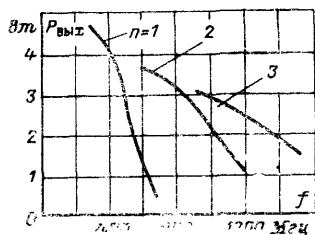


Рис. 5-17. Экспериментальная зависимость  $P_{вых} = \psi(f)$  при  $E_k = 30$  в,  $P_{вх} = 1$  вт для транзистора с  $f_T = 500$  МГц.

1 — режим усиления; 2 — режим удвоения; 3 — режим утроения.

путем. По данным [Л. 5-15] величина  $K_n = 1,2 \div 1,8$ . Следует заметить, что в действительности образование  $n$ -й гармоники происходит не только за счет параметрического эффекта, но и вследствие нелинейности статической характеристики транзистора. Поэтому возможно расхождение между расчетными и экспериментальными значениями к. п. д.

Принцип параметрического умножения в транзисторных генераторах целесообразно использовать при частоте выходного сигнала, превышающей значение  $f_T$  в 2—3 раза.

На рис. 5-16 приведены две схемы параметрического умножителя частоты с применением многоэмиттерных транзисторов. На схемах обозначены частоты, в резонанс



с которыми настраиваются отдельные электрические цепи устройства. В режимах умножения с повышением частоты происходит уменьшение выходной мощности. В качестве примера на рис. 5-17 показана зависимость  $P_{\text{вых}} = \Psi(f)$  в трех режимах, полученная для транзистора, имеющего  $f_T = 500 \text{ МГц}$  [Л. 5-15].

## Глава шестая

### СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ ОДНОТИПНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

#### 6-1. Общие свойства сумматоров сигналов

На определенном этапе развития радиопередающей техники ввиду недостаточной мощности генераторных ламп производилось сложение мощностей выходных каскадов [Л. 6-1, 6-2, 2-16]. В связи с транзисторизацией радиопередатчиков эта проблема снова приобрела актуальность.

Максимальные значения колебательной мощности различных типов транзисторов отражают графики на рис. 1-16. Применяв двухтактное или параллельное включение двух транзисторов, указанные значения мощности можно удвоить. Объединить большее число транзисторов таким способом в силу большого разброса их параметров и склонности к самовозбуждению практически не удастся. Вместе с тем требуемая мощность на выходе радиопередатчика в некоторых случаях на один-два порядка превышает мощность, которую может отдать один транзистор или варактор.

Для решения поставленной задачи следует применить специальные схемы сложения мощностей однотипных генераторов, называемые сумматорами.

Сформулируем требования, которым должны отвечать идеальные схемы сумматоров. Рассмотрим будем вести по отношению к усилителям. Но полученные результаты относятся и к умножителям частоты.

Пусть  $N$  усилителей одного и того же первичного сигнала имеют равные амплитуды колебаний на выходе и каждый из них отдает в согласованную нагрузку номинальную мощность  $P_1$ . Надо так согласовать эти  $N$  генераторов с нагрузкой, чтобы общая мощность, выделяемая в ней, равнялась  $P_{106\text{ш}} = NP_1$ . Назовем данное требование условием сложения мощностей усилителей.

Входы сумматора должны быть развязаны между

собой. Это означает, что изменения в режиме работы любого из усилителей, начиная от режима холостого хода до короткого замыкания, не должны влиять на работу всех остальных усилителей, которые по-прежнему должны отдавать в схему свою номинальную мощность  $P_1$ . Назовем данное требование условием взаим-

ной независимости входов сумматора.

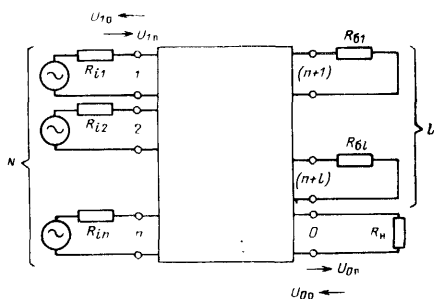


Рис. 6-1. Общая блок-схема сложения мощностей генераторов с помощью  $2(N+L+1)$ -полюсника.

При выходе из строя  $M$  усилителей из общего их числа  $N$  мощность в нагрузке должна упасть на возможно меньшую величину, т. е. в лучшем случае равную  $MP_1$ . Выполнение данного требования не является обязательным, и его практи-

ческая реализация, связанная с введением в схему переключающих элементов, весьма затруднительна. В большинстве случаев уменьшение мощности превышает величину  $MP_1$ . Назовем последнее требование условием уменьшения мощности.

Методы сложения мощностей можно разбить на две группы. К первой группе относятся такие методы, при которых сложение сигналов по мощности производится с помощью антенного устройства, например фазированной антенной решетки [Л. 6-3]. Последняя имеет  $N$  соответствующим образом расположенных излучателей, к каждому из которых от отдельного усилителя подводится сигнал с определенной фазой. В результате суммарная мощность излучаемого антенной сигнала оказывается равной  $NP_1$ . Данный метод суммирования применяется в основном в СВЧ диапазоне. Его изучение выходит за рамки настоящей книги.

Более универсальным является второй, схемный метод суммирования мощности сигналов. В этом случае схема сложения мощностей может быть представлена в виде многополюсника, имеющего  $(N+L+1)$  входов.  $N$  входов служат для подключения усилителей;  $L$  — для присоединения балластных нагрузок и к одному из

них подключается общая полезная нагрузка (рис. 6-1).

Частным, но весьма распространенным случаем многополюсной схемы является восьмиполусник — мостовое устройство сложения мощностей двух генераторов. Известно несколько модификаций мостовых устройств с сосредоточенными и распределенными постоянными. Последние широко используются в СВЧ диапазоне.

Сумматоры, в том числе и мостовые схемы, являясь устройствами взаимного типа, применяются также в качестве делителей мощности сигнала.

Придадим математическую форму сформулированным выше требованиям, предъявляемым к сумматорам мощностей генераторов. Свойства многополюсной схемы удобно описывать с помощью  $S$ -параметров рассеяния [Л. 4-1] (см. § 4-1). Для рассматриваемого многополюсника с  $(N+L+1)$  входами (рис. 6-1) матрица  $S$ -параметров имеет вид:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{00} & S_{01} & \dots & S_{0k} & \dots & S_{0n} & \dots & S_{0(n+l)} \\ S_{10} & S_{11} & \dots & S_{1k} & \dots & S_{1n} & \dots & S_{1(n+l)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ S_{n0} & S_{n1} & \dots & S_{nk} & \dots & S_{nn} & \dots & S_{n(n+l)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ S_{(n+l)0} & S_{(n+l)1} & \dots & S_{(n+l)k} & \dots & S_{(n+l)n} & \dots & S_{(n+l)(n+l)} \end{bmatrix}; \quad (6-1)$$

Здесь индекс «0» означает вход, к которому подключается общая нагрузка;

индексы с «1» по « $n$ » обозначают входы, к которым подключаются генераторы;

индексы с « $n+1$ » по « $n+l$ » — входы, к которым присоединяются балластные нагрузки;

$S_{kk}$  — коэффициент отражения  $k$ -го входа при подключении согласованных нагрузок ко всем остальным входам, где  $k=0, 1, 2, \dots, n, \dots, (n+l)$ .

$S_{mk}$  — коэффициент передачи падающей волны с  $k$ -го входа на  $m$ -й, где  $m \neq k$ ;  $m, k=0, 1, 2, \dots, n, \dots, (n+l)$ .

Для удобства согласования генераторов и нагрузок с многополюсной схемой желательно иметь для всех входов собственные значения коэффициентов отражения:

$$S_{kk} = 0, \text{ где } k=0, 1, \dots, n, \dots, (n+l). \quad (6-2)$$

Для удовлетворения требования, связанного с взаимной независимостью или развязкой входов генераторов, следует иметь:

$$S_{km} = S_{mk} = 0, \text{ где } m, k = 1, 2, \dots, n. \quad (6-3a)$$

Вход общей нагрузки должен быть развязан с балластными нагрузками, т. е. необходимо обеспечить:

$$S_{m0} = S_{0m} = 0, \text{ где } m = (n+1), \dots, (n+l). \quad (6-3б)$$

Ограничимся рассмотрением сумматора синфазного, равноамплитудного типа. Это означает, что для получения в нагрузке максимальной мощности, равной  $NP_1$ , к  $N$  входам сумматора следует подвести сигналы с одинаковой фазой и равными амплитудами. С учетом данного требования следует выполнить следующее условие:

$$S_{01} = S_{02} = \dots = S_{0k} = \dots = S_{0n}.$$

Будем считать, что число балластных нагрузок  $L = N-1$ . Тогда каждый вход, к которому подключается генератор, также оказывается связанным с  $N$  каналами [с  $(N-1)$ -й балластными нагрузками и одной полезной]. При таком построении сумматора можно считать, что он обладает свойством взаимности, вследствие чего имеем:

$$S_{0k} = S_{k0}, \text{ где } k = 1, 2, \dots, n.$$

Многополюсник составляется из реактивных элементов, активными потерями в которых можно пренебречь. Поэтому мощность падающей волны, подведенная к общему входу «0», распределится между каналами с нулевого по  $n$ -й. На основании этого свойства схемы имеем:

$$|S_{00}|^2 + |S_{01}|^2 + \dots + |S_{0k}|^2 + \dots + |S_{0n}|^2 = 1$$

или в сокращенной записи:

$$\sum_{k=1}^{k=n} |S_{0k}|^2 = \sum_{k=1}^{k=n} |S_{k0}|^2 = 1. \quad (6-4)$$

Здесь учтено, что  $S_{00} = 0$ .

Из соотношения (6-4) с учетом равенства  $S_{0k} = S_{k0}$  получим:

$$|S_{0k}| = |S_{k0}| = \frac{1}{\sqrt{N}}, \text{ где } k = 1, 2, \dots, n. \quad (6-5a)$$

Кроме того, в силу условия  $L=N-1$  по аналогии имеем:

$$|S_{km}| = |S_{mk}| = \frac{1}{\sqrt{N}}, \quad (6-56)$$

где  $k=1, 2, \dots, n; m=(n+1), \dots, (n+l)$ .

В результате матрица рассеяния (6-1) для случая сумматора синфазного, равноамплитудного типа примет вид:

$$[S] = \begin{array}{c} \begin{array}{cccccc} 0 & 1 & \dots & k & \dots & n \\ 0 & a & \dots & 0 & \dots & a \\ a & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & \\ \vdots & & & & & \\ a & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & S_{(n+1)1} & \dots & S_{(n+1)k} & \dots & S_{(n+1)n} \\ \vdots & & & & & \\ \vdots & & & & & \\ 0 & S_{(n+l)1} & \dots & S_{(n+l)k} & \dots & S_{(n+l)n} \end{array} & \begin{array}{l} (n+1) \dots (n+l) \quad \text{Номер столбца} \\ \text{и строки} \end{array} \end{array} \quad \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} 0 & \dots & 0 \\ S_{1(n+1)} & \dots & S_{1(n+l)} \\ \vdots & & \vdots \\ S_{n(n+1)} & \dots & S_{n(n+l)} \\ 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{array} & \begin{array}{l} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ n \\ (n+1) \\ \vdots \\ (n+l) \end{array} \end{array}, \quad (6-6)$$

где  $a = 1/\sqrt{N} e^{-j\varphi}$ .

Модули параметров  $S_{km}$  и  $S_{mk}$  определяются в соответствии с (6-56). Фазы этих параметров должны быть такой величины, чтобы суммарный вектор падающей волны в каждой из балластных нагрузок был равен нулю.

С помощью матриц (6-1) и (6-6) можно определить различные свойства сумматора. Найдем, например, мощность в общей нагрузке при подведении к входам сумматора сигналов с различными амплитудами и одинако-

выми фазами. В соответствии с матрицей рассеяния (6-1) напряжение падающей волны в канале «0» (т. е. нулевом канале, см. рис. 6-1) равно:

$$U_{0\Pi} = U_{00}S_{00} + U_{1\Pi}S_{01} + U_{2\Pi}S_{02} + \dots + U_{k\Pi}S_{0k} + \dots + U_{n\Pi}S_{0n}, \quad (6-7)$$

где  $U_{00}$  — напряжение отраженной волны в канале «0»,  $U_{1\Pi}, \dots, U_{k\Pi}, \dots, U_{n\Pi}$  — напряжения падающих волн с «1-го по «n»-й канал соответственно.

При записи уравнения (6-7) учтено, что волновые сопротивления всех подводющих к сумматору линий равны  $\rho$  [в противном случае уравнение (6-7) следовало записать относительно нормированных значений напряжений, см. § 4-1]. В сокращенной записи выражение (6-7) при  $S_{00}=0$  [см. (6-3)] примет вид:

$$U_{0\Pi} = \sum_{k=1}^{k=n} U_{k\Pi} S_{0k}. \quad (6-8)$$

Мощность падающей волны в канале «0»  $P_{0\Pi} = |U_{0\Pi}|^2/\rho$ . С учетом выражений (6-8), (6-5) и условия равенства фаз всех напряжений  $U_{k\Pi}$  получим:

$$P_{0\Pi} = \frac{1}{\rho} \left| \sum_{k=1}^{k=n} U_{k\Pi} S_{0k} \right|^2 = \frac{1}{\rho N} \left| \sum_{k=1}^{k=n} U_{k\Pi} \right|^2. \quad (6-9)$$

Обозначим напряжение падающей волны при отсутствии отражения в линии через  $U_{\Pi, \text{ном}}$ , а номинальную мощность одного генератора через  $P_1$ . При отсутствии отражения от внутреннего сопротивления генератора ( $R_i = \rho$ ) имеем  $P_1 = U_{\Pi, \text{ном}}^2/\rho$ .

Предположим, что все значения  $U_{k\Pi} = U_{\Pi, \text{ном}}$ . Тогда из (6-9) получим для номинальной мощности падающей волны в канале «0»:  $P_{0\Pi, \text{ном}} = NP_1$ .

Введем коэффициент, характеризующий амплитуду напряжения падающей волны в  $k$ -м канале относительно номинального значения:  $\beta_{k\Pi} = U_{k\Pi}/U_{\Pi, \text{ном}}$ . В результате с учетом (6-9) имеем:

$$\frac{P_{0\Pi}}{P_1} = \frac{1}{N} \frac{\left| \sum_{k=1}^{k=n} U_{k\Pi} \right|^2}{U_{\Pi, \text{ном}}^2} = \frac{1}{N} \left( \sum_{k=1}^{k=n} \beta_{k\Pi} \right)^2. \quad (6-10)$$

Зная коэффициент отражения нагрузки  $\Gamma_n$ , мощность в нагрузке можно определить в соответствии с выражением  $P_n = P_{оп}(1 - |\Gamma_n|^2)$ .

**Пример.** Пусть  $\Gamma_n = 0$ , общее число складываемых генераторов  $N = 4$  и номинальная мощность каждого генератора  $P_1$ .

Тогда в соответствии с (6-10) получим:

при четырех действующих генераторах  $P_n = 4P_1$ ;

при выходе из строя одного генератора (т. е., например

$$\beta_{1н} = 0) P_n = \frac{9}{4} P_1;$$

при выходе двух генераторов (т. е.  $\beta_{1н} = 0$  и  $\beta_{2н} = 0$ )  $P_n = P_1$ ;

при выходе трех генераторов (т. е.  $\beta_{1н} = 0$ ;  $\beta_{2н} = 0$  и  $\beta_{3н} = 0$ )  $P_n = \frac{1}{4} P_1$ .

Из анализа (6-10) и приведенного примера следует, что при выходе из строя  $M$  генераторов из общего числа

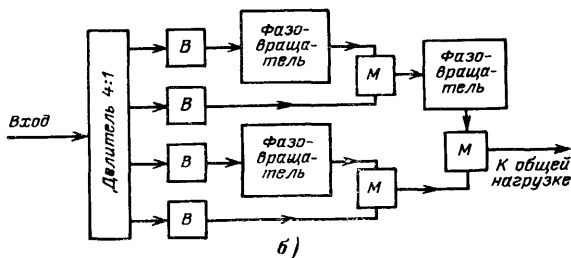
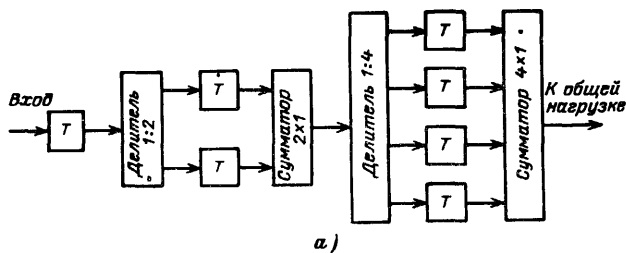


Рис. 6-2. Блок-схемы передатчиков со сложением мощностей генераторов.

а — на транзисторах; б — на варакторах; Т — транзистор; В — варактор; М — мостовое устройство.

$N$  в нагрузку поступает мощность, меньшая величины  $(N-M)P_1$ . Следовательно, третье требование, не носящее, правда, обязательный характер, не выполняется в сумматоре. Разность мощностей  $P_6 = (N-M)P_1 - P_n$  поступает в балластные нагрузки, которые определенным образом подключаются к сумматору.

В передатчиках, использующих принцип суммирования мощностей сигналов, производится постепенное наращивание, обычно по закону  $2^n$ , числа складываемых транзисторных усилителей. Один из возможных вариантов такой блок-схемы передатчика представлен на рис. 6-2,а. Во всех ячейках схемы используется один и тот же тип транзистора. На входе каждой ступени производится деление мощности сигнала, на выходе — сложение. Другая схема передатчика со сложением мощностей умножителей, выполненных на варакторах, представлена на рис. 6-2,б. Здесь в качестве сумматоров используются мостовые устройства. В одном плече каждого моста включается фазовращатель.

Перейдем к более детальному изучению свойств многополюсной и мостовой схем сложения мощностей генераторов.

## 6-2. Многополюсная схема сложения мощностей усилителей при соединении звездой балластных сопротивлений

Предположим, что следует сложить мощности  $N$  одинаковых усилителей в общей нагрузке  $R_n$ . При этом каждый усилитель отдает максимальную мощность  $P_1$  в нагрузку, равную  $R_1$ . Тогда, очевидно, для оптимального согласования входное сопротивление  $R_{вх}$  любого из входов многополюсника также должно быть равно  $R_1$ .

Предположим, что каждый усилитель в отдельности работает на нагрузку  $NR_n$ , в которую с помощью схемы согласования передается мощность  $P_1 = U_n^2 / 2NR_n$ . Примем, что все  $N$  усилителей имеют равные амплитуду и фазу выходного сигнала. Ввиду этого напряжения на нагрузках от всех источников при одинаковых схемах согласования совершенно одинаковы и поэтому при объединении  $N$  нагрузок величиной  $NR_n$  никакого изменения в работе каждой схемы не произойдет, а в общей



нагрузке  $R_H$  будет выделена суммарная мощность

$$P_{H.общ} = \frac{1}{2} \frac{U_H^2}{R_H} = N P_1, \quad (6-11)$$

где  $U_H$  — амплитуда напряжения на нагрузке  $NR_H$  при раздельной работе усилителей или на нагрузке  $R_H$  при их совместном действии.

Описанный процесс сложения мощностей отдельных усилителей может быть осуществлен с помощью схемы  $2(N+1)$  — полюсника, представленной на рис. 6-3. Несмотря на то, что в схеме не выполняется второе из сформулированных выше условий относительно независимости входов (см. § 6-1), ее анализ позволяет получить много важных соотношений.

Назначение устройств согласования 1, 2, 3, ...,  $N$ , показанных на рис. 6-3, состоит в трансформации сопротивления нагрузки  $NR_H$  в величину, равную  $R_{BX}$ .

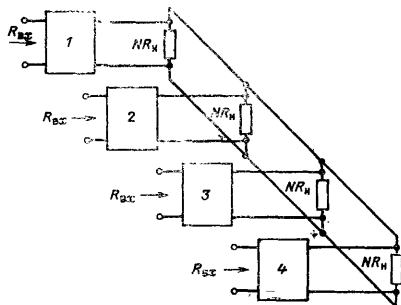
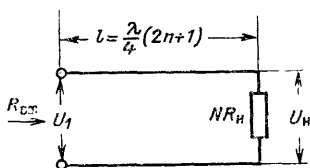
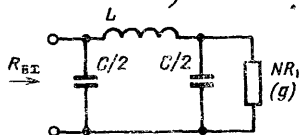


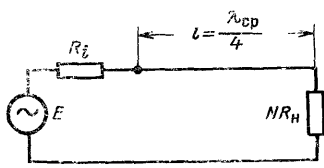
Рис. 6-3. Блок-схема сложения мощностей генераторов с устройствами согласования.



а.)



б.)



в.)

Рис. 6-4. Согласующее устройство.

а, б — линия с распределенными параметрами; в — П-образный фильтр нижних частот.

В качестве устройств согласования применяются высокочастотные трансформаторы на ферритах (для КВ диапазона), фильтры полосовые и нижних частот (для КВ и УКВ диапазонов) и цепи с распределенными пара-

метрами (для СВЧ диапазона). В качестве согласующего устройства третьего типа рассмотрим применение четвертьволновой линии (рис. 6-4,а).

При длине линии  $l = \frac{\lambda}{4}(2n+1)$  и активной нагрузке входное сопротивление линии является величиной вещественной и равно:

$$R_{вх} = \frac{\rho^2}{NR_H}, \quad (6-12)$$

откуда получим для волнового сопротивления линии

$$\rho = \sqrt{NR_H R_{вх}}. \quad (6-13)$$

В частном случае при  $R_H = R_{вх}$

$$\rho = \sqrt{NR_H}. \quad (6-14)$$

Амплитуда напряжения на нагрузке с учетом (6-13)

$$U_H = \frac{NR_H}{\rho} U_1 = \sqrt{\frac{NR_H}{R_{вх}}} U_1. \quad (6-15)$$

где  $U_1$  — амплитуда напряжения на входе линии.

Частным случаем согласующего устройства второго типа является П-образный фильтр нижних частот (рис. 3-2 и 6-4,б), входная проводимость которого равна:

$$Y_{вх} = \frac{a_2^2 g}{g^2 + (a_1 - a_2)^2} - j \frac{a_2 (g^2 + a_1^2 - a_1 a_2)}{g^2 + (a_1 - a_2)^2} + j a_1, \quad (6-16)$$

где  $g = 1/NR_H$  — проводимость нагрузки;  $a_2 = 1/\omega L$ ;  $a_1 = \omega C/2$  — проводимости реактивностей фильтра.

При  $a_1 = a_2$  из (6-16) следует, что входная проводимость является величиной активной и равна:

$$Y_{вх} = \frac{a_2^2}{g} = \frac{NR_H}{\omega^2 L^2}. \quad (6-17)$$

Волновое сопротивление фильтра типа (рис. 6-4,б) согласно [Л. 3-8] равно:

$$\omega = \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}, \quad (6-18)$$

где  $\omega_0 = 2/\sqrt{LC}$ .

Для принятого выше случая  $a_1 = a_2$  частота  $\omega_1 =$   
 $= \sqrt{\frac{2}{LC}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{2}}$  и волновое сопротивление

$$\omega_1 = \omega_1 L = \frac{2}{\omega_1 C} = \sqrt{2 \frac{L}{C}}. \quad (6-19)$$

С учетом соотношений (6-17) и (6-19) входное сопротивление четырехполюсника равно:

$$R_{вх1} = \frac{\omega_1^2}{NR_H}. \quad (6-20)$$

Из сравнения (6-20) с (6-12) следует, что четверть-волновая линия как согласующее устройство при определенных условиях аналогична П-образному фильтру.

Выше было отмечено, что с помощью схемы рис. 6-3 выполняется только условие сложения мощностей усилителей. Определим, какие дополнения следует внести в схему для выполнения и второго условия, т. е. независимости входов.

Анализ проведем с использованием системы  $y$ -параметров, позволяющей в данном случае получить результат в более наглядной форме.

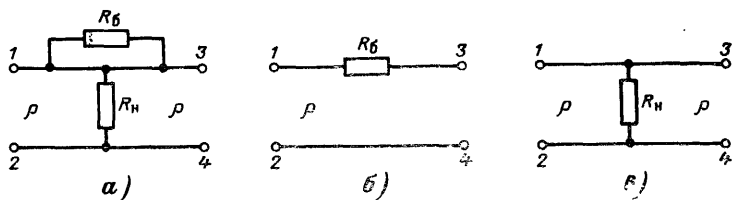


Рис. 6-5. Схема сложения мощностей двух усилителей с помощью четвертьволновых линий.

$a$  — полная схема;  $b, c$  — ее составные части.

Рассмотрим вначале случай двух источников сигналов с применением в качестве согласующих устройств четвертьволновых линий. Между точками 1 и 3 схемы (рис. 6-5,  $a$ ) включим балластное сопротивление  $R_6$ . Схему (рис. 6-5,  $a$ ) можно представить состоящей из двух параллельно соединенных четырехполюсников

(рис. 6-5, б, в) матрицы Y-параметров которых соответственно равны:

$$[Y'] = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_6} & -\frac{1}{R_6} \\ -\frac{1}{R_6} & \frac{1}{R_6} \end{bmatrix}; \quad (6-21)$$

$$[Y''] = \begin{bmatrix} \frac{R_H}{\rho^2} & \frac{R_H}{\rho^2} \\ \frac{R_H}{\rho^2} & \frac{R_H}{\rho^2} \end{bmatrix}. \quad (6-22)$$

Суммарная матрица обоих четырехполюсников (схема рис. 6-5, а) с учетом (6-21) и (6-22) равна:

$$\begin{aligned} [Y] &= [Y'] + [Y''] = \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{vmatrix} = \\ &= \begin{vmatrix} \left( \frac{1}{R_6} + \frac{R_H}{\rho^2} \right) & \left( -\frac{1}{R_6} + \frac{R_H}{\rho^2} \right) \\ \left( -\frac{1}{R_6} + \frac{R_H}{\rho^2} \right) & \left( \frac{1}{R_6} + \frac{R_H}{\rho^2} \right) \end{vmatrix}. \end{aligned} \quad (6-23)$$

Входная проводимость четырехполюсника (рис. 6-5, а) со стороны полюсов 1—2 (или 3—4) определяется следующим выражением:

$$y_{вх} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22}}, \quad (6-24)$$

где  $y_H$  — проводимость нагрузки, подключенной к полюсам 3—4 (или соответственно 1—2).

Для выполнения второго условия входная проводимость  $y_{вх}$  не должна зависеть от проводимости  $y_H$ . Для этого согласно (6-24) следует иметь  $y_{12}=0$  или  $y_{21}=0$ , т. е. в соответствии с (6-23) выполнить равенство

$$-\frac{1}{R_6} + \frac{R_H}{\rho^2} = 0. \quad (6-25)$$

С учетом (6-13) при двух источниках сигналов из (6-25) имеем:

$$R_6 = 2R_H. \quad (6-26)$$

Таким образом, при введении балластного сопротивления  $R_6$  схема приобретает следующее качество: входная проводимость со стороны полюсов 1—2 или 3—4 (схема симметрична) является величиной постоянной и не зависящей от проводимости нагрузки на противо-

ложном конце схемы. Следовательно, наряду с условием сложения мощностей в схеме (рис. 6-5,а) выполняется и условие независимости входов. Нетрудно показать, что аналогичный результат получается и при анализе схемы с помощью  $S$ -параметров.

Схему сложения мощностей двух источников сигналов, изображенную на рис. 6-5,а, можно разбить на любое число  $N$  генераторов путем соединения звездой балластных сопротивлений величиной  $R_6 = R_{вх} = \rho^2 / NR_H$  (рис. 6-6) [Л. 6-2, 6-5].

В состав схемы рис. 6-6 входят все элементы схемы рис. 6-3, и поэтому в ней выполняется условие сложения мощностей. Благодаря включению звездой балластных сопротивлений в ней выполняется и второе условие — независимость входов. С помощью метода суперпозиции можно показать, что токи, протекающие через балластные сопротивления  $R_6$  от различных генераторов равной амплитуды и одинаковой фазы сигналов, взаимно компенсируются и поэтому рассеивания мощности на этих сопротивлениях не происходит. При неравенстве амплитуд входных сигналов мощность в нагрузке определяется в соответствии с формулой (6-10); при этом часть полезной мощности рассеивается в балластных нагрузках. Волновое сопротивление линий  $\rho$  в схеме определяется в соответствии с выражением (6-13) или (6-14), а в случае применения П-фильтров — по формуле (6-20).

Во многих случаях требуется произвести сложение мощностей усилителей, работающих в диапазоне частот. В связи с этим рассмотрим диапазонные свойства схемы рис. 6-6 при использовании в ней длинных линий. Определим, как изменяется входное сопротивление одной, отдельно взятой ячейки согласования, изображенной на рис. 6-4,а. Модуль входного сопротивления линии, нагруженной на активное сопротивление, равен:

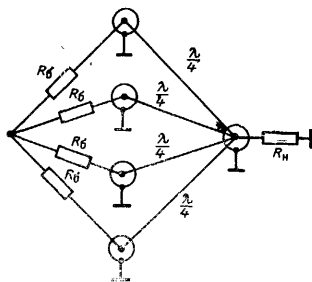


Рис. 6-6. Схема сложения мощностей  $N$  однотипных генераторов при соединении звездой балластных сопротивлений.

$$\frac{Z_{вх}}{\rho} = \sqrt{\frac{K_T^2 + \operatorname{tg}^2 X}{1 + K_T^2 \operatorname{tg}^2 X}}, \quad (6-27)$$

где

$$K_T = \frac{NR_H}{\rho} = \sqrt{\frac{NR_H}{R_{BX}}}; \quad (6-28)$$

$$X = \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{\pi}{2} \left( 1 + \frac{\Delta f}{f_1} \right);$$

$\Delta f = f - f_1$  — расстройка по частоте;  $f_1$  — среднее значение частоты, при которой  $X = \pi/2$ .

Соотношение (6-28) получено с учетом (6-13). Путем несложных преобразований получим из (6-27) с учетом (6-28):

$$\frac{|Z_{BX}|}{R_{BX1}} = K_T^2 \sqrt{\frac{1 + \frac{1}{K_T^2} \operatorname{tg}^2 X}{1 + K_T^2 \operatorname{tg}^2 X}}, \quad (6-29)$$

где  $R_{BX1} = \rho^2 / NR_H$  — входное сопротивление на средней частоте.

В частном случае при  $R_{BX} = R_H$  величина  $K_T^2 = N$ . Графики функции (6-29) при нескольких значениях  $K_T^2$  построены на рис. 6-7.

Дальнейший анализ проведем для случая перенапряженного режима работы генераторов, т. е. при постоянной величине амплитуды напряжения на каждом входе многополюсника, и для случая представления каждого генератора в виде источника напряжения с эквивалентной э. д. с., равной  $E$ , и внутренним сопротивлением  $R_i$ .

**Первый случай.** Пусть на частоте  $f_1$  генератор работает в критическом режиме и величина нагрузки  $R_{BX1} = R_{кр}$ . Согласно (6-29) на всех остальных частотах при  $K_T^2 > 1$  со-

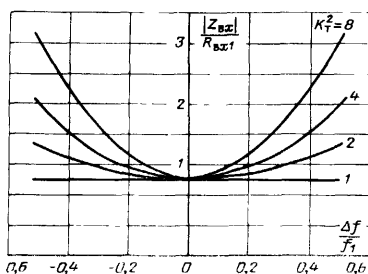


Рис. 6-7. Графики функции модуля входного сопротивления двухпроводной линии,

противление нагрузки генератора  $|Z_{BX}| > R_{BX1}$  (см. рис. 6-7). Поэтому во всем диапазоне частот, кроме частоты  $f_1$ , режим работы генератора можно считать перенапряженным и, следовательно, амплитуда напряжения на его выходе  $U_1 \approx \text{const.}$  Определим, как при этом меняются напряжение и мощность, выделяемые на нагрузке  $NR_H$ . Амплитуды

напряжений  $U_1$  и  $U_n$  (см. рис. 6-4,а) связаны следующим соотношением:

$$U_1 = U_n \cos X + j \frac{U_n}{NR_n} \rho \sin X. \quad (6-30)$$

Из (6-30) получим для квадрата модулей амплитуд напряжений:

$$U_n^2 = \frac{|U_1|^2}{1 - \left(1 - \frac{1}{K_T^2}\right) \sin^2 X}. \quad (6-31)$$

С учетом (6-31) определим коэффициент  $G_n = P_n / P_{n1}$ . Поскольку мощность в нагрузке на средней частоте  $f_1$  определяется выражением

$$P_{n1} = \frac{1}{2} \frac{|U_1|^2}{NR_n} K_T^2 = \frac{1}{2} \frac{|U_1|^2}{R_{вх}},$$

то будем иметь:

$$G_n = \frac{P_n}{P_{n1}} = \frac{1}{K_T^2 - (K_T^2 - 1) \sin^2 X}. \quad (6-32)$$

Графики нормированной функции (6-32) при нескольких значениях  $K_T^2$  построены на рис. 6-8. Напомним, что при  $R_{вх} = R_n$  величина  $K_T^2 = N$ .

*Второй случай.* Представим каждую ячейку многополюсной схемы в виде, изображенном на рис. 6-4,б. Для такой схемы коэффициент  $G_n = P_n / P_{n1}$  (где  $P_{n1} = E^2 / 4R_i$  — номинальная мощность генератора) определяется формулой (4-24) или (4-25). В рассматриваемом случае сопротивления имеют только активные составляющие и поэтому коэффициенты отражения от генератора и нагрузки соответственно равны:

$$\Gamma_0 = \frac{NR_n - \rho}{NR_n + \rho} = \frac{K_T - 1}{K_T + 1}, \quad (6-33)$$

где  $K_T$  определяются в соответствии с (6-28);

$$\Gamma_i = \frac{R_i - \rho}{R_i + \rho} = \frac{\frac{\rho^2}{NR_n} - \rho}{\frac{\rho^2}{NR_n} + \rho} = -\frac{K_T - 1}{K_T + 1} = \Gamma_0 e^{j\pi}. \quad (6-34)$$

С учетом (6-33) и (6-34) получим из (4-25):

$$G_n = \frac{(1 - \Gamma_0^2)^2}{1 - 2\Gamma_0^2 \cos \varphi + \Gamma_0^4}, \quad (6-35)$$

где  $\varphi = \pi \frac{\Delta f}{f_1}$  — суммарный фазовый сдвиг [см. 4-25)];  $\Delta f = f - f_1$  — расстройка по частоте;  $f_1$  — среднее значение частоты (при  $\varphi = 0$ ).

Графики функции  $G_H = \Psi(\Delta f/f_1)$  при нескольких значениях  $K_T$ , связанных с коэффициентом отражения  $\Gamma_0$  соотношением (6-33), построены на рис. 6-8.

Для определения мощностей падающей и отраженной волн, циркулирующих в линии передачи, можно воспользоваться результатами, полученными в § 4-2. С учетом формулы (4-27) и (6-35) (см. графики рис. 4-5 и 6-8) имеем:

$$P_{\text{пад}}/P_{\text{г.ном}} = G_{\text{пад}}(\Gamma_0) G_H(\Gamma_0; \Delta f/f_1)$$

и

$$P_{\text{отр}}/P_{\text{г.ном}} = G_{\text{отр}}(\Gamma_0) G_H(\Gamma_0; \Delta f/f_1).$$

Эти формулы определяют величины  $P_{\text{пад}}$  и  $P_{\text{отр}}$  в диапазоне частот в зависимости от величины коэффициента

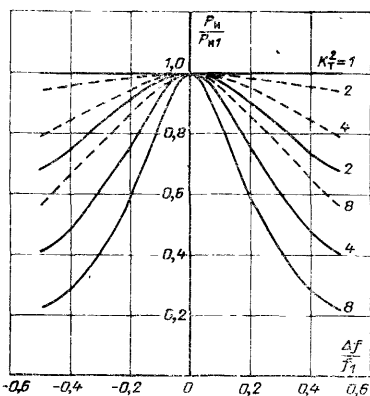


Рис. 6-8. Изменение мощности в нагрузке на выходе двухпроводной линии.

— — — 1-й случай ( $U_1 = \text{const}$ );  
— — — — 2-й случай.

отражения  $\Gamma_0$  при выполнении условия  $\rho^2 = NR_H R_L$ . Соотношения (6-32) и (6-35) получены для одной, отдельно взятой ячейки многополюсной схемы. При учете балластных сопротивлений, включенных в схему сумматора, входное сопротивление для каждого из генераторов будет определяться зависимостью, несколько отличной от (6-29). В этой связи графики на рис. 6-8 только приблизительно отображают изменение мощности в нагрузке в диапазоне частот. Из рассмотрения

этих графиков можно сделать два основных вывода. Во-первых, с увеличением числа усилителей  $N$ , мощности которых складываются, диапазонные свойства сумматора ухудшаются; во-вторых, при эквивалентной схеме генератора в соответствии с рис. 6-4,б диапазонные свойства сумматора улучшаются по сравнению со случаем постоянной амплитуды на выходе генераторов.



Заменяя в схеме рис. 6-6 длинную линию на фильтр, изображенный на рис. 6-4,в, получим сумматор для КВ или УКВ диапазонов.

Кроме двух рассмотренных типов согласующих устройств — четвертьволновой линии и П-образного фильтра — возможно применение и других устройств, обладающих существенно лучшей широкополосностью. В частности, возможно применение длинных линий со ступенчатым и плавным изменением волнового сопро-

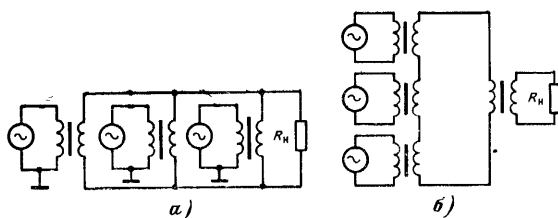


Рис. 6-9. Схема сумматоров на трансформаторах.  
а — с использованием балластных сопротивлений, соединенных звездой; б — с последовательным включением обмоток.

тивления или многосвязных фильтров нижних частот, имеющих чебышевские характеристики [Л. 4-7]. При их использовании произойдет расширение полосы пропускания не только отдельной ячейки, но и всего сумматора по сравнению с рассмотренным случаем. Зная изменение коэффициента передачи  $S_{0k}$  каждой ячейки в диапазоне частот, можно с помощью формулы (6-9) рассчитать изменение мощности в общей нагрузке сумматора.

В случае применения в качестве согласующих устройств трансформаторов, используемых обычно в КВ диапазоне, схема сумматора примет вид, изображенный на рис. 6-9,а. При этом в соответствии с (6-12) коэффициент трансформации должен быть равен  $K_T = \sqrt{NR_n/R_{вх}}$ .

Другая схема сумматора, рассмотренная в [Л. 2-16], приведена на рис. 6-9,б. В ней вторичные обмотки широкополосных коаксиальных трансформаторов (см. рис. 3-15) соединяются последовательно во входной цепи более мощного трансформатора. Следует отметить, что в схеме рис. 6-9 не выполняется второе условие — независимость входов.

### 6-3. Мостовые схемы сложения мощностей генераторов

На схеме рис. 6-10 приведено мостовое устройство, представляющее собой восьмиполюсник. Такое устройство является разновидностью сумматора (или делителя) — многополюсника, позволяющего складывать мощности двух генераторов. При этом к двум входам его подключаются генераторы, к третьему — общая полезная нагрузка, к четвертому — балластное сопротивление. Известно несколько разновидностей мостовых устройств

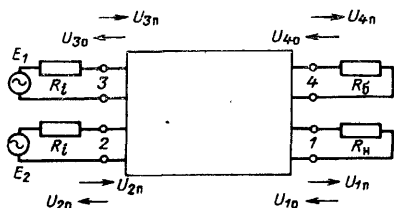


Рис. 6-10. Общая схема мостового устройства — направленного ответвителя.

В различных диапазонах частот. В КВ и частично УКВ диапазоне они выполняются на элементах с сосредоточенными постоянными, в СВЧ — с распределенными параметрами.

Мостовая схема на сосредоточенных постоянных анализируется обычно с привлечением аппарата  $Y$ -параметров.

При этом сама схема представляется в виде параллельного соединения двух четырехполюсников (см. в качестве примера рис. 6-5). Матрица  $Y$ -параметров, описывающая свойства мостового устройства, получается аналогичной выражениям (6-21) — (6-23), а конечные результаты соответствуют выводам, сделанным в § 6-2 при анализе двух ячеек многополюсной схемы. Поскольку работа мостовых устройств на элементах с сосредоточенными параметрами изучена достаточно полно (см., например, [Л. 6-1, 2-16, 3-8]), то больше на данном вопросе останавливаться не будем.

Анализ мостовых устройств СВЧ диапазона удобно производить с помощью параметров волновой матрицы рассеяния (см. § 4-1). Матрица  $S$ -параметров, описывающая работу мостовой схемы, как частный случай выражения (6-1) имеет вид:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}, \quad (6-36)$$

где  $S_{kk}$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) — коэффициент отражения  $k$ -го входа при подключении согласованных нагрузок ко всем остальным входам;  $S_{mk}$  ( $m \neq k$ ;  $m, k=1, 2, 3, 4$ ) — коэффициенты передачи падающей волны с  $k$ -го входа на  $m$ -й.

По аналогии с (6-2) следует иметь:

$$S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{44}=0. \quad (6-37)$$

Две пары входов в мостовой схеме должны быть развязаны. Поэтому примем:

$$S_{14}=0 \text{ и } S_{23}=0. \quad (6-38)$$

При сложении мощности двух генераторов ( $N=2$ ) с равными амплитудами колебаний из выражения (6-5,а) получим:

$$|S_{13}|=|S_{12}|=|S_{43}|=|S_{42}|=\frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (6-39)$$

Рассмотрим использование мостовых устройств синфазного и квадратурного типов.

В [Л. 6-6] показано, что в мостовой схеме синфазного типа выполняются условия

$$S_{13}=S_{12}; S_{42}=-S_{43}, \quad (6-40)$$

а в схеме квадратурного типа

$$S_{13}=jS_{12}; S_{42}=jS_{43}. \quad (6-41)$$

С учетом соотношений (6-37) — (6-41), а также в силу принципа взаимности ( $S_{mk}=S_{km}$ ), получим из (6-36) матрицу рассеяния мостового устройства синфазного типа в таком виде:

$$[S]=\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix}. \quad (6-42)$$

Для той же матрицы мостового устройства квадратурного типа имеем:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & j\frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & j\frac{1}{\sqrt{2}} \\ j\frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & j\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix}. \quad (6-43)$$

Из рассмотрения матриц (6-42) и (6-43) следует, что для получения максимальной мощности в нагрузке в мостовом устройстве синфазного типа сигналы генераторов следует подводить в одинаковой фазе, квадратурного — сдвинутыми на  $90^\circ$ . Поэтому при использовании в передатчиках мостовых устройств квадратурного типа следует применять фазовращатели, показанные на рис. 6-2,б.

Пример моста синфазного типа — гибридное кольцо

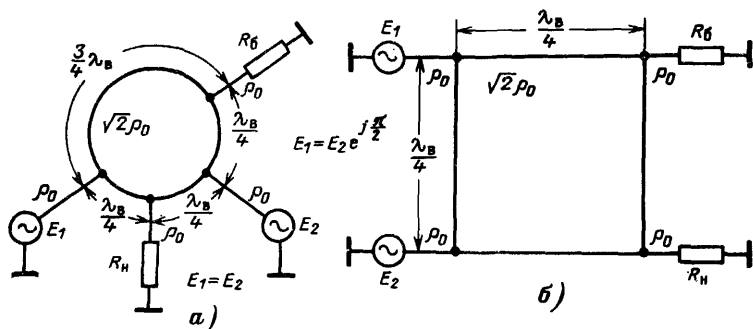


Рис. 6-11. Мостовые устройства СВЧ диапазона.  
а — гибридное кольцо; б — квадратурного типа.

по — показан на рис. 6-11,а. Здесь два сигнала складываются в общей нагрузке, к которой они подводятся в одинаковой фазе. К балластной нагрузке эти же сигналы подводятся в противофазе (за счет различия в длине путей на  $\lambda_B/2$ ), и в ней рассеивания мощности не происходит.

Пример моста квадратурного типа показан на рис. 6-11,б.

С помощью матриц рассеяния можно определить различные характеристики мостовых устройств. Так, например, для обоих типов рассмотренных выше мостовых схем при волновом сопротивлении подводящих линий, равном  $\rho_0$ , волновое сопротивление линий самого устройства должно быть равно  $\sqrt{2}\rho_0$ . Используя матрицы рассеяния (6-42) и (6-43), составим систему уравнений для напряжений падающих и отраженных волн:

$$\begin{aligned}U_{10} &= S_{12}\Gamma_2 U_{2\Pi} + S_{13}\Gamma_3 U_{3\Pi}; \\U_{2\Pi} &= S_{21}U_{1\Pi} + S_{24}\Gamma_4 U_{40}; \\U_{3\Pi} &= S_{31}U_{1\Pi} + S_{34}\Gamma_4 U_{40},\end{aligned}$$

где  $\Gamma_2$  и  $\Gamma_3$  — коэффициенты отражения внутренних сопротивлений генераторов, подключенных соответственно к входам 2 и 3;  $\Gamma_4$  — коэффициент отражения балластной нагрузки, подключенной к входу 4.

При  $\Gamma_4=0$  с учетом равенства  $S_{mk}=S_{km}$  получим из записанных уравнений для коэффициента отражения со стороны входа 1:

$$\Gamma_1 = \frac{U_{10}}{U_{1\Pi}} = S_{12}^2 \Gamma_2 + S_{13}^2 \Gamma_3. \quad (6-44)$$

Подставив в (6-44) значения  $S$ -параметров, взятые из матриц (6-42) и (6-43), имеем:

для синфазного моста

$$\Gamma_1 = \frac{1}{2} \Gamma_2 + \frac{1}{2} \Gamma_3; \quad (6-45)$$

для квадратурного моста

$$\Gamma_1 = \frac{1}{2} \Gamma_2 - \frac{1}{2} \Gamma_3. \quad (6-46)$$

Уравнения (6-45) и (6-46) позволяют, например, выбрать коэффициент отражения  $\Gamma_3$  при известном значении  $\Gamma_2$  для лучшего согласования со стороны входа 1. В первом случае следует иметь  $\Gamma_2 = -\Gamma_3$ , во втором —  $\Gamma_2 = \Gamma_3$ . Матрицы рассеяния (6-42) и (6-43) позволяют также вычислить мощность в нагрузке мостового устройства при разных амплитудах сигналов складываемых генераторов. С учетом выражения (6-10) при  $N=2$  мощность падающей волны в первом канале равна:

$$\frac{P_{1\Pi}}{P_1} = \frac{1}{2} \left( \frac{U_{2\Pi}}{U_{\Pi.\text{ном}}} + \frac{U_{3\Pi}}{U_{\Pi.\text{ном}}} \right)^2. \quad (6-47)$$

Из (6-47), в частности, следует, что при выходе из строя одного генератора мощность в нагрузке уменьшится в четыре раза. Это вызвано тем обстоятельством, что мощность работающего генератора разделится поровну между полезной и балластной нагрузками. От данного недостатка можно избавиться только путем включения в схему соответствующих переключающих элементов. Последние при необходимости подключают работающий генератор непосредственно к нагрузке. Путем дополнительных усложнений данный процесс переключения может быть автоматизирован.

Вторая классификация мостовых устройств СВЧ диапазона состоит в их разделении на узко- и широкополосные.

Пример устройств первого типа — гибридное кольцо (рис. 6-11,а). Мостовые устройства широкополосного типа состоят из двух длинных линий, связанных электрической и магнитной связью [Л. 4-1]. При определенном соотношении между величинами этих связей устройство имеет хорошую направленность и согласование в широкой полосе частот (порядка октавы и больше). С помощью мостовых устройств можно также складывать сигналы с различной величиной мощности. В этом случае коэффициент деления моста должен быть не равен двум. Примеры такой разновидности мостовых устройств рассмотрены, например, в [Л. 6-7].

## Глава седьмая

### ТРАНЗИСТОРНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

#### 7-1. Транзисторный автогенератор с параметрической стабилизацией частоты

В состав радиопередатчика входит возбудитель, которым называется устройство, создающее колебания в заданном диапазоне частот с требуемой стабильностью. Сложный, многоволновый возбудитель состоит из большого количества каскадов и является автономным устройством [Л. 7-1]. Простой возбудитель на одну или несколько фиксированных волн рассматривается обычно как составная часть передатчика. Основным кас-

кадом такого возбудителя служит автогенератор с параметрической (бескварцевой) или кварцевой стабилизацией частоты. При анализе работы автогенератора рассматриваются условия самовозбуждения схемы, возможные значения частоты автоколебаний и их стабильность, электрические параметры устройства в установившемся режиме работы.

Анализ двух первых вопросов может проводиться в режиме «малого» сигнала. Следует заметить, что для возникновения автоколебаний рабочая точка должна находиться в **активной области** или соответственно в начале прямолинейного участка характеристики  $i_n = \Psi(u_{э.б})$  (рис. 2-2,б), для чего на базу транзистора подается постоянное напряжение смещения, открывающее эмиттерный переход.

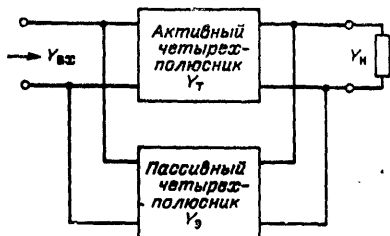


Рис. 7-1. Эквивалентная схема автогенератора.

Рост автоколебаний в схеме ограничивается в силу нелинейного вида вольт-амперных характеристик транзистора и повышения активных потерь с увеличением амплитуды сигнала. Поэтому расчет электрических параметров автогенератора следует проводить в режиме «большого» сигнала. Различные типы рассматриваемых ниже автогенераторов могут быть представлены в виде единой эквивалентной схемы (рис. 7-1). Последняя состоит из двух параллельно включенных четырехполюсников: активного, описывающего работу транзистора или электронной лампы, и пассивного — электрической цепи, определяющей в основном частоту автоколебаний и выполняющей функцию обратной связи. Проведем анализ эквивалентной схемы с целью определения условий возникновения и существования в ней автоколебаний.

Матрицы активного и пассивного четырехполюсников в системе  $Y$ -параметров соответственно равны:

$$[Y_T] = \begin{bmatrix} Y_{11T} & Y_{12T} \\ Y_{21T} & Y_{22T} \end{bmatrix}; [Y_3] = \begin{bmatrix} Y_{113} & Y_{123} \\ Y_{213} & Y_{223} \end{bmatrix}.$$

Ввиду параллельного соединения четырехполюсников для их суммарной матрицы получим:

$$[Y] = [Y_T] + [Y_9] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} Y_{11T} + Y_{119}; & Y_{12T} + Y_{129} \\ Y_{21T} + Y_{219}; & Y_{22T} + Y_{229} \end{bmatrix}. \quad (7-1)$$

Условия самовозбуждения схемы рис. 7-1 можно найти с помощью выражения для входной проводимости  $Y_{вх}$ , определяемой в свою очередь через параметры матрицы (7-1). В соответствии с иммитансным критерием устойчивости [Л. 2-10] для самовозбуждения четырехполюсника следует получить для активной составляющей входной проводимости  $\operatorname{Re} Y_{вх}(\omega) < 0$ , где  $\omega$  — частота автоколебаний, определяемая из равенства  $\operatorname{Im} Y_{вх}(\omega) = 0$ . При эквивалентной схеме транзистора, изображенной на рис. 2-9, в соответствии с результатами, полученными в § 2-3 [см. (2-38, 2-43, 2-44)], для  $Y$ -параметров активного четырехполюсника в области высоких частот имеем:

$$Y_{11T} = \frac{1}{r_{60} \left( 1 + \frac{\epsilon}{j\omega\tau_0} \right)} + jb_c; \quad Y_{12T} = -jb_c;$$

$$Y_{21T} = \frac{S_{\Pi}}{\epsilon + j\omega\tau_0} - jb_c; \quad Y_{22T} = g_{22} + jb_c,$$

где

$$\epsilon = 1 - \frac{\omega^2}{\omega_9^2} + S_{\Pi} r_{сг}; \quad \omega_9 = 1/\sqrt{L_3 C_{30}};$$

$$r_{60} = r_6 \left( 1 + \frac{r_{сг}}{r_6} + \frac{\omega_{\tau} L_3}{r_6} \right); \quad \tau_0 = r_{60} C_{30}; \quad b_c = \omega C_{к.б}; \\ S_{\Pi} = \omega_{\tau} C_{30}$$

(без большой погрешности пренебрегаем активной составляющей проводимости  $y_2$  в выражениях для  $Y_{11T}$ ,  $Y_{21T}$  и  $Y_{12T}$ ).

Различают три основные схемы автогенераторов с параметрической стабилизацией частоты: с емкостной, индуктивной и трансформаторной обратной связью.

Рассмотрим емкостную трехточечную схему автогенератора (рис. 7-2), пассивная часть которой может быть представлена в виде П-образного четырехполюсника (рис. 7-3). Активные потери, имеющиеся в реактивных



элементах, учтем в сопротивлении нагрузки, и поэтому для  $Y$ -параметров пассивного четырехполюсника с учетом выбранных на рис. 7-3 положительных направлений токов и напряжений имеем:

$$Y_{113} = j(a_1 - a_2); \quad Y_{123} = ja_2;$$

$$Y_{213} = ja_2; \quad Y_{22} = j(a_3 - a_2),$$

где  $a_1 = \omega C_1$ ;  $a_2 = 1/\omega L_2$ ;  $a_3 = \omega C_3$ .

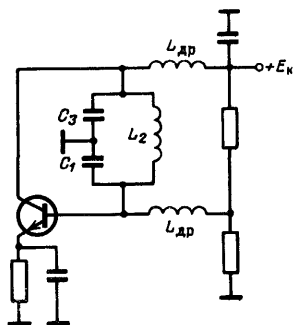


Рис. 7-2. Автогенератор с параметрической стабилизацией частоты.

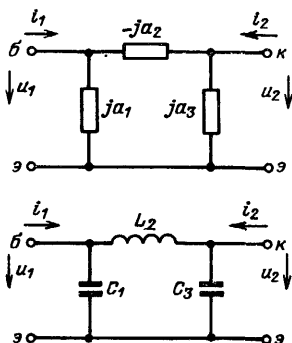


Рис. 7-3. Пассивная часть схемы автогенератора.

На основании (7-1) для  $Y$ -параметров всей схемы получим:

$$Y_{11} = Y_{11T} + Y_{113} = \frac{1}{r_{60} \left( 1 + \frac{\epsilon^2}{\omega^2 \tau_0^2} \right)} +$$

$$+ j \left[ \frac{\frac{\epsilon}{\omega \tau_0}}{r_{60} \left( 1 + \frac{\epsilon^2}{\omega^2 \tau_0^2} \right)} + b_c + a_1 - a_2 \right] = g_{11} + jb_{11}; \quad (7-2)$$

$$Y_{12} = Y_{12T} + Y_{123} = j(a_2 - b_c) = jb_{12}; \quad (7-3)$$

$$Y_{21} = Y_{21T} + Y_{213} = \frac{S_{\Pi} \epsilon}{\epsilon^2 + \omega^2 \tau_0^2} +$$

$$+ j \left( a_2 - \frac{S_{\Pi} \omega \tau_0}{\epsilon^2 + \omega^2 \tau_0^2} - b_c \right) = g_{21} + jb_{21}; \quad (7-4)$$

$$Y_{22} = Y_{22T} + Y_{223} = g_{22} + j(b_c + a_3 - a_2) = g_{22} + jb_{22}. \quad (7-5)$$

Заметим, что при  $(\omega/\omega_0)^2 < (1 + S_{\text{н}} r_{\text{ст}})$  величина  $\varepsilon > 0$ , а при  $(\omega/\omega_0)^2 > (1 + S_{\text{н}} r_{\text{ст}})$  величина  $\varepsilon < 0$ . Вследствие этого величины  $b_{11}$  и  $g_{21}$  могут принимать как положительные, так и отрицательные значения. Проводимость нагрузки, подключаемой к автогенератору,  $Y_{\text{н}} = g_{\text{н}} + jb_{\text{н}}$ . Сумма двух проводимостей

$$Y_{\text{н}} + Y_{22} = g_{\text{н}} + jb_{\text{н}} + g_{22} + jb_{22} = g_{\text{н}22} + jb_{\text{н}22}.$$

С учетом полученных соотношений для входной проводимости имеем:

$$Y_{\text{вх}} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_{\text{н}}} = g_{11} + jb_{11} - \frac{jb_{12}(g_{21} + jb_{21})}{g_{\text{н}22} + jb_{\text{н}22}}. \quad (7-6)$$

После соответствующих преобразований получим из (7-6) для активной и реактивной составляющих входной проводимости:

$$\operatorname{Re} Y_{\text{вх}} = g_{11} + \frac{b_{12}(kb_{21} - g_{21})}{(1 + k^2)b_{\text{н}22}}; \quad (7-7)$$

$$\operatorname{Im} Y_{\text{вх}} = b_{11} - \frac{b_{12}(kg_{21} + b_{21})}{(1 + k^2)b_{\text{н}22}}, \quad (7-8)$$

где  $k = g_{\text{н}22}/b_{\text{н}22}$ .

Возможные частоты автоколебаний есть корни уравнения  $\operatorname{Im} Y_{\text{вх}}(\omega_r) = 0$ , которое в соответствии с (7-7) преобразуется к виду

$$(1 + k^2)b_{11}b_{\text{н}22} - b_{12}b_{21} - kb_{12}g_{21} = 0. \quad (7-9)$$

В случае достаточно большого сопротивления нагрузки величина  $k \ll 1$ , и поэтому из (7-9) имеем:

$$b_{11}b_{\text{н}22} - b_{12}b_{21} = 0. \quad (7-10)$$

При частоте автоколебаний  $\omega_r$ , определяемой из уравнения (7-9) или (7-10), следует выполнить условие самовозбуждения  $\operatorname{Re} Y_{\text{вх}}(\omega_r) < 0$ , которое с учетом (7-7) примет вид:

$$\frac{b_{12}(g_{21} - kb_{21})}{(1 + k^2)b_{\text{н}22}g_{11}} > 1. \quad (7-11)$$

Рассмотрим два частных случая.

*Первый случай.* Частота автоколебаний  $\omega_r$  соответствует области сравнительно низких частот ( $\omega_r \ll \omega_0$ ) и по-

этому можно принять:

$$\varepsilon = 1 + S_{\Pi} r_{\text{сг}}; \quad \omega_1 \tau_0 \ll 1; \quad k \ll 1.$$

При этом в соответствии с (7-2) — (7-5) и с учетом (2-45) параметры автогенератора равны:

$$\begin{aligned} g_{11} &= \frac{1}{(r_6 + r_{\text{э.о}})(1 + r_{\text{сг}} S_{\Pi})}; \quad g_{21} = \frac{S_{\Pi}}{1 + S_{\Pi} r_{\text{сг}}} = S_0; \\ b_{11} &= \omega(C_1 + C_{\text{к.б}}) - \frac{1}{\omega L_2}; \quad b_{12} = \frac{1}{\omega L_2} - \\ &- \omega C_{\text{к.б}}; \quad b_{21} = \frac{1}{\omega L_2} - \omega C_{\text{к.б}}; \\ b_{\text{н}22} &= \omega(C_3 + C_{\text{к.б}}) - \frac{1}{\omega L_2}. \end{aligned}$$

Подставив данные выражения в уравнение (7-10), получим после его решения для частоты автоколебаний:

$$\omega_{\Gamma} = 1 / \sqrt{L_2 \left( \frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3} + C_{\text{к.б}} \right)}.$$

При значении  $g_{11}$ , существенно меньшем второго слагаемого, входящего в (7-7), и  $k \ll 1$  получим из (7-7) условие самовозбуждения:  $g_{21} b_{\text{н}22} / g_{\text{н}} b_{21} > 1$ , откуда после соответствующих подстановок имеем:

$$S_0 K_{\text{о.с}} R_1 > 1,$$

где  $K_{\text{о.с}} = C_3 / C_1$  — коэффициент обратной связи;  $R_1 = 1 / g_{\text{н}}$  — сопротивление активной нагрузки.

Последнее неравенство — известное условие самовозбуждения лампового автогенератора (см., например, [Л. 2-14]), которое, следовательно, совпадает с аналогичным выражением для транзисторного автогенератора в области низких частот.

*Второй случай.* Частота автоколебаний  $\omega_{\Gamma}$  удовлетворяет неравенству  $\omega_{\Gamma} \tau_0 \gg \varepsilon$ . При этом в соответствии с (7-2) — (7-5) параметры автогенератора примут вид:

$$\begin{aligned} g_{11} &= \frac{1}{r_{60}}; \quad b_{11} = \omega(C_1 + C_{\text{к.б}}) - \frac{1 - \delta_1}{\omega L_2}, \\ \text{где } \delta_1 &= \frac{\varepsilon L_2}{r_{60} \tau_0}; \quad b_{12} = \frac{1}{\omega L_2} - \omega C_{\text{к.б}}; \\ g_{21} &= \frac{S_{\Pi} \varepsilon}{\omega^2 \tau_0}; \quad b_{21} = \frac{1 - \delta_2}{\omega L_2} - \omega C_{\text{к.б}}; \quad \delta_2 = \frac{S_{\Pi} L_2}{\tau_0}; \\ b_{\text{н}22} &= \omega(C_3 + C_{\text{к.б}}) - \frac{1}{\omega L_2}. \end{aligned}$$

Подставив данные выражения в уравнение (7-10), получим после его решения для частоты автоколебаний:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{m}{2}} + \sqrt{\frac{m^2}{4} - n},$$

где

$$m = \frac{1 - \frac{\delta_1 (C_{к.б} + C_3) - \delta_2 C_{к.б}}{C_1 + C_3}}{L_2 \left( \frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3} + C_{к.б} \right)};$$

$$n = \frac{\delta_2 - \delta_1}{L_2^2 [C_1 C_3 + C_{к.б} (C_1 + C_3)]}.$$

Подставив те же выражения в неравенство (7-11), получим условие самовозбуждения:

$$\frac{r_{60}}{1 + k^2} \frac{1 - \omega^2 L_2 C_{к.б}}{\omega^2 L_2 (C_3 + C_{к.б}) - 1} \times$$

$$\times \left[ \frac{S_{п.э}}{\omega^2 \tau_0^2} - k \left( \frac{1 - \delta_2}{\omega L_2} - \omega C_{к.б} \right) \right] > 1. \quad (7-12)$$

Для схем автогенераторов с индуктивной и трансформаторной обратной связью можно получить аналогичные выражения, определяющие частоту автоколебаний и условие самовозбуждения. Автогенераторы СВЧ диапазона также могут быть приведены к емкостной или индуктивной трехточечной схемам. Одна из таких схем — емкостная трехточечная, рассчитанная для работы в диапазоне 1—2 ГГц, приведена на рис. 7-4 [Л. 4-9]. В качестве индуктивности в схеме используется полосковая линия.

Ввиду изменения в процессе работы автогенератора его параметров следует иметь достаточный запас в условии самовозбуждения. Для количественной оценки этого запаса вводится коэффициент  $G = 2 \div 3$ , называемый фактором генерации. Левая часть неравенства (7-11) должна быть приравнена величине  $G$ .

Проблема генерирования колебаний тесно связана с вопросом стабилизации их частоты. В основном частота автоколебаний определяется реактивными параметрами схемы и поэтому запишем:

$$\omega_r = \Psi(C_1, C_2, \dots, C_s; L_1, L_2, \dots, L_p),$$

где  $C_1, C_2, \dots, L_1, L_2, \dots$  — емкости и индуктивности схемы автогенератора, в том числе и транзистора.

Разложив данную функцию в ряд Тейлора, при относительно малом изменении каждого из параметров получим:

$$\Delta\omega_r = \Delta C_1 \frac{\partial\omega_r}{\partial C_1} + \Delta C_2 \frac{\partial\omega_r}{\partial C_2} + \dots + \Delta L_1 \frac{\partial\omega_r}{\partial L_1} + \Delta L_2 \frac{\partial\omega_r}{\partial L_2} + \dots \quad (7-13)$$

или для относительного изменения частоты имеем:

$$\frac{\Delta\omega_r}{\omega_r} = \sum_{n=1}^s \gamma_{cn} \frac{\Delta C_n}{C_n} + \sum_{n=1}^p \gamma_{Ln} \frac{\Delta L_n}{L_n}, \quad (7-14)$$

где

$$\gamma_{cn} = \frac{\partial\omega_r}{\partial C_n} \frac{C_n}{\omega_r}$$

и

$$\gamma_{Ln} = \frac{\partial\omega_r}{\partial L_n} \frac{L_n}{\omega_r}$$

— коэффициенты, характеризующие степень влияния каждого из элементов на стабильность частоты.

Меньшее значение коэффициентов  $\gamma_{cn}$  или  $\gamma_{Ln}$  указывает при прочих равных условиях на более высокие эталонные свойства данного элемента. Факторы, влияющие на изменение величины элементов схемы, называются дестабилизирующими. Их условно можно разбить на внешние и внутренние. К числу внутренних факторов относятся: «выбег» частоты из-за изменения параметров транзистора в результате его разогрева; реакция нагрузки; разброс параметров элементов схемы; изменение питающего напряжения, а также процесс «старения», связанный с изменением во времени параметров элементов.

К числу внешних дестабилизирующих факторов, определяемых окружающей средой, относятся влияние температуры, давления, влажности и механических воздей-

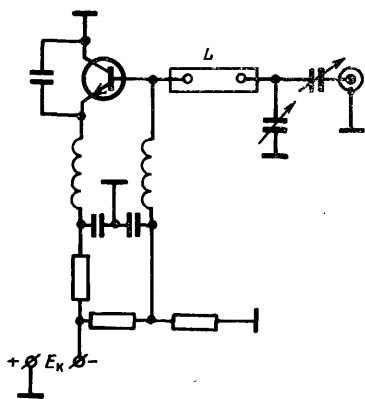


Рис. 7-4. Схема СВЧ автогенератора.

вий. Действие большинства из перечисленных факторов можно практически свести на нет путем проведения следующих несложных мероприятий: стабилизации напряжения источника питания; слабой связи с последующим каскадом или включением эмиттерного повторителя в качестве буферного каскада; введения подстроечного элемента (например, триммерного конденсатора) для выбора разброса элементов схемы и точной установки частоты; применения специальных покрытий для устранения влияния влажности; введения амортизации против механических воздействий. В результате на стабильность частоты в основном влияют только такие факторы, как температура и «старение» элементов; причем действие первого фактора связано как с изменением температуры окружающей среды, так и с разогревом транзистора за счет выделяемой в нем мощности. Влияние температуры учитывается с помощью температурного коэффициента частоты:  $TKЧ = \Delta\omega/\omega \cdot \Delta t$ . В свою очередь на основании (7-14) ТКЧ связан с температурными коэффициентами емкостей (ТКЕ) и индуктивностей (ТКИ) следующей зависимостью:

$$TKЧ = \sum_{n=1}^s \gamma_{cn} ТКЕ + \sum_{n=1}^p \gamma_{Ln} ТКИ. \quad (7-15)$$

Так, например, при параллельном колебательном контуре  $\gamma_c = \gamma_L = -\frac{1}{2}$ . Сравнительно просто определить значения температурных коэффициентов элементов, входящих в электрические цепи автогенератора. Значительно сложнее обстоит дело с учетом изменения параметров транзистора. Здесь, например, изменение емкостей происходит как в результате непосредственного влияния температуры, так и из-за изменения режима работы транзистора, что связано со смещением его статических характеристик. Учесть все эти взаимосвязанные явления довольно сложно, и поэтому практически влияние изменения параметров транзистора на стабильность частоты определяется путем проведения необходимых экспериментов. Для повышения стабильности частоты следует по возможности более слабо связывать транзистор с электрической цепью. Используются также методы термокомпенсации, что связано с подбором элементов с определенными значениями температурных коэффици-

270

ентов. При необходимости получения высокостабильных колебаний транзисторный автогенератор размещается в камере термостата, в которой поддерживается температура с точностью до  $\pm(0,5-1)^\circ\text{C}$ .

Коротко остановимся на вопросе определения электрических параметров транзисторного автогенератора в установившемся режиме работы. Здесь возможен тот же подход, который использовался при рассмотрении работы транзисторного генератора с внешним возбуждением в режиме «большого» сигнала (см. гл. 2). Различие в основном сводится к определению угла отсечки  $\theta_{в.ч}$ , величина которого устанавливается автоматически в процессе переходного процесса. Однако в первом приближении при факторе генерации  $G=2\div 3$  можно принять  $\theta_{в.ч}=90^\circ$ . Исходными параметрами при расчете установившегося режима являются величины, удовлетворяющие выполнению условия самовозбуждения (7-11). В большинстве случаев основная задача автогенератора состоит в создании высокостабильных колебаний и поэтому мощность его может быть невелика, а режим работы выбран граничным или недонапряженным. Путем правильного выбора внешнего и автоматического смещений, а также величины обратной связи следует установить такой режим работы, при котором увеличение амплитуды автоколебаний в процессе переходного процесса не приводило бы к пробоем  $p-n$  переходов транзистора.

Таким образом, определив частоту автоколебаний и условия самовозбуждения в режиме «малого» сигнала, следует затем, используя те же параметры, рассчитать автогенератор в режиме «большого» сигнала.

## 7-2. Транзисторные кварцевые автогенераторы

Для получения высокостабильных колебаний в электрическую цепь автогенератора включается кварцевый резонатор, представляющий собой высокочастотную электромеханическую систему. Вблизи резонансных частот эквивалентная схема кварца может быть представлена в виде контура с сосредоточенными постоянными (рис. 7-5). Геометрические размеры, вид колебаний (на основной частоте или нечетной механической гармонике) и тип среза пластины определяют основные электрические параметры кварцевого резонатора: частоту после-

довательного ( $\omega_{1\text{КВ}}$ ) и параллельного ( $\omega_{2\text{КВ}}$ ) резонансов, добротность  $Q_{\text{КВ}}$ , температурный коэффициент частоты  $\text{ТКЧ}_{\text{КВ}}$  и максимально допустимую мощность рассеивания  $P_{\text{КВ}}$ . Согласно схеме рис. 7-5 проводимосоть кварцевого резонатора равна:

$$Y_{\text{КВ}} = j\omega C_{0\text{КВ}} + \frac{1}{r_{\text{КВ}}(1 + jQ_{\text{КВ}}\xi)}, \quad (7-16)$$

где  $Q_{\text{КВ}} = \frac{\omega_1 L_{\text{КВ}}}{r_{\text{КВ}}} = \frac{\rho_{\text{КВ}}}{r_{\text{КВ}}}$  — добротность кварца;  $\xi = 1 - \frac{\omega_{1\text{КВ}}^2}{\omega^2}$  — относительная расстройка по частоте,  $\omega_{1\text{КВ}} = 1/\sqrt{L_{\text{КВ}}C_{\text{КВ}}}$  — частота последовательного резонанса.

Частота параллельного резонанса кварца равна:

$$\omega_{2\text{КВ}} = 1 / \sqrt{L_{\text{КВ}} \frac{C_{\text{КВ}} C_{0\text{КВ}}}{C_{\text{КВ}} + C_{0\text{КВ}}}} \approx \omega_{1\text{КВ}} \left( 1 + \frac{C_{\text{КВ}}}{C_{0\text{КВ}}} \right).$$

Приведем некоторые количественные характеристики основных параметров кварцевого резонатора. Отношение емкостей  $C_{\text{КВ}}/C_{0\text{КВ}} = 10^{-2} \div 10^{-4}$ . Величина характеристического сопротивления  $\rho_{\text{КВ}} = 10^5 \div 10^7$  ом. Величина сопротивления активных потерь  $r_{\text{КВ}}$  — от нескольких единиц до десятков ом. Величина добротности  $Q_{\text{КВ}} = 10^4 \div 5 \cdot 10^6$ , т. е. во много раз превышает добротность обычных электрических контуров. Величина  $\text{ТКЧ}_{\text{КВ}} = 0,5 \div 3 \cdot 10^{-6}$ , у специальных типов — до  $10^{-7}$ . Следует заметить, что величина  $\text{ТКЧ}_{\text{КВ}}$  в сильной степени зависит от вида среза пластины и является нелинейной функцией температуры. В случае высокостабильных автогенераторов следует выбирать

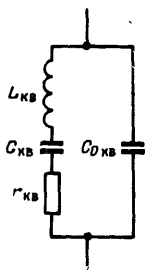


Рис. 7-5. Эквивалентная схема кварца.

температуру термостатирования, при которой величина  $\text{ТКЧ}_{\text{КВ}}$  минимальна. Относительная нестабильность частоты кварца, определяемая процессом «старения», может достигать величины, равной  $(20-30) \cdot 10^{-6}$ . Наименьшие размеры кварцевой пластины соответствуют основной частоте колебаний равной примерно 20 Мгц. При возбуждении кварцевого резонатора на нечетных механических гармониках частота колебаний повышается до 60—70 Мгц, а в отдельных случаях — до 150 Мгц.



Большие значения  $\rho_{кв}$  и  $Q_{кв}$ , а также малая величина  $TКЧ_{кв}$  определяют высокую стабильность частоты кварцевого автогенератора. В зависимости от величины нестабильности частоты  $\Delta f/f$  кварцевые автогенераторы подразделяются на автогенераторы общего применения ( $\Delta f/f = 10^{-5} \div 10^{-4}$ ) и опорные ( $\Delta f/f = 10^{-7} \div 10^{-6}$ ). Во втором случае кварцевые автогенераторы обязательно термостатируются.

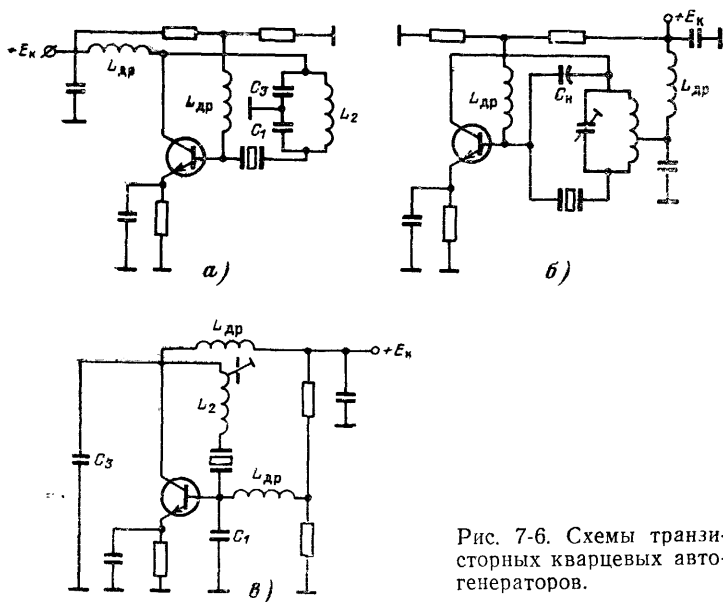


Рис. 7-6. Схемы транзисторных кварцевых автогенераторов.

Кварц в схемах автогенераторов может возбуждаться или на частоте, близкой к частоте параллельного резонанса  $\omega_{2кв}$ , или на частоте, близкой к частоте последовательного резонанса  $\omega_{1кв}$ . В первом случае согласно (7-16) кварц эквивалентен индуктивности, во втором — малому активному сопротивлению  $r_{кв}$ .

Укажем на три наиболее распространенные схемы транзисторных автогенераторов, в которых возбуждение кварца возможно на основной частоте последовательного резонанса  $\omega_{1кв}$  или на нечетной механической гармонике  $\omega_n \approx n\omega_{1кв}$ . К ним (см. рис. 7-6) относятся схемы с включением кварца в цепи обратной связи, мостовая

схема и с включением кварца последовательно с индуктивностью контура.

В первой и второй схемах только при частоте, близкой к  $\omega_{1\text{КВ}}$  или  $n\omega_{1\text{КВ}}$ , на которой сопротивление кварца мало ( $r_{\text{КВ}}$ ), цепь обратной связи оказывается замкнутой и возможно возникновение автоколебаний. В третьей

схеме это же условие требуется выполнить для получения малой величины сопротивления потерь в контуре.

Нейтрализация статической емкости кварца  $C_{0\text{КВ}}$ , через которую возможна дополнительная паразитная связь, в мостовой схеме осуществляется с помощью

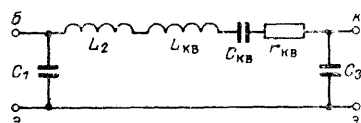


Рис. 7-7. Пассивная часть схемы кварцевого автогенератора.

емкости  $C_{\text{н}}$ . В двух остальных схемах компенсация емкости  $C_{0\text{КВ}}$  возможна с помощью параллельного подключения к кварцу индуктивности. При возбуждении кварца на основной частоте  $\omega_{1\text{КВ}}$  обычно применяется схема типа рис. 7-6, в, на механических гармониках — две остальные.

Проведем анализ работы схемы кварцевого автогенератора, изображенной на рис. 7-6, в. Пассивная часть этой схемы (в соответствии с рис. 7-1) может быть представлена в виде четырехполюсника (рис. 7-7). Статической емкостью кварца  $C_{0\text{КВ}}$  пренебрежем, так как при необходимости она может быть скомпенсирована параллельно включенной индуктивностью.

По аналогии со случаем, рассмотренным в предыдущем параграфе, с учетом неравенства  $\omega L_{\text{КВ}} \gg r_{\text{КВ}}$  получим следующие выражения для  $Y$ -параметров пассивной части схемы автогенератора (рис. 7-7):

$$\begin{aligned} Y_{112} &= \omega C_1 - \frac{1}{\omega (L_{\text{КВ}} + L_2) - \frac{1}{\omega C_{\text{КВ}}}}; \\ Y_{123} &= Y_{213} = \frac{1}{\omega (L_{\text{КВ}} + L_2) - \frac{1}{\omega C_{\text{КВ}}}}; \\ Y_{223} &= \omega C_3 - \frac{1}{\omega (L_{\text{КВ}} + L_2) - \frac{1}{\omega C_{\text{КВ}}}}. \end{aligned} \quad (7-17)$$

В первом приближении можно считать, что реактивные параметры активной части схемы (транзистора) су-

существенно меньше соответствующих величин пассивной части. Считая также  $k \ll 1$  и подставляя выражения (7-17) в уравнение (7-10), после необходимых вычислений получаем для частоты колебаний кварцевого автогенератора:

$$\omega_{\Gamma} = \omega_{1\text{КВ}} \sqrt{\frac{1 + \frac{C_{\text{КВ}}}{C_{13}}}{1 + \frac{L_2}{L_{\text{КВ}}}}} \approx \omega_{1\text{КВ}} \left( 1 + \frac{1}{2} \frac{C_{\text{КВ}}}{C_{13}} - \frac{1}{2} \frac{L_2}{L_{\text{КВ}}} \right), \quad (7-18)$$

где  $\omega_{1\text{КВ}} = 1/\sqrt{L_{\text{КВ}}C_{\text{КВ}}}$  — частота последовательного резонанса кварца;  $C_{13} = \frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3}$ .

В соответствии с выражением (7-13) имеем из (7-18) для относительной нестабильности частоты кварцевого автогенератора:

$$\frac{\Delta\omega_{\Gamma}}{\omega_{1\text{КВ}}} = -\frac{1}{2} \left( \frac{C_{\text{КВ}}}{C_{13}} \frac{\Delta C_{13}}{C_{13}} + \frac{L_2}{L_{\text{КВ}}} \frac{\Delta L_2}{L_2} + \frac{\Delta C_{\text{КВ}}}{C_{\text{КВ}}} + \frac{\Delta L_{\text{КВ}}}{L_{\text{КВ}}} \right). \quad (7-19)$$

Из данного выражения следует, что изменение параметров схемы  $C_{13}$  и  $L_2$  соответственно в  $C_{\text{КВ}}/C_{13}$  и  $L_2/L_{\text{КВ}}$  раз слабее влияет на стабильность частоты, чем изменение параметров кварца  $C_{\text{КВ}}$  и  $L_{\text{КВ}}$ . Отношения  $C_{\text{КВ}}/C_{13}$  и  $L_2/L_{\text{КВ}} \ll 1$ , поэтому стабильность частоты автогенератора в основном определяется стабильностью кварцевого резонатора.

При  $C_{\text{КВ}}L_{\text{КВ}} = C_{13}L_2$  согласно (7-18) частота автоколебаний  $\omega_{\Gamma} = \omega_{1\text{КВ}}$ . На данной частоте эквивалентная схема кварцевого автогенератора принимает вид, изображенный на рис. 7-2. Следовательно, условие самовозбуждения (7-12), полученное для этой схемы, при выполнении соотношений  $\omega_{\Gamma}t_0 \gg |\varepsilon|$ ;  $\omega_{\Gamma}L_{\text{КВ}} \gg r_{\text{КВ}}$  и  $\omega_{\Gamma} = \omega_{1\text{КВ}}$  можно распространить также на схему кварцевого автогенератора.

Аналогичным образом может быть проведен анализ и найдены выражения, определяющие частоту автоколе-

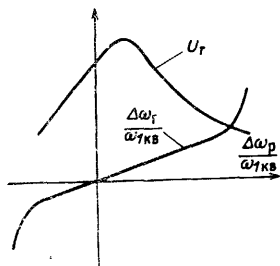


Рис. 7-8. Зависимость частоты и амплитуды напряжения в кварцевом автогенераторе.

баний и условие самовозбуждения, и для других схем кварцевых автогенераторов.

Общей характеристикой для всех схем кварцевых автогенераторов является зависимость изменения частоты  $\omega_r$  и амплитуды автоколебаний  $U_r$  от собственной резонансной частоты  $\omega_p$  электрической цепи. Примерный характер зависимостей

$$\frac{\Delta\omega_r}{\omega_{1кв}} = \Psi_1\left(\frac{\Delta\omega_p}{\omega_{1кв}}\right) \text{ и } U_r = \Psi_2\left(\frac{\Delta\omega_p}{\omega_{1кв}}\right)$$

(величина  $\Delta\omega_p = \omega_p - \omega_{1кв}$ ), полученных экспериментальным путем для схемы рис. 7-б, изображен на рис. 7-8. Существует определенная зона изменения величины  $\Delta\omega_p/\omega_{1кв}$ , внутри которой сохраняется условие самовозбуждения и частота генерации контролируется кварцем. Отношение  $\Delta\omega_p/\Delta\omega_r = q_{ст}$  назовем коэффициентом стабилизации схемы.

Величина коэффициента  $q_{ст}$  зависит от типа схемы и параметров кварцевого резонатора. Так, например, для схемы рис. 7-б, с учетом (7-19) коэффициента  $q_{ст} = \frac{C_{13}}{C_{кв}} = \frac{L_{кв}}{L_2}$ . Для различных схем ориентировочно можно

считать  $q_{ст} \approx Q_{кв}/Q_0$ , где  $Q_0$  — добротность электрической цепи без кварца. Расчет графиков, изображенных на рис. 7-8, является довольно трудоемкой задачей, и поэтому они обычно определяются экспериментально.

## Глава восьмая

### УПРАВЛЕНИЕ КОЛЕБАНИЯМИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

#### 8-1. Частотная модуляция

**Методы осуществления частотной модуляции.** Процесс управления одним или несколькими параметрами колебаний высокой частоты в соответствии с законом передаваемого сообщения называется модуляцией.

Общая теория модуляции высокочастотного сигнала, разработанная применительно к ламповым радиопередатчикам (см., например, [Л. 2-13—2-19]) распространяется также и на транзисторные устройства. Поэтому остановимся в основном только на рассмотрении специ-

фичных вопросов модуляции в полупроводниковых радиопередатчиках.

При частотной модуляции высокочастотный сигнал имеет вид:

$$u(t) = U_0 \cos \left[ \omega_0 t + \varphi_0 + k \int_0^t U(t) dt \right], \quad (8-1)$$

где  $k$  — постоянный коэффициент;  $U(t)$  — передаваемое сообщение.

При модуляции тоном  $U(t) = U_1 \cos \Omega t$  из (8-1) имеем:

$$u(t) = U_0 \cos (\omega_0 t + m_{\text{ч}} \sin \Omega t + \varphi_0), \quad (8-2)$$

где  $m_{\text{ч}} = \Delta \omega_{\text{д}} / \Omega$  — индекс частотной модуляции;  $\Delta \omega_{\text{д}} = k U_1$  — девиация частоты.

Частотная модуляция в радиопередатчиках осуществляется в соответствии с одним из следующих методов:

1) путем изменения частоты автогенератора с параметрической модуляцией;

2) посредством управления частотой кварцевого автогенератора;

3) при помощи преобразования фазовой модуляции в частотную.

При двух первых методах к контуру автогенератора подключается частотный модулятор — управляемый реактивный элемент. В полупроводниковых передатчиках в качестве последнего в основном используется варикап (см. § 5-1). При третьем методе фазовый модулятор, также представляющий собой управляемый реактивный элемент, присоединяется к контуру усилительного или умножительного каскадов. Второй и третий методы позволяют получить относительно небольшую величину девиации при высокой стабильности средней частоты и поэтому применяются при узкополосной ЧМ. Первый метод позволяет получить сколь угодно большое значение девиации частоты. При этом, однако, возникает необходимость в применении специальных схем для стабилизации средней частоты сигнала. Перейдем к рассмотрению перечисленных методов.

**Частотная модуляция в автогенераторе с параметрической модуляцией.** На рис. 8-1,а изображена типовая схема частотного модулятора с варикапом и его присоединение к контуру автогенератора; эквивалентная схема высокочастотной части представлена на рис. 8-1,б. Опре-

делим закон изменения частоты сигнала автогенератора в зависимости от амплитуды модулирующего сигнала и возникающие при этом нелинейные искажения. Будем считать, что амплитуда высокочастотного сигнала, приложенная к варикапу, существенно меньше амплитуды низкочастотного, модулирующего сигнала. Тогда в соответствии с формулой (5-10) выражение для емкости ва-

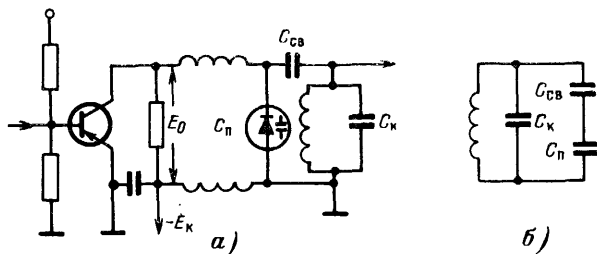


Рис. 8-1. Частотный модулятор с варикапом.

а — электрическая схема; б — эквивалентная схема.

рикапа  $C_{\text{п}}$  при синусоидальном модулирующем сигнале примет вид:

$$C_{\text{п}} = \frac{C_0}{(1 + m \sin \Omega t)^2}, \quad (8-3)$$

где  $C_0$  — емкость варикапа при постоянном напряжении смещения  $E_0$ ;  $m = U_{\Omega}/E_0$  — коэффициент глубины модуляции;  $U_{\Omega}$  — амплитуда модулирующего сигнала, приложенная к варикапу.

Поскольку максимальное отношение девиации частоты  $\Delta\omega_{\text{д}}$  к средней частоте сигнала  $\omega_0$  не превышает нескольких процентов, то можно записать:

$$\frac{\Delta\omega_{\text{д}}}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C_{\text{общ}}}{C_{0\text{общ}}}, \quad (8-4)$$

где

$$C_{0\text{общ}} = C_{\text{к}} + \frac{C_{\text{св}}C_0}{C_{\text{св}} + C_0} = C_{\text{к}} \left( 1 + \frac{p_{\text{к}}}{1 + p_{\text{с}}} \right) \quad (8-5)$$

— суммарная емкость контура при отсутствии модулирующего сигнала (см. рис. 8-1, б);  $p_{\text{с}} = C_{\text{св}}/C_0$  и  $p_{\text{к}} = C_{\text{св}}/C_{\text{к}}$  — коэффициенты связи;

$$\Delta C_{\text{общ}} = C_{\text{св}} \left( \frac{1}{1 + \frac{C_{\text{св}}}{C_0}} - \frac{1}{1 + \frac{C_{\text{св}}}{C_{\text{п}}}} \right) \quad (8-6)$$

— изменение суммарной емкости контура относительно значения  $C_{\text{общ}}$  при действии модулирующего сигнала.

С учетом (8-3) имеем для отношения емкостей:

$$\frac{C_{\text{св}}}{C_{\text{п}}} = \frac{C_{\text{св}}}{C_0} (1 + m \sin \Omega t)^{\gamma}. \quad (8-7)$$

Разложив функцию (8-7) в ряд Маклорена, получим:

$$\frac{C_{\text{св}}}{C_{\text{п}}} = \frac{C_{\text{св}}}{C_0} + \frac{C_{\text{св}}}{C_0} \Phi(\gamma, m), \quad (8-8)$$

где

$$\Phi(\gamma, m) = A_0 + A_1 \sin \Omega t + A_2 \sin 2\Omega t + A_3 \sin 3\Omega t + \dots \quad (8-9)$$

Выражения для коэффициентов  $A_0, A_1, A_2, A_3$ , их величины при  $\gamma=1/2$  и  $\gamma=1/3$  и значения, вычисленные при  $\gamma=1/2$  и  $1/3$  и  $m=1$ , сведены в табл. 8-1. Коэффициенты  $A$  вычислены при учете первых четырех членов в ряде Маклорена.

Подставив (8-8) в (8-6) и приняв во внимание, что  $\frac{C_{\text{св}}}{C_0} \Phi(\gamma, m) \ll 1$ , получим:

$$\Delta C_{\text{общ}} = \frac{p_c}{(1 + p_c)^2} C_{\text{св}} \Phi(\gamma, m). \quad (8-10)$$

Подставив (8-5) и (8-10) в выражение (8-4), получим для девиации частоты:

$$\frac{\Delta \omega_{\text{д}}}{\omega} = - \frac{p_c p_{\text{к}} \Phi(\gamma, m)}{2(1 + p_c)(1 + p_c + p_{\text{к}})}. \quad (8-11)$$

Из рассмотрения соотношения (8-11) следует, что при частотной модуляции с помощью варикапа происходит смещение средней частоты, определяемое коэффициентом  $A_0$  и равное:

$$\frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} = \frac{p_c p_{\text{к}} \gamma (1 - \gamma) m^2}{8(1 + p_c)(1 + p_c + p_{\text{к}})}. \quad (8-12)$$

Девиация частоты по первой гармонике модулирующего сигнала зависит от коэффициента  $A_1$  и равна:

$$\frac{\Delta \omega_{\text{д1}}}{\omega_0} = \frac{p_c p_{\text{к}} A_1}{2(1 + p_c)(1 + p_c + p_{\text{к}})}. \quad (8-13)$$

Аналогичным образом определяется девиация частоты по второй (коэффициент  $A_2$ ), третьей (коэффициент

Коэф- фици- ент	Общая формула	При $\gamma = \frac{1}{2}$	При $\gamma = \frac{1}{3}$	При $\gamma = \frac{1}{2}$ и $m = 1$	При $\gamma = \frac{1}{3}$ и $m = 1$
$A_0$	$\frac{1}{4} \gamma (\gamma - 1) m^2$	$-\frac{1}{16} m^2$	$-\frac{1}{12} m^2$	$-0,0625$	$-0,0834$
$A_1$	$\gamma \left[ 1 + \frac{(\gamma - 1)(\gamma - 2)}{8} m^2 \right] m$	$\frac{1}{2} m \left( 1 + \frac{3}{24} m^2 \right)$	$\frac{1}{3} \left( 1 + \frac{5}{36} m^2 \right) m$	$0,563$	$0,38$
$A_2$	$-\frac{1}{4} \gamma (\gamma - 1) m^2$	$\frac{1}{16} m^2$	$\frac{1}{12} m^2$	$0,0625$	$0,0832$
$A_3$	$-\frac{1}{24} \gamma (\gamma - 1) (\gamma - 2) m^2$	$-\frac{3}{192} m^3$	$-\frac{5}{324} m^3$	$0,0156$	$0,0054$



$A_3$ ) и т. д. гармоникам модулирующего сигнала. При определении коэффициента нелинейных искажений можно ограничиться второй и третьей гармониками сигнала:

$$K_f = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2}}{A_1}. \quad (8-14)$$

С учетом данных табл. 8-1 при  $\gamma=1/2$ ,  $m=1$  и  $\gamma=1/3$ ,  $m=1$  соответственно получим  $K_f=11,4\%$  и  $K_f=22\%$ . Для получения коэффициента  $K_f$ , не превышающего нескольких процентов, следует принимать  $m \leq 0,5$ . Возможен также метод предсказания модулирующего сигнала для уменьшения  $K_f$  [Л. 8-2]. Амплитуда высокочастотного сигнала, прикладываемая к варикапу, как следует из рассмотрения схемы рис. 8-1,б, равна:

$$U_{\text{п.вч}} = \frac{p_c}{1 + p_c} U_{\text{к.вч}}, \quad (8-15)$$

где  $U_{\text{к.вч}}$  — амплитуда высокочастотного сигнала на контуре автогенератора.

В соответствии с принятым выше условием следует иметь:  $U_{\text{п.вч}} \ll mE_0$ . Кроме того, следует выполнять соотношение  $(1+m)E_0 < U_{\text{проб}}$ . Помимо варикапа в состав частотного модулятора входит транзисторный усилитель постоянного тока (УПТ). Рассчитав коэффициент усиления последнего, при выбранной величине  $U_{\text{г}} = mE_0$  можно определить требуемую амплитуду сигнала на входе частотного модулятора. Частотный модулятор вносит дополнительные активные потери в контур автогенератора. Кроме того, при сильной связи варикапа с контуром возможно появление паразитной амплитудной модуляции. Однако при  $p_{\text{св}} \leq 0,5$  и  $m \leq 0,5$  два данных явления можно не принимать во внимание при расчетах.

**Пример.** Требуется получить девиацию частоты  $\Delta f_{\text{д}} = 1 \text{ Мгц}$  при частоте автогенератора  $f_0 = 100 \text{ Мгц}$ . Суммарная емкость контура автогенератора  $C_{\text{к}} = 10 \text{ пф}$ . Для частотного модулятора выбираем варикап, зависимость емкости которого от обратного напряжения определяется выражением

$$C_{\text{п}} = \frac{30}{\sqrt{1 + 2E}}, \text{ пф.}$$

Зададимся величиной напряжения смещения  $E_0 = 4 \text{ в}$  и емкостью связи  $C_{\text{св}} = 5 \text{ пф}$ .

Величина емкости варикапа при  $E_0=4$  в:  $C_0=10$  пф. Коэффициенты связи:  $p_c=C_{св}/C_0=0,5$  и  $p_k=C_{св}/C_k=0,5$ .

В соответствии с (8-13) определим коэффициент

$$A_1 = \frac{\Delta\omega_{д1}}{\omega_0} \frac{2(1+p_c)(1+p_c+p_k)}{p_cp_k} = \frac{1}{100} \frac{2 \cdot 1,5 \cdot 2}{0,5 \cdot 0,5} = 0,24.$$

В соответствии с формулой для коэффициента  $A_1$  при  $\gamma=1/2$  (см. табл. 8-1) найдем коэффициент глубины модуляции  $m=0,46$ .

Амплитуда низкочастотного сигнала, подводимая к варикапу  $U_{\varpi}=mE_0=1,84$  в. При получении  $m>0,5 \div -0,7$  следует увеличить значение  $C_{св}$  и произвести перерасчет.

Отношение амплитуд напряжений высокой частоты на контуре автогенератора и варикапе определим по формуле (8-15):

$$\frac{U_{п.вч}}{U_{к.вч}} = \frac{p_c}{1+p_c} = \frac{1}{3}.$$

С учетом данного значения и величины  $U_{\varpi}$  следует, что в выбранном режиме работы модулятора амплитуда напряжения на контуре автогенератора не должна превышать 2 в.

В соответствии с (8-14) и формулами табл. 8-1 определим коэффициент нелинейных искажений  $K_f=6\%$ .

На основании (8-12) отклонение средней частоты при модуляции составит:

$$\Delta f_0 = 55 \text{ кгц.}$$

На рис. 8-2 изображена схема автогенератора СВЧ, управляемого по частоте с помощью варикапа. Частота автогенератора находится в диапазоне 1—2 Ггц, в качестве индуктивности используется полосковая линия.

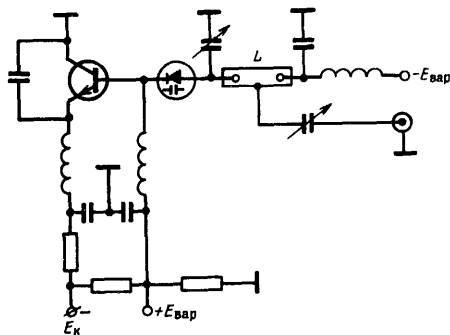


Рис. 8-2. Схема СВЧ автогенератора с варикапом.

Как указывалось выше, недостаток рассматриваемого метода частотной модуляции состоит в относительно большой величине нестабильности средней частоты авто-

генератора. Для устранения этого недостатка используется интерполяционная схема или системы автоматической подстройки частоты. Блок-схема передатчика при первом методе стабилизации изображена на рис. 8-3, а. Частота выходного сигнала образуется в ней в результате сложения частоты  $f_{\text{кв}}$  стабильного кварцевого авто-

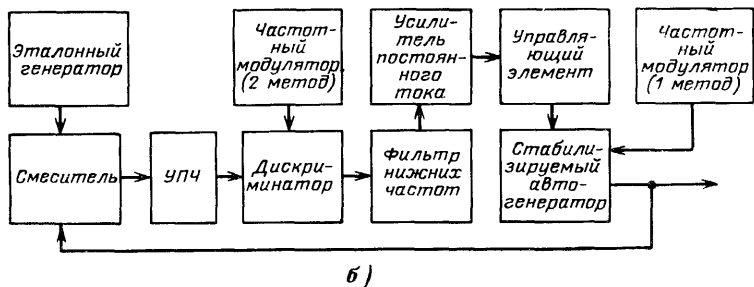
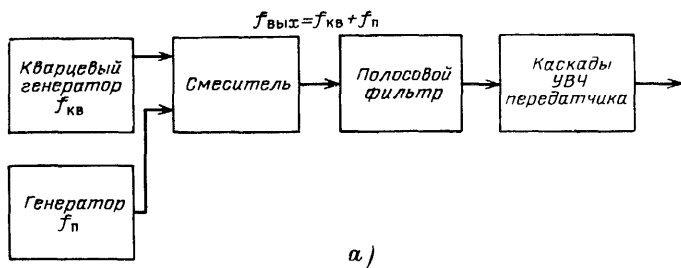


Рис. 8-3. Стабилизация средней частоты автогенератора.

а — с помощью интерполяционной схемы; б — с помощью системы автоподстройки (ЧАП).

генератора и частоты  $f_{\text{п}}$  автогенератора с параметрической стабилизацией, в котором осуществляется частотная модуляция с девиацией  $\Delta f_{\text{д.п.}}$ . При этом девиация частоты выходного сигнала  $\Delta f_{\text{д.вых}} = \Delta f_{\text{д.п.}}$ , а абсолютная нестабильность частоты равна  $\Delta f_{\text{вых}} = \Delta f_{\text{кв}} + \Delta f_{\text{п.}}$ . Разделив левую и правую части последнего равенства на  $f_{\text{вых}}$ , получим следующее выражение для относительной нестабильности частоты выходного сигнала:

$$\alpha_{\text{вых}} = \frac{\alpha_{\text{кв}}}{1 + \frac{1}{a}} + \frac{\alpha_{\text{п}}}{1 + a}, \quad (8-16)$$

где  $\alpha_{\text{кв}}$  и  $\alpha_{\text{п}}$  — относительные нестабильности частоты

кварцевого автогенератора и автогенератора с параметрической стабилизацией соответственно;  $a = f_{\text{кв}}/f_{\text{п}}$  — отношение частот двух автогенераторов.

При  $a > 10$  получим из (8-16):  $\alpha_{\text{вых}} = \alpha_{\text{кв}} + \alpha_{\text{п}}/a$ .

Из последнего выражения следует, что относительная нестабильность частоты выходного сигнала может быть существенно уменьшена по сравнению с нестабильностью автогенератора, в котором осуществляется частотная модуляция. Недостаток интерполяционной схемы состоит в большом количестве колебаний комбинационных частот на выходе смесителя. Для их подавления после смесителя включается полосовой фильтр с необходимой величиной затухания в полосе заграждения.

Более эффективным, но и более сложным в практическом выполнении является второй метод стабилизации средней частоты — с помощью системы автоподстройки. При этом наиболее широко применяется система частотной автоподстройки (ЧАП), блок-схема которой приведена на рис. 8-3,б. В приведенной схеме возможно осуществление частотной модуляции одним из двух способов: путем изменения собственной частоты стабилизируемого автогенератора  $f_{\text{ст.с}}$  (первый способ) и за счет воздействия на среднюю частоту дискриминатора  $f_{\text{д}}$  (второй способ). При первом способе можно получить большую девиацию частоты, при втором — постоянство девиации в диапазоне частот автогенератора. В схеме ЧАП при первом способе управляющий элемент может использоваться одновременно и в качестве частотного модулятора, но более целесообразно их функции разделить между двумя отдельными каскадами так, как это показано на рис. 8-3,б. При проектировании системы ЧАП, в которой осуществляется частотная модуляция, следует выбрать такие параметры элементов, при которых схема реагировала бы только на относительно медленные изменения частоты автогенератора, происходящие под воздействием дестабилизирующих факторов (изменение температуры, питающих напряжений и т. д.), и не вносила искажений в изменения частоты, происходящие под воздействием модулирующего сигнала. Согласно [Л. 8-3] спектр колебаний частоты стабилизируемого автогенератора в системе ЧАП имеет вид:

$$\begin{aligned} \Delta f_{\text{ст}}(j\Omega) = & K_1(j\Omega) \Delta f_{\text{ст.с}}(j\Omega) + \\ & + K_2(j\Omega) \Delta f_{\text{ст}}(j\Omega) - K_2(j\Omega) \Delta f_{\text{д}}(j\Omega), \end{aligned} \quad (8-17)$$

где  $\Delta f_{\text{ст.с}}(j\Omega)$ ;  $\Delta f_{\text{эт}}(j\Omega)$ ;  $\Delta f_{\text{д}}(j\Omega)$  — спектры колебаний собственной частоты стабилизируемого автогенератора, эталонного автогенератора и средней частоты дискриминатора соответственно;  $K_1(j\Omega)$  и  $K_2(j\Omega)$  — коэффициенты передачи системы.

При однозвенном  $RC$ -фильтре нижних частот согласно [Л. 8-3] коэффициенты передачи равны:

$$K_1(j\Omega) = \frac{1 + jT\Omega}{1 + S_y S_d + jT\Omega}; \quad (8-18)$$

$$K_2(j\Omega) = \frac{S_y S_d}{1 + S_y S_d + jT\Omega},$$

где  $S_y$  и  $S_d$  — крутизна линейных участков статических характеристик управляющего элемента и дискриминатора соответственно. Обычно  $S_y S_d \gg 1$ ;  $T = RC$  — постоянная времени фильтра нижних частот.

Будем считать, что спектр модулирующего сигнала занимает полосу от  $\Omega_1$  до  $\Omega_2$ . Тогда для неискаженной передачи сигнала при первом способе частотной модуляции необходимо получить для всего этого спектра значение модуля коэффициента передачи  $|K_1(j\Omega)| \approx 1$ , во втором  $|K_2(j\Omega)| \approx 1$ . Указанные требования согласно

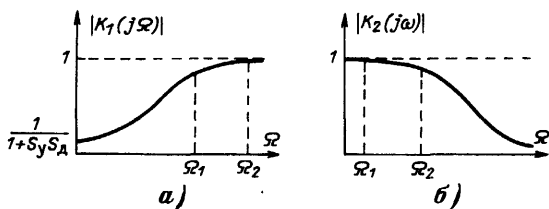


Рис. 8-4. Амплитудно-частотная характеристика системы ЧАП.

а — при модуляции стабилизируемого автогенератора;  
б — то же дискриминатора.

(8-18) и (8-19) выполняются соответственно при соблюдении следующих условий:

$$\Omega_1 \gg \frac{S_y S_d}{T}; \quad \Omega_2 \ll \frac{S_y S_d}{T}.$$

Сказанное поясняется с помощью рис. 8-4, на котором представлены характеристики для модулей коэффициентов передачи. Ввиду отличия реального коэффициента передачи  $K(j\Omega)$  от единицы возникают частотные ис-

кажения в передаваемом сигнале, которые можно оценить с помощью относительного изменения  $\Delta$  мощности сигнала при реальной и идеальной  $[K(j\Omega) = 1]$  амплитудно-частотных характеристиках:

$$\Delta = 1 - \frac{\frac{1}{2} \sum_{n=1}^n U_n^2 |K(j\Omega_n)|^2}{\frac{1}{2} \sum_{n=1}^n U_n^2}, \quad (8-19)$$

где  $U_n$  — амплитуда  $n$ -й составляющей спектра напряжения входного сигнала.

При равномерной плотности спектральной функции в занимаемой полосе частот  $\Omega_1 - \Omega_2$  по аналогии с (8-19) относительную ошибку можно определить по формуле

$$\Delta = 1 - \frac{\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} |K(j\Omega)|^2 d\Omega}{\Omega_2 - \Omega_1}. \quad (8-20)$$

С учетом (8-18) при первом способе модуляции из выражения (8-20) получим:

$$\Delta = \left( \frac{S_y S_d}{T} \right)^2 \frac{1}{\Omega_1 \Omega_2}. \quad (8-21)$$

С учетом (8-19) при втором способе модуляции имеем:

$$\Delta = \frac{1}{3} \left( \frac{T}{S_y S_d} \right)^2 (\Omega_1^2 + \Omega_2^2 + \Omega_1 \Omega_2). \quad (8-22)$$

Задавшись допустимой величиной  $\Delta$ , по формулам (8-21) и (8-20) определяются параметры системы. В первом приближении можно считать, что система ЧАП не вносит дополнительных нелинейных искажений при частотной модуляции. Поэтому при использовании варикапа в частотном модуляторе величину клирфактора можно рассчитать по приведенным выше формулам. При относительно большом значении высшей частоты модулирующего сигнала вместо  $RC$ -фильтра нижних частот рекомендуется применение пропорционально-интегрирующего фильтра. Кроме системы ЧАП возможно при-

менение и более сложных, двухкольцевых систем автоподстройки для стабилизации средней частоты сигнала при частотной модуляции [Л. 8-3].

**Частотная модуляция в кварцевом автогенераторе.** Этот метод модуляции применяется при небольшой девиации частоты (не более 2—3 кГц по отношению к частоте 10 МГц). Его основное преимущество — высокая стабильность средней частоты сигнала. Обоснование вывода о возможности управления частотой кварцевого автогенератора вытекает из рассмотрения соотношения (7-19). Из последнего следует, что изменение величин элементов схемы (помимо кварца) оказывает небольшое влияние на частоту генерации. В качестве частотного модулятора, как и в предыдущем случае, наибольшее применение находит варикап. При возбуждении кварца на частоте, близкой к частоте параллельного резонанса  $\omega_{2\text{КВ}}$ , варикап подключается через емкость связи по параллельной схеме; при частоте, близкой к частоте последовательного резонанса  $\omega_{1\text{КВ}}$ , по последовательной схеме. Второй случай является наиболее распространенным, соответствующая ему схема приведена на рис. 8-5. При генерации на частоте, близкой к  $\omega_{1\text{КВ}}$ , параллельной емкостью кварца  $C_{0\text{КВ}}$  можно пренебречь. При этом эквивалентная схема кварца с подключенным к нему варикапом примет вид, представленный на рис. 8-6. По аналогии с (7-18) для частоты генерации имеем:

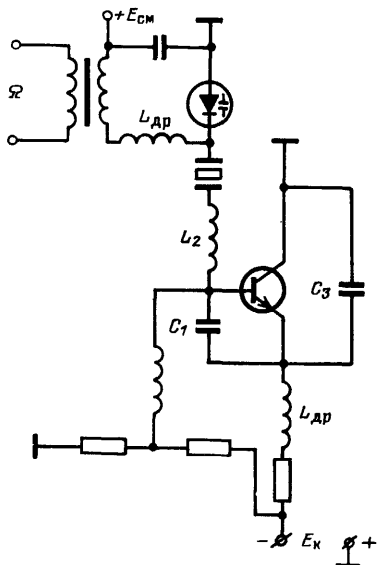


Рис. 8-5. Схема кварцевого автогенератора с варикапом.

$$\omega_{\Gamma} = \omega_{1\text{КВ}} \left( 1 + \frac{1}{2} \frac{C_{\text{КВ}}}{C_{13}} - \frac{1}{2} \frac{L_3}{L_{\text{КВ}}} \right), \quad (8-23)$$

где

$$L_3 = L_2 \left( 1 - \frac{1}{\omega_r^2 C_{\Pi} L_2} \right) \approx L_2 \left( 1 - \frac{1}{\omega_{\text{КВ}}^2 C_{\Pi} L_2} \right) \quad (8-24)$$

— эквивалентная индуктивность цепи, составленной из последовательно включенных индуктивности  $L_2$  и емкости варикапа  $C_{\Pi}$  (см. рис. 8-5 и 8-6).

Остальные обозначения соответствуют принятым в (7-18). Как и в рассмотренном выше случае, примем, что амплитуда высокочастотного сигнала, прикладываемая к варикапу, существенно меньше амплитуды низко-

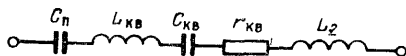


Рис. 8-6. Эквивалентная схема кварца с варикапом.

частотного сигнала. При этом емкость варикапа определяется соотношением (8-3). Подставив (8-3) в (8-24) и разложив получившуюся при этом функцию в ряд Маклорена, имеем:

$$L_3 = L_{30} - \frac{1}{\omega_{\text{КВ}}^2 C_0} \Phi(\gamma, m), \quad (8-25)$$

где  $L_{30} = L_2 \left( 1 - \frac{1}{\omega_{\text{КВ}}^2 C_0 L_2} \right)$  — эквивалентная индуктивность при отсутствии модулирующего сигнала;  $\Phi(\gamma, m)$  — функция, определяемая в соответствии с (8-9). Коэффициенты функции сведены в табл. 8-1. Подставив (8-25) в (8-23), получим для частоты генерации:

$$\omega_r = \omega_{r0} + \Delta\omega_r,$$

где

$$\omega_{r0} = \omega_{\text{КВ}} \left( 1 + \frac{1}{2} \frac{C_{\text{КВ}}}{C_{13}} - \frac{1}{2} \frac{L_{30}}{L_{\text{КВ}}} \right)$$

— частота генерации при отсутствии модулирующего сигнала;

$$\Delta\omega_r = \frac{1}{2} \frac{C_{\text{КВ}}}{C_0} \omega_{\text{КВ}} \Phi(\gamma, m) \quad (8-26)$$

— изменение частоты генерации под действием варикапа при подаче модулирующего сигнала.



Поскольку выражение (8-26) отличается от (8-11) только величиной постоянного коэффициента, то основные выводы, полученные при анализе частотной модуляции автогенератора с параметрической стабилизацией, относятся и к кварцевому. В частности, из (8-26) следует, что при модуляции происходит смещение средней частоты, зависящее от коэффициента  $A_0$  (см. табл. 8-1):

$$\frac{\Delta\omega_{\text{д0}}}{\omega_{1\text{кв}}} = \frac{C_{\text{кв}}\gamma(\gamma-1)m^2}{8C_0}. \quad (8-27)$$

Девияция частоты по первой гармонике модулирующего сигнала зависит от коэффициента  $A_1$  и равна:

$$\frac{\Delta\omega_{\text{д1}}}{\omega_{1\text{кв}}} = \frac{C_{\text{кв}}A_1}{2C_0} \approx \frac{C_{\text{кв}}\gamma m}{2C_0}. \quad (8-28)$$

Например, при  $C_{\text{кв}}/C_0 = 2 \cdot 10^{-3}$ ,  $\gamma = 1/2$ ,  $m = 1/2$  и  $f_{1\text{кв}} = 10 \text{ Мгц}$  получим из (8-28) для девияции частоты  $\Delta f_{\text{д1}} = 2,5 \text{ кгц}$ . Клирфактор  $K_f$  определяется соотношением (8-14). Для уменьшения величины  $K_f$  следует принимать  $m \leq 0,5$  или производить предискажения модулирующего сигнала.

Полученные соотношения справедливы для случая близкого совпадения частоты генерации с частотой последовательного резонанса кварца  $\omega_{1\text{кв}}$ . В противном случае следует учитывать влияние параллельной емкости кварца  $C_{0\text{кв}}$ . Вопросам детального анализа управляемых по частоте кварцевых автогенераторов посвящены работы [Л. 8-1, 8-2].

Метод получения частотной модуляции из фазовой будет рассмотрен в следующем параграфе.

## 8-2. Фазовая модуляция

**Общие соотношения и возможные схемы.** Поскольку при фазовой модуляции следует иметь изменение фазы высокочастотного сигнала, пропорциональное передаваемому сообщению  $U(t)$ , то можно записать:

$$u(t) = U_0 \cos [\omega_0 t + \varphi_0 + kU(t)]. \quad (8-29)$$

При модуляции тоном  $U(t) = U_1 \cos \Omega t$  из (8-29) имеем:

$$u(t) = U_0 \cos (\omega_0 t + \Delta\varphi_{\text{д}} \cos \Omega t + \varphi_0), \quad (8-30)$$

где  $\Delta\varphi_{\text{д}} = kU_1$  — девияция фазы.

Для получения фазовой модуляции необходимо управляемый реактивный элемент подключить к контуру усилительного или умножительного каскадов. При использовании в качестве реактивного элемента варикапа схема фазового модулятора идентична частотному и имеет вид, представленный на рис. 8-1.

Изменение фазы сигнала  $\Delta\varphi$  связано с расстройкой одиночного контура ( $\Delta\omega$ ) относительно резонансной частоты  $\omega_0$  следующим соотношением:  $\operatorname{tg} \varphi = -\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} Q$ , где  $Q$  — доб-

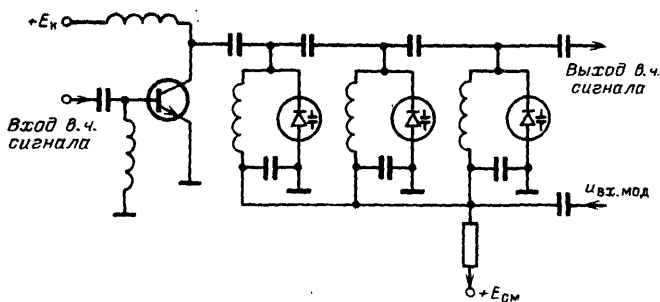


Рис. 8-7. Схема фазовой модуляции в трехконтурной системе.

ротность контура. При значении  $\Delta\varphi \leq 30^\circ$  можно считать  $\Delta\varphi = -\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} Q$ . Таким образом, зная относительное измене-

ние частоты контура  $\Delta\omega/\omega_0$  под действием реактивного элемента, можно определить величину девиации фазы  $\Delta\varphi_d$ . Отсюда следует такой вывод: полученные выше соотношения при частотной модуляции с помощью варикапа автогенератора с параметрической модуляцией можно распространить и на фазовую модуляцию сигнала при одиночном колебательном контуре. Необходимо только для определения девиации фазы  $\Delta\varphi_d$  умножить правую часть равенств (8-12) и (8-13) на множитель, равный  $-2Q$ . Для увеличения значения  $\Delta\varphi_d$  применяются электрические цепи, состоящие из нескольких связанных контуров с одновременным управлением их резонансной частотой. Одна из таких схем, состоящая из трех контуров, к каждому из которых подключен варикап, представлена на рис. 8-7. В схеме возможна линейная фазовая модуляция в пределах  $\Delta\varphi = \pm 180^\circ$ .

Фазовая модуляция может также осуществляться в варакторном умножителе [Л. 8-4]. Одна из таких схем показана на рис. 8-8. В схеме к варактору, используемому и в качестве нелинейного элемента умножителя частоты и в качестве фазового модулятора, подводятся первая и  $n$ -я гармоники высокочастотного сигнала и низкочастотное, модулирующее напряжение. Это обстоятельство следует учитывать для правильного выбора напряжения смещения и допустимых амплитуд подводимых сигналов.

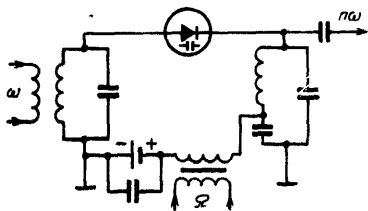


Рис. 8-8. Фазовая модуляция в варакторном умножителе.

**Преобразование фазовой модуляции в частотную.** Пусть на входе модулятора включен идеальный интегрирующий элемент с постоянной времени  $T$ . Напряжение на входе этого элемента обозначим через  $u_{\text{вх}}$ ; на выходе  $u_{\text{вых}}$ . При этом можно составить следующую систему из трех уравнений для временных функций и их изображений (воспользуемся преобразованием Лапласа—Карсона):

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{T} \int_0^t u_{\text{вх}}(t) dt; \quad u_{\text{вых}}(p) = \frac{1}{Tp} u_{\text{вх}}(p);$$

$$\Delta\varphi(t) = k u_{\text{вых}}(t); \quad \Delta\varphi(p) = k u_{\text{вых}}(p);$$

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\Delta\varphi(t)}{dt}; \quad \Delta\omega(p) = p\Delta\varphi(p).$$

Совместное решение первых двух уравнений дает:

$$\Delta\varphi(p) = \frac{k}{Tp} u_{\text{вх}}(p). \quad (8-31)$$

Из трех уравнений получим:

$$\Delta\omega(p) = \frac{k}{T} u_{\text{вх}}(p). \quad (8-32)$$

Пусть входной модулирующий сигнал описывается функцией  $u_{\text{вх}}(t) = U_1 \cos \Omega t$ . Тогда из (8-31) получим для фазы сигнала:

Из (8-32) имеем для изменения частоты сигнала:

$$\Delta\omega(t) = \frac{kU_1}{T} \cos \Omega t. \quad (8-34)$$

Из выражений (8-33) и (8-34) получим соответственно для девиации фазы и частоты:

$$\Delta\varphi_d = \frac{kU_1}{T\Omega}; \quad \Delta\omega_d = \frac{kU_1}{T}.$$

Из двух последних выражений имеем:

$$\Delta\omega_d = \Delta\varphi_d \Omega. \quad (8-35)$$

На основании полученных выражений можно сделать следующие выводы. При включении интегрирующего элемента на входе фазового модулятора изменение частоты сигнала пропорционально входному модулирующему напряжению, т. е. происходит преобразование фазовой модуляции в частотную. При этом величина девиации фазы обратно пропорциональна частоте  $\Omega$  модулирующего сигнала. Поскольку максимальное значение  $\Delta\varphi_d$  ограничено линейным участком фазовой характеристики, то с учетом выражения (8-35) можно записать:

$$\Delta\omega_d = \Delta\varphi_{d.\text{макс}} \Omega_{\text{мин}}.$$

При одиночном колебательном контуре  $\Delta\varphi_{d.\text{макс}} = 30^\circ = 0,5 \text{ рад}$  и поэтому получим:  $\Delta f_d = 0,5 F_{\text{мин}}$ . Малое значение величины  $\Delta f_d$  при небольших значениях частоты модулирующего сигнала  $F_{\text{мин}}$  является недостатком данного метода частотной модуляции. Его неоспоримое преимущество — высокая стабильность средней частоты, поскольку модуляция осуществляется не в автогенераторе, а в усилительном или умножительном каскадах. Для увеличения девиации частоты следует производить умножение частоты в  $n$  раз. Величина  $n$  определяется по формуле:  $n = \Delta f_{d.\text{пер}} / \varphi_{\text{макс}} \Omega_{\text{мин}}$ . В качестве интегрирующего элемента возможно использование  $RC$ -фильтра нижних частот, передаточная функция которого  $1/(1 + jT\omega)$  отличается от идеальной  $1/T\omega$ . Однако при выполнении условия  $T\Omega_{\text{мин}} \gg 1$  это различие практически не влияет на конечный результат. При использовании варикапа в фазовом модуляторе и одиночном колебательном контуре все результаты, полученные выше по расчету девиации частоты и коэффициенту нелинейных

искажений (8-14), можно распространить и на рассматриваемый случай. При определении девиации частоты  $\Delta\omega_d$  следует правую часть уравнения (8-13) умножить на величину, равную  $(-2Q\Omega_{\text{мин}})$ . Для увеличения девиации частоты рекомендуется применение схем типа рис. 8-7. Для устранения паразитной амплитудной модуляции, возникающей в процессе фазовой модуляции, рекомендуется включение ограничителя сигнала высокой частоты после модулируемого каскада.

### 8-3. Амплитудная модуляция

Основное дополнительное требование, предъявляемое к генератору при амплитудной модуляции по сравнению с усилителем немодулированных колебаний, заключается в обеспечении высокой линейности амплитудной характеристики.

В транзисторном генераторе различают следующие виды амплитудной модуляции: базовая смещением, базовая возбуждением, коллекторная простая или комбинированная, например коллекторно-базовая и т. п. [Л. 8-5]. Особое место занимает автоколлекторная модуляция (АКМ) и модуляция связью выходного каскада с антенной цепью, которые в книге не рассматриваются. Основные положения, развитые в теории амплитудной модуляции ламповых генераторов (см. например, [Л. 2-13—2-19]), относятся также к транзисторным усилителям мощности. Согласно этой теории различают три основных режима работы генератора при амплитудной модуляции: молчания, максимальный и минимальный, которые в идеальном случае должны быть связаны следующими соотношениями по основным электрическим параметрам.

По первой гармонике коллекторного тока

$$I_{\text{к1макс}} = I_{\text{к1мол}}(1 + m); \quad I_{\text{к1мин}} = I_{\text{к1мол}}(1 - m), \quad (8-36)$$

где  $m$  — коэффициент глубины модуляции.

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{1макс}} &= P_{\text{1мол}}(1 + m)^2; \\ P_{\text{1мин}} &= P_{\text{1мол}}(1 - m)^2; \\ P_{\text{1ср}} &= P_{\text{1мол}} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right), \end{aligned} \right\} \quad (8-37)$$

где  $P_{\text{1ср}}$  — средняя мощность модулированных колебаний.

Работа генератора при амплитудной модуляции определяется тремя видами характеристик:

динамической модуляционной:  $m = \Psi_1(U_{\text{вх.мод}})$ , где  $U_{\text{вх.мод}}$  — амплитуда входного модулирующего сигнала; амплитудно-частотной:  $m = \Psi_2(F)$ , где  $F$  — частота модулирующего сигнала;

статической модуляционной — зависимостью  $I_{\text{к1}}$  от напряжения, изменяемого в процессе модуляции, т. е.  $I_{\text{к1}} = \Phi_1(E_{\text{к}})$  или  $I_{\text{к1}} = \Phi_2(E_{\text{б}})$  и т. д. (см. рис. 8-9).

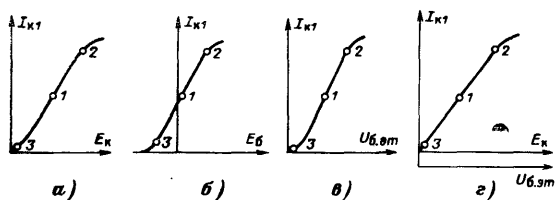


Рис. 8-9. Статическая модуляционная характеристика при коллекторной модуляции (а), базовой модуляции смещением (б), базовой модуляции возбуждением (в), коллекторно-базовой модуляции (г).

Рассмотрим, в каком режиме работы должен находиться транзисторный генератор для получения линейной статической модуляционной характеристики, и найдем основные зависимости, характеризующие различные виды амплитудной модуляции.

### Коллекторная модуляция

Путем изменения напряжения питания  $E_{\text{к}}$  коллектора генераторного транзистора в соответствии с законом передаваемого сообщения можно осуществлять модуляцию высокочастотного сигнала.

Рассмотрим, в каком режиме при этом должен находиться генератор, как изменяются его электрические параметры в процессе модуляции и по какому закону следует управлять величиной  $E_{\text{к}}$  для получения линейной модуляции.

Из анализа результатов, полученных в § 2-4 и 2-8 (см. табл. 2-1), следует, что существенная зависимость  $I_{\text{к1}}$  от  $E_{\text{к}}$  возможна только при перенапряженном режиме работы генератора. Поэтому при коллекторной модуляции выбирается критический режим работы генерато-

ра в максимальной точке статической модуляционной характеристики и перенапряжений — во всех остальных ее точках (рис. 8-9,а). Задача анализа работы генератора при коллекторной модуляции может быть сведена к определению следующих функциональных зависимостей:

$$U_{к.э.т}; I_0; I_{к.г1} \text{ (или } I_{к1}); P_{1г} \text{ (или } P_1); \\ \eta_{г} \text{ (или } \eta) = \Phi(E_{к}).$$

В соответствии с методом, рассмотренным в § 2-4, целесообразно построить нормированные статические модуляционные характеристики, т. е. определить зависимости

$$\frac{U_{к.э.т}}{U_{к.э.т.макс}}; \frac{I_0}{I_{0макс}}; \frac{I_{к.г1}}{I_{к.г1макс}} \frac{P_{1г}}{P_{1г.макс}}; \\ \frac{P_{0к}}{P_{0к.макс}}; \frac{\eta_{г}}{\eta_{г.макс}} = \Phi\left(\frac{E_{к}}{E_{к.макс}}\right).$$

Во всех данных выражениях индекс «макс» — означает максимальный режим работы, который по напряженности является критическим. Требуемое сопротивление коллекторной нагрузки определяется в этом режиме и согласно табл. 2-1 равно:

$$R_1 = \frac{E_{к.макс} - u_{к.э.н}}{S_{нu_{к.э.н}\alpha_1}}.$$

Переход от параметра  $I_{к.г1}$  к  $I_{к1}$ ;  $P_{1г}$  к  $P_1$ ;  $\eta_{г}$  к  $\eta$  также осуществляется с помощью формул табл. 2-1.

В процессе модуляции происходит уменьшение  $E_{к}$  по сравнению с  $E_{к.макс}$ , и поэтому генератор из критического режима переходит в перенапряженный режим работы. Сказанное поясняется с помощью рис. 8-10,а. Для получения зависимостей различных параметров от  $E_{к}$  следует учитывать следующие явления, свойственные перенапряженному режиму и описанные в § 2-4 и 2-8:

1) изменение формы импульса тока коллектора  $i_{к}$ , связанное с появлением в нем провала, величина которого зависит от параметров транзистора и нагрузки, величины  $E_{к}$  и мощности возбуждения. При известной форме импульса  $i_{к}$  можно определить коэффициенты  $\alpha_1$  и  $\alpha_0$  и вычислить первую гармонику  $I_{к1}$  и постоянную составляющую  $I_0$  тока коллектора;

2) изменение формы напряжения коллектор—эмиттер ( $u_{к.э}$ ) при заходе рабочей точки в область насыщения. Рост амплитуды  $U_{к.э.м}$  при переходе в перенапряженный режим резко замедляется, однако степень этого изменения  $U_{к.э.м}$  зависит от многих факторов;

3) реакция коллекторной цепи на вход схемы генератора. При переходе в перенапряженный режим величина проводимости  $Y_{12}$  резко возрастает, что согласно (2-50) приводит к изменению входной проводимости  $Y_{вх}$ .

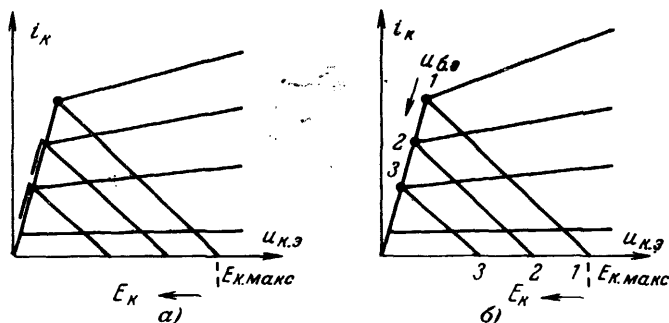


Рис. 8-10. Перемещение динамической характеристики.

*а* — при коллекторной модуляции; *б* — при коллекторно-базовой модуляции.

в связи с чем амплитуда входного напряжения уменьшается. Таким образом имеет место отрицательная обратная связь: увеличение степени напряженности режима приводит к большей реакции на вход генератора, снижению амплитуды сигнала возбуждения, что в свою очередь снижает напряженность режима. Как показывают экспериментальные исследования, действие этой обратной связи усиливается с понижением напряжения питания. Учесть все три названные явления при расчете статических модуляционных характеристик является задачей крайне сложной и не всегда выполнимой. Поэтому по аналогии с методом, принятым при построении нагрузочных характеристик в § 2-4 и 2-8, в основу анализа положим две эмпирические зависимости, полученные в результате экспериментального обследования нескольких типов транзисторных генераторов. Первая зависимость

$$\frac{I_0}{I_{0\max}} = a_0 + (1 - a_0) \frac{E_k}{E_{к.макс}}, \quad (8-1)$$



где коэффициент  $a_0 = 0,1 \div 0,3$ .

Вторая зависимость

$$\frac{U_{\text{к.эт}}}{U_{\text{к.этмакс}}} = \left( \frac{E_{\text{к}}}{E_{\text{к.макс}}} \right)^{1-\delta}. \quad (8-39)$$

Как и прежде (см. § 2-4), значение коэффициента  $\delta = 0 \div 1/4$ . Зависимости для всех остальных параметров являются производными от соотношений (8-38) и (8-39) и занесены в табл. 8-2. На основании формул этой таб-

Таблица 8-2

Параметр	Общий случай	При линейной модуляции
$\frac{I_0}{I_{0\text{макс}}}$	$a_0 + (1 - a_0) y$	$a_0 + (1 - a_0) z^{\frac{1}{1-\delta}}$
$\frac{I_{\text{к.г1}}}{I_{\text{к.г1макс}}}$	$y^{1-\delta}$	$z$
$\frac{U_{\text{к.эт}}}{U_{\text{к.этмакс}}}$	$y^{1-\delta}$	$z$
$\frac{P_{1\text{г}}}{P_{1\text{г.макс}}}$	$y^{2(1-\delta)}$	$z^2$
$\frac{P_{0\text{к}}}{P_{0\text{кмакс}}}$	$y [a_0 + (1 - a_0) y]$	$z^{\frac{1}{1-\delta}} \left[ a_0 + (1 - a_0) z^{\frac{1}{1-\delta}} \right]$
$\frac{\eta_{\text{г}}}{\eta_{\text{г.макс}}}$	$\frac{y^{1-\delta}}{a_0 + (1 - a_0) y}$	$\frac{z^{\frac{1-\delta}{1-\delta}}}{a_0 + (1 - a_0) z^{\frac{1}{1-\delta}}}$

где  $y = \frac{E_{\text{к}}}{E_{\text{к.макс}}}$ ;  $z = y^{1-\delta}$ .

лицы на рис. 8-11 построены обобщенные статические модуляционные характеристики транзисторного генератора при коллекторной модуляции. Из их рассмотрения следует, в частности, такой вывод: при  $\delta \neq 0$  зависимость  $I_{\text{к.г1}} = \Phi(E_{\text{к}})$  отлична от линейной, что приводит к нелинейным искажениям сигнала при коллекторной модуляции. Для устранения этого недостатка возможны два метода: первый связан с одновременным применением

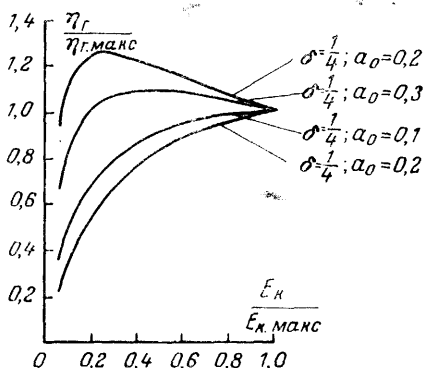
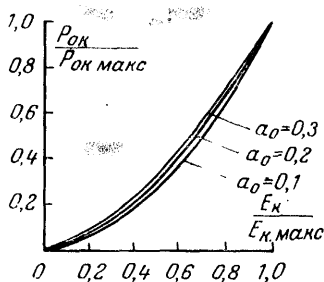
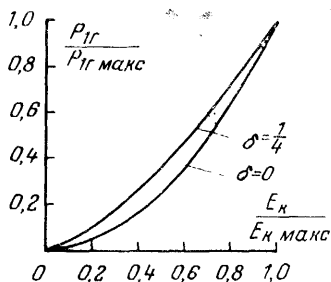
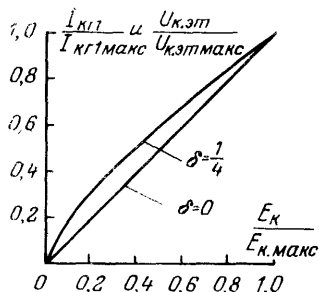
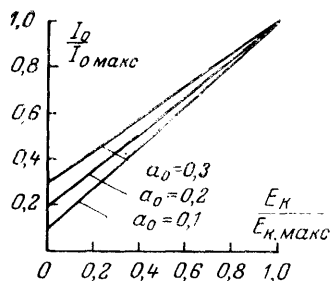


Рис. 8-11. Нормированные статические модуляционные характеристики.

коллекторной и базовой модуляции (см. ниже по этому поводу), второй — путем предусаждения модулирующего сигнала.

Рассмотрим второй метод.

При тональной модуляции ( $u_{\text{мод}} = U_{\text{мод}} \cos \Omega t$ ) первая гармоника коллекторного тока должна изменяться по

закону

$$I_{к.н} = (1 + m \cos \Omega t) I_{к.г.нec} = \frac{1 + m \cos \Omega t}{1 + m} I_{к.г.макс}.$$

С учетом данного выражения и соотношения (8-39) получим для требуемого закона изменения напряжения питания:

$$\frac{E_{к}}{E_{к.макс}} = \left( \frac{1 + m \cos \Omega t}{1 + m} \right)^{\frac{1}{1-\delta}}. \quad (8-40)$$

При соблюдении соотношения (8-40) получим зависимости для различных параметров транзисторного ге-

Таблица 8-3

Параметр	$\frac{I_0}{I_{0макс}}$	$\frac{I_{к.г.нec}}{I_{к.г.макс}}$ или $\frac{U_{к.э.нec}}{U_{к.э.макс}}$	$\frac{P_{1г.нec}}{P_{1г.макс}}$	$\frac{P_{0к.нec}}{P_{0к.макс}}$	$\frac{\eta_{г.нec}}{\eta_{г.макс}}$	$\frac{E_{к.нec}}{E_{к.макс}}$
$\delta = 0$	0,6	0,5	0,25	0,3	0,834	0,5
$\delta = \frac{1}{4}$	0,68	0,5	0,25	0,41	0,61	0,4

нератора, занесенные в табл. 8-2. Приведем пример, поясняющий данную таблицу.

Определим параметры генератора в режиме несущей при  $m=1$ ;  $a_0=0,2$  и  $\delta=0$  и  $\delta=1/4$ . Результаты расчета сведены в табл. 8-3. При  $\delta=0$  отношение  $E_{к.нec}/E_{к.макс}=0,5$  и внести предискажения в модулирующий сигнал не требуется. При  $\delta=1/4$  отношение  $E_{к.нec}/E_{к.макс}=0,4$  и поэтому следует искажать модулирующий сигнал в соответствии с рис. 8-12.

На рис. 8-13 приведены экспериментальные зависимости для статических модуляционных характеристик, полученные в генераторе с транзистором типа КТ903 при П-образных фильтрах на входе и выходе схемы и частоте сигнала  $f=4$  МГц. Расчет генератора при коллекторной модуляции начинается с максимального режима, являющимся по напряженности критически или слабо перенапряженным. Расчет производится в соответствии с методикой, изложенной в § 2-7. Следует обратить осо-

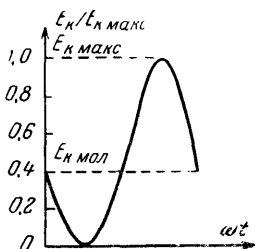


Рис. 8-12. Форма модулирующего сигнала при использовании метода предискажений.

бое внимание на выбор величины напряжения питания коллектора  $E_K$ . Максимальное значение напряжения между коллектором и эмиттером при коллекторной модуляции

$$U_{K.Э макс} = E_K (1 + \xi_{макс}) (1 + m). \quad (8-41)$$

При  $\xi_{макс} = 1$  и  $m = 1$  имеем:  $U_{K.Э макс} = 4 E_K$ . Из этих равенств соответственно получим для допустимого зна-

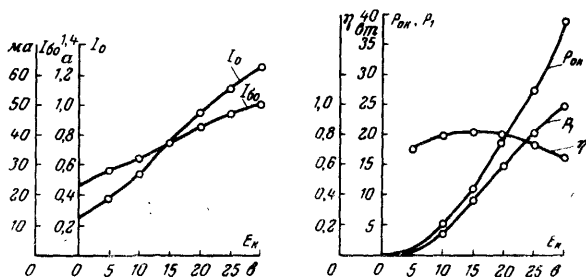


Рис. 8-13. Экспериментальные характеристики.

чения напряжения питания коллектора:

$$E_K \leq \frac{U_{K.ЭЗ}}{(1 + \xi_{макс}) (1 + m)} \quad \text{и} \quad E_K \leq 0,25 U_{K.ЭЗ},$$

где  $U_{K.ЭЗ}$  — максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером транзистора (см. § 1-2).

При возникновении явлений параметрического характера в транзисторном генераторе следует также учесть возможность получения  $\xi > 1$  (см. § 2-8).

Следующие этапы расчета — режимы молчания и минимальный. Требуемые значения выходных электрических параметров генератора в этих режимах определяются в соответствии с формулами табл. 8-3. Далее производится расчет модулятора [Л. 8-2]. Амплитуда модулирующего напряжения, подаваемого на коллектор, и мощность модулятора определяются соответственно по формулам

$$U_{\Omega} = m E_K \quad \text{и} \quad P_{\Omega} = \frac{m^2}{2} P_{ок. мол},$$

где  $P_{ок. мол}$  — мощность, потребляемая генератором по коллекторной цепи в режиме молчания.

Возможны две основные схемы соединения генератора с модулятором при коллекторной модуляции: с помощью трансформатора и путем последовательного включения транзисторов (рис. 8-14, а, б). Во втором случае модуляторный транзистор используется в качестве

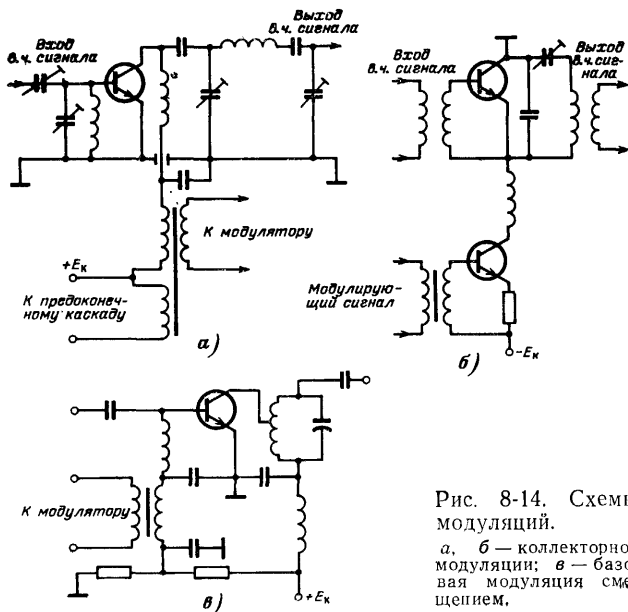


Рис. 8-14. Схемы модуляций.

а, б — коллекторной модуляции; в — базовая модуляция смещением.

управляемого переменного сопротивления, включенного в коллекторной цепи генераторного транзистора. Напряжение источника питания во втором случае выбирается в два раза большим, чем в первом. Возможность возникновения в перенапряженном режиме явлений параметрического характера и связанные с ними недостатки (см. § 2-8), необходимость существенного снижения напряжения питания  $E_k$  и сравнительно большая величина коэффициента нелинейных искажений ограничивают применение в «чистом» виде коллекторной модуляции в полупроводниковых передатчиках. Более предпочтительным оказывается применение комбинированной коллекторно-базовой модуляции, рассматриваемой ниже.

Путем изменения напряжения смещения или амплитуды сигнала возбуждения на базе генераторного транзистора можно осуществлять модуляцию высокочастотного сигнала. При этом следует получить линейную зависимость для функции  $I_{к.г1} = \Phi_1(E_б)$  при модуляции смещением или  $I_{к.г1} = \Phi_2(U_{б.эм})$  при модуляции возбуждением.

Данное требование выполняется при работе генератора в критическом и недонапряженном режимах работы. С учетом соотношений (2-80), (2-110), (2-85), (2-114) и выражения для нижнего угла отсечки  $\cos \theta_n = \frac{-E_б + E_б}{U_{б.эм}}$  (рассматривается транзистор типа  $n-p-n$ ) получим для 1-й гармоники и постоянной составляющей тока эквивалентного генератора в коллекторной цепи:

$$I_{к.г1} = S_0 \Psi_1 (U_{б.эм} + E_б - E'_б); \quad (8-42)$$

$$I_{к.г0} = S_0 \Psi_0 (U_{б.эм} + E_б - E'_б), \quad (8-43)$$

где  $\Psi_1 = \Psi_1(\gamma_c)$  и  $\Psi_0 = \Psi_0(\gamma_c)$  при работе в области средних частот [см. (2-80) и (2-85)];  $\Psi_1 = \Psi_1(\gamma_b; \xi_b)$  и  $\Psi_0 = \Psi_0(\gamma_b; \xi_b)$  при работе в области высоких частот [см. (2-110) и (2-114)].

Ввиду зависимости коэффициентов  $\Psi_1$ ;  $\Psi_0$  и крутизны  $S_0$  от напряжений  $E_б$  и  $U_{б.эм}$  функции (8-42) и (8-43) являются нелинейными. Однако при соответствующем выборе параметров генератора отклонение от линейных характеристик может быть сравнительно небольшим. В идеальном случае при  $S_0 \Psi_1 = \text{const}$  и  $S_0 \Psi_0 = \text{const}$  зависимости (8-42) и (8-43) являются линейными и их графики имеют вид, представленный на рис. 8-9, б, в. При этом к. п. д. генератора по коллекторной цепи в трех режимах работы (максимальном, молчания и минимальном) связаны между собой соотношениями:

$$\eta_{\text{макс}} = (1 + m) \eta_{\text{мол}} \quad \text{и} \quad \eta_{\text{мин}} = (1 - m) \eta_{\text{мол}}.$$

$$\text{Средний к. п. д. при модуляции } \eta_{\text{ср}} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \eta_{\text{мол}}.$$

Расчет генератора при базовой модуляции осуществляется в том же порядке, что и при коллекторной: сначала максимальный (по напряженности критический), затем молчания и минимальный (недонапряженные ре-

жимы). Рекомендуется принимать угол отсечки  $\theta_n = 90^\circ$  или близким к этой величине.

Преимущества базовой модуляции состоят в следующем. Во-первых, требуется небольшая мощность модулятора, поскольку следует управлять током базы. Во-вторых, полностью используется высокочастотный транзистор по коллекторному напряжению. Напряжение питания  $E_k$  выбирается из соотношения

$$E_k \leq (1 + \xi_{\max}) U_{k.зз},$$

т. е. в  $(1 + m)$  раз большим, чем при коллекторной модуляции. Недостатки базовой модуляции: низкий к. п. д. генераторного каскада вследствие недонапряженного режима работы и сравнительно большая нелинейность статической модуляционной характеристики. Вследствие сказанного базовая модуляция применяется в основном в сравнительно маломощных передатчиках при допустимости большой величины коэффициента нелинейных искажений (до 15—20%).

Одна из схем генератора при базовой модуляции смещением показана на рис. 8-14, в.

При базовой модуляции возбуждением на вход генераторного каскада подается промодулированный высокочастотный сигнал т. е. генератор работает в режиме усиления модулированных колебаний.

### Однополосная модуляция

Остановимся вкратце на особенностях этого вида модуляции в транзисторных генераторах, поскольку режим усиления однополосного сигнала (ОБП) аналогичен базовой модуляции возбуждением. По-прежнему основная сложность при ОБП состоит в получении высокой линейности статической модуляционной или амплитудной характеристики усилителя  $I_{к1} = \Phi(U_{б.зм})$  (рис. 8-9, в).

Для удовлетворения требования по линейности принимаются следующие меры. Режим работы генератора устанавливается недонапряженным. Угол отсечки выбирается равным  $90^\circ$ , для чего на базу транзистора подается небольшое открывающее смещение  $E_6 \approx E'_6$ , т. е. примерно 0,5—0,7 в при кремниевых приборах и 0,2—0,3 в — германиевых. В цепи эмиттера транзистора

включается сопротивление небольшой величины, и в результате отрицательной обратной связи амплитудная характеристика несколько выравнивается. Еще лучшие результаты получаются при использовании транзисторов, внутри корпуса которых последовательно с эмиттерами включены резисторы (см. § 1-1). Такие транзисторы имеют обычно граничную частоту на порядок выше рабочей частоты усилителя (ОБП обычно применяется в КВ диапазоне), что также способствует улучшению линейности амплитудной характеристики. И, наконец, в некоторых случаях последовательно с базой транзистора включается сопротивление небольшой величины, что стабилизирует нагрузку для предыдущего каскада. Включение этого сопротивления приводит, конечно, и к некоторому снижению коэффициента усиления каскада. С общими вопросами построения передатчиков при ОБП можно познакомиться, например, в [Л. 8-7].

**Комбинированная коллекторная модуляция.** При комбинированной коллекторной модуляции низкочастотный сигнал поступает не только на коллектор транзистора выходного каскада, но и на предварительные усилители. При этом в выходном усилителе имеет место двойная амплитудная модуляция: коллекторная и базовая модуляция возбуждением. Очевидно, что при такой двойной модуляции генератора одновременно с изменением коллекторного напряжения  $E_k$  происходит пропорциональное изменение амплитуды напряжения возбуждения  $U_{б.зм}$  (рис. 8-10,б), что позволяет получить во всех точках модуляционной характеристики (рис. 8-9,г) режим работы, близкий к критическому, и избежать недостатков, свойственных коллекторной модуляции из-за перенапряженного режима. При двойной коллекторной модуляции в каждом из модулируемых каскадов следует найти оптимальное значение коэффициента глубины модуляции, т. е. значений  $m_1$  — в выходном и  $m_2$  — в предоконечном каскадах (см. [Л. 8-5]). Кроме двойной можно осуществить и тройную коллекторную (комбинированную) модуляцию [Л. 8-5]. При комбинированной коллекторной модуляции получается высокий к. п. д. генераторов и небольшая величина нелинейных искажений. Поэтому для получения качественной передачи в транзисторных радиопередатчиках следует применять один из видов комбинированной коллекторной модуляции. При коллекторной модуляции на два каскада мощ-



ность модулятора равна:

$$P_{\Omega} = \frac{m_1^2}{2} P'_{\text{ок.мол}} + \frac{m_2^2}{2} P''_{\text{ок.мол}},$$

где  $P'_{\text{ок.мол}}$  и  $P''_{\text{ок.мол}}$  — мощности потребления по коллекторным цепям выходного и предоконечного каскадов соответственно.

Расчет выходного высокочастотного каскада при комбинированной коллекторной модуляции начинается с максимального режима, являющегося по напряженности критическим. Расчет можно произвести в соответствии с методикой § 2-7. Затем рассчитывается режим молчания. Требуемая колебательная мощность в этом режиме равна:  $P_{\text{имол}} = P_{\text{имакс}} / (1+m)^2$ . Считая режим работы в точке молчания также критическим, можно рассчитать все электрические параметры и определить требуемую амплитуду напряжения возбуждения  $U_{б.эм}$ . По двум значениям  $U_{б.эм}$  — в максимальном режиме и молчания — можно определить необходимый коэффициент глубины модуляции в предоконечном (втором) каскаде  $m_2$ . Аналогичным образом можно рассчитать и другие точки статической модуляционной характеристики (см. рис. 8-9,з), а затем определить средние значения основных электрических параметров за период модулирующего сигнала. Схема соединения модулятора с генератором при двойной коллекторной модуляции представлена на рис. 8-14,а. Таким образом, на основании анализа рассмотренных здесь видов амплитудной модуляции можно сделать следующий вывод. В маломощных передатчиках с целью сокращения веса и габаритов аппаратуры целесообразно применение базовой модуляции смещением. При необходимости качественной передачи сигнала с малым уровнем нелинейных искажений следует воспользоваться комбинированной коллекторной модуляцией.

## ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПЕРЕДАТЧИКОВ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

### 9-1. Защитные устройства в транзисторных передатчиках

Причины, нарушающие нормальную работу транзистора. Мощные высокочастотные транзисторы не имеют больших запасов по предельно допустимым параметрам в нормальном эксплуатационном режиме работы (см. § 1-2). Даже весьма кратковременное, сравнительно небольшое превышение этих параметров приводит к снижению надежности или к внезапному отказу транзистора. Можно указать на три основные причины, нарушающие нормальную работу транзистора.

Первая связана с самовозбуждением, т. е. с потерей устойчивости высокочастотных каскадов (см. § 2-9).

Вторая причина определяется импульсными перенапряжениями, возникающим в цепях питания и приводящими к пробое  $p-n$  переходов транзисторов.

Третья связана с изменением величины нагрузки, что особенно сказывается на режиме работы выходного каскада передатчика.

Для предотвращения воздействия перечисленных причин и повышения надежности транзисторного передатчика в нем следует устанавливать защитные устройства. Последние можно разбить на два основных типа: устройства защиты от перенапряжений и устройства защиты от рассогласования с нагрузкой. Перейдем к их более детальному рассмотрению.

**Защита от перенапряжений.** Для питания высокочастотных транзисторных каскадов требуются низковольтные источники с напряжением, обычно не превышающим 30 в. На подвижных объектах связи — самолетах, автомобилях и т. д., как правило, имеется централизованная бортовая сеть постоянного тока, которая и может использоваться для непосредственного питания транзисторных передатчиков. Никаких преобразователей напряжения или выпрямителей при этом не требуется, что приводит к существенной экономии веса и габаритов аппаратуры. Однако в централизованной бортовой сети вследствие подключения к ней большого числа различных потребителей возможно возникновение импульсных перенапряжений, в два-три раза превышающих по величине номинальное значение напряжения питания.

Другим источником импульсных перенапряжений могут явиться коммутирующие элементы, расположенные в самом передатчике, например электромагнитные реле.

Импульсные перенапряжения, если их не ограничить по величине, приводят к пробое  $p-n$  переходов транзистора и как следствие этого к внезапному отказу всего передатчика. Для предохранения транзисторов от импульсных перенапряжений следует подключать передатчик к бортовой сети через специальные защитные устройства. Последние можно разделить на два основных вида. К первому относятся устройства, работающие по принципу ограни-

чителя напряжения, а второй вид устройств осуществляет автоматическое снятие питающего напряжения [Л. 9-2]. Эпюры напряжений для обоих случаев представлены на рис. 9-1.

В качестве устройств первого вида могут использоваться полупроводниковые стабилизаторы напряжения линейного или ключевого типа [Л. 9-1]. В устройствах второго вида применяются тиристоры и электромагнитные реле.

Применение устройства защиты с ограничением напряжения (рис. 9-1,а) более предпочтительно, так как здесь не происходит отключения передатчика. Однако его к. п. д. более низок, чем у защитного устройства второго вида. При сравнительно небольшой длительности «бросков» напряжения в качестве защиты можно использовать низкочастотные LC-фильтры, сглаживающие импульсные помехи.

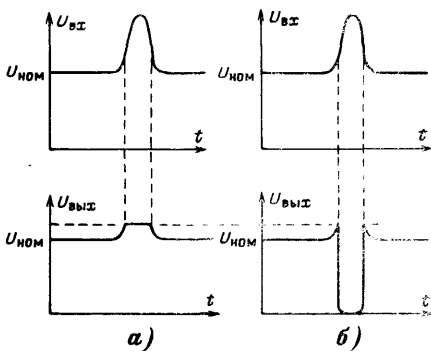


Рис. 9-1. Эпюры напряжения для двух типов защиты.

**Защита от рассогласования с нагрузкой.** Для нормальной работы транзисторного передатчика следует иметь хорошее согласование его выхода с нагрузкой, при котором обеспечивается КСВ не хуже 1,4—1,6. Однако в реальных условиях работы, особенно в диапазонных системах радиосвязи, ввиду изменяющихся параметров антенны это требование не всегда удается выполнить.

При большом значении КСВ антенно-фидерного тракта транзистор оконечного каскада передатчика может выйти из строя в результате следующих причин. Во-первых, при рассогласовании уменьшается величина выходной мощности и может возрасти потребляемая мощность, что приводит к резкому увеличению мощности рассеивания на коллекторе. Для иллюстрации на рис. 9-2 показана примерная зависимость постоянной составляющей коллекторного тока выходного каскада ( $I_{к.пост}$ ) от длины  $l$  фидера, идущего к нагрузке, при большом значении КСВ. Зависимость  $I_{к.пост} = \Psi(l)$  имеет синусоидальный характер вследствие того, что при изменении  $l$  сопротивление

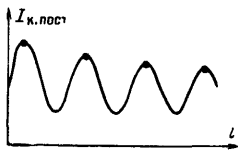


Рис. 9-2. Зависимость тока коллектора выходного каскада от длины фидера.

нагрузки транзистора изменяется от величины, близкой к нулю (недонапряженный режим), до бесконечности (перенапряженный режим). Следовательно, при этом в соответствии с нагрузочными характеристиками (см. рис. 2-15,а) ток коллектора может изменяться в больших пределах. В точках, соответствующих максимуму  $I_{к.пост}$ , может произойти пробой транзистора. Вторым следствием рассогласования является появление отраженной волны.

При этом транзистор может оказаться включенным в точке линии, соответствующей пучности напряжения:  $U_{\text{пучн}} = U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}$ .

Для вычисления  $U_{\text{пучн}}$  можно воспользоваться следующим соотношением:

$$U_{\text{пучн}} = U_{\text{пад}} (1 + K_{\text{отр}}) = U_{\text{пад}} \frac{2K_{\text{СВ}}}{1 + K_{\text{СВ}}}.$$

При значении  $U_{\text{пучн}}$ , превышающем величину допустимого обратного напряжения коллектор — эмиттер, происходит пробой  $p$ - $n$  перехода транзистора (см. § 1-2). В-третьих, рассогласование связано с внесением определенной реактивности в электрическую цепь выходного каскада. При этом, как показано в § 2-9, может произойти самовозбуждение усилителя, что также приводит к выходу из строя транзистора.

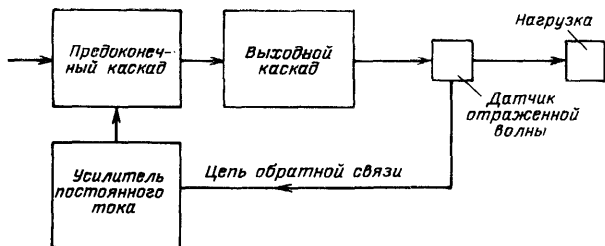


Рис. 9-3. Блок-схема устройства защиты со снижением выходной мощности.

Из сказанного следует, что в транзисторном передатчике необходимо включение такой защиты, которая предотвращала бы отрицательные последствия рассогласования оконечного усилителя с нагрузкой. Устройства защиты, выполняющие такую функцию, можно разбить на два типа: с применением схем, снижающих выходную мощность при ухудшении условий согласования, и с включением в антенно-фидерный тракт устройств, поглощающих отраженную волну. Блок-схема защитного устройства первого типа изображена на рис. 9-3. Здесь в антенно-фидерный тракт включается датчик отраженной волны, измеряющий  $U_{\text{отр}}$ . При превышении  $U_{\text{отр}}$  некоторого порогового значения с помощью усилителя постоянного тока (УПТ) снижается напряжение питания на предоконечном каскаде. В результате уменьшается напряжение возбуждения на выходной каскад, а следовательно, и величины  $U_{\text{пад}}$  и  $U_{\text{отр}}$ . При уменьшенных значениях  $U_{\text{пад}}$  и  $U_{\text{отр}}$  пробой переходов в транзисторе не происходит. Возможны различные модификации схемы рис. 9-3. Так, например, датчик может включаться в цепь питания коллектора выходного каскада. В этом случае он должен реагировать на величину постоянной составляющей коллекторного тока  $I_{\text{к.пост}}$ . Управление может осуществляться не только в предоконечном, но и в других каскадах передатчика. Время протекания переходного процесса в схеме рис. 9-3 должно быть меньше времени, в течение которого транзистор может выйти из строя, т. е. не пре-

вышать нескольких наносекунд или микросекунд в зависимости от типа прибора.

При втором методе защиты в антенно-фидерный тракт передатчика вводится ферритовое однонаправленное устройство (вентиль или циркулятор [Л. 9-3]), поглощающее отраженную волну. Известно, что такие устройства выполняются в основном только для СВЧ диапазона, начиная с частоты примерно 1 000 Мгц. Однако следует заметить, что в последнее время появились сообщения о создании ферритовых однонаправленных устройств на элементах с сосредоточенными постоянными для метрового диапазона волн, имеющие весьма небольшие вес и габариты [Л. 9-4]. Данные ферритовые устройства должны найти широкое применение в транзисторных передатчиках.

Таким образом, в качестве наиболее оптимального метода защиты транзисторов выходного каскада от рассогласования с нагрузкой является применение ферритовых вентилях и циркуляторов, менее целесообразно использование схемы со снижением выходной мощности.

## 9-2. Тепловой режим работы транзисторного радиопередатчика

В различных типах радиоэлектронной аппаратуры, в том числе и в радиопередатчиках, необходимо обеспечивать определенный тепловой режим работы всех узлов и элементов, входящих в устройство. В этой связи тепло, рассеиваемое внутри блока, должно быть отведено во внешнюю среду. Для более интенсивного протекания процесса теплообмена между средой и аппаратом и для снижения рабочей температуры транзисторов и диодов применяются радиаторы. Отвод тепла от радиаторов производится путем естественной или искусственной конвекции и частично за счет излучения.

При рассмотрении процесса переноса тепла через различные конструктивные элементы аппаратуры обычно пользуются аналогией с электрической цепью [Л. 9-5, 9-6]. Так, например, при прохождении теплового потока через среду, составленную из разнородных слоев (рис. 9-4), эквивалентная ей тепловая цепь имеет вид, изображенный на рис. 9-5,б. Свойство различных элементов переносить тепло характеризуется с помощью теплового сопротивления:

$$R_t = \frac{t_1 - t_2}{P}, \quad (9-1)$$

где  $t_1$  и  $t_2$  — температура поверхностей в начале и конце элемента;  $P$  — тепловой поток, проходящий через поверхность элемента.

Размерность величины  $R_t = \text{град/вт}$ . По аналогии с электрической схемой в тепловой цепи возможно последовательное и параллельное включение тепловых сопротивлений. Так, в рассмотренном выше примере (рис. 9-5) тепловые сопротивления включены последовательно и поэтому общее сопротивление равно их сумме

$$R_{t\text{общ}} = \sum_{i=1}^n R_{ti}.$$

Модель, поясняющая процесс переноса тепла от  $p$ - $n$  перехода во внешнюю среду, изображена на рис. 9-6. Здесь имеется три теп-

ловых сопротивлений: участка  $p-n$  переход — корпус транзистора —  $R_T$ , контакта между этим корпусом и радиатором —  $R_K$  и собственно радиатора  $R_P$ . Суммарное тепловое сопротивление равно:

$$R_{\text{общ}} = R_T + R_K + R_P. \quad (9-2)$$

В соответствии с рис. 9-6 для температуры перехода транзистора имеем:

$$t_{\text{п}} = t_{\text{ср}} + \Delta t_{\text{п.к}} + \Delta t_{\text{к.р}} + \Delta t_{\text{р.с}}, \quad (9-3)$$

где  $\Delta t_{\text{п.к}}$ ,  $\Delta t_{\text{к.р}}$ ,  $\Delta t_{\text{р.с}}$  — соответственно разность температур между переходом и корпусом транзистора, корпусом и радиатором, средой и радиатором;  $t_{\text{ср}}$  — температура среды.

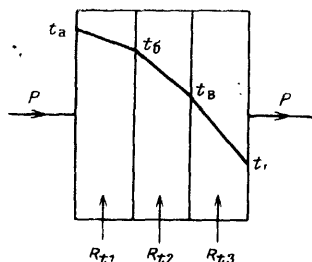


Рис. 9-4. Перенос тепла через стенку.

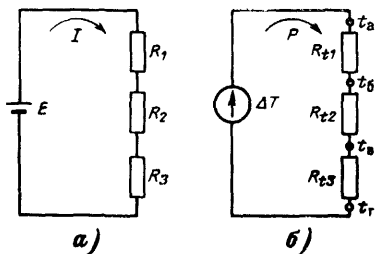


Рис. 9-5. Электрическая и тепловая цепи.

С учетом соотношений (9-1) и (9-2) получим из (9-3):

$$t_{\text{п}} = t_{\text{ср}} + P (R_T + R_K + R_P), \quad (9-4)$$

где  $P$  — мощность, рассеиваемая полупроводниковым прибором.

При размещении на одном радиаторе нескольких транзисторов и диодов с суммарной мощностью рассеивания  $P_{\text{общ}}$  формула (9-4) примет вид:

$$t_{\text{п}} = t_{\text{ср}} + P (R_T + R_K) + \frac{P_{\text{общ}} R_P}{K_{\text{н.т}}}, \quad (9-5)$$

где  $K_{\text{н.т}} = 0,7 \div 1$  — коэффициент, учитывающий неравномерный характер температуры радиатора.

По аналогии с (9-5) получим для температуры корпуса транзистора:

$$t_K = t_{\text{ср}} + P R_K + \frac{P_{\text{общ}} R_P}{K_{\text{н.т}}}. \quad (9-6)$$

Известно много типов различных конструкций радиаторов. Две из них, с одно- и двусторонним расположением ребер, показаны на рис. 9-7.

Величина теплового сопротивления радиатора определяется следующей функциональной зависимостью:

$$R_p = \Psi(V_p; \Delta t_{p.c}; v; b_p),$$

где  $V_p$  — объем радиатора;  $\Delta t_{p.c}$  — разность температур между радиатором и средой;  $v$  — скорость движения воздуха вдоль ребер при искусственной конвекции;  $b_p$  — межреберное расстояние.

Большим значениям  $V_p$ ;  $\Delta t_{p.c}$  и  $v$  соответствует меньшая величина  $R_p$ . В специальных справочниках приводятся графики, по которым можно вычислить значение  $R_p$ . Радиаторы отливаются из алюминиевых сплавов, обладающих хорошей теплопроводностью и малым удельным весом. Обычно в передатчике применяется один радиатор, общий для всех полупроводниковых приборов. При необходимости электрической изоляции транзисторов или диодов относительно радиатора используются прокладки из бериллиевой керамики или алюминия с глубоким оксидированием. Следует обеспечивать минимальную величину  $R_k$ , которая зависит от величины и качества контактных поверхностей между транзистором и радиатором, а также от типа изоляционной прокладки, в случае ее применения. Для снижения величины  $R_k$  применяют теплопроводящую пасту.

При расчете теплового режима передатчика следует вначале определить мощности, рассеиваемые всеми транзисторами и диодами [см., в частности, формулу (1-3)]. Далее, задавшись температурой перегрева радиатора относительно среды  $\Delta t_{p.c} = 10 \div 25^\circ$ , определяют в соответствии с (9-3) и (9-5) требуемое тепловое сопротивление радиатора  $R_p = \Delta t_{p.c} K_{н.т} / P_{общ}$ . По формуле (9-5) рассчитывают температуру перехода  $t_n$  или по формуле (9-6) температуру корпуса  $t_k$  для каждого полупроводникового прибора, предполагаемого на общем радиаторе. С помощью формул (1-2), (1-4) и (1-5) проверяют, что полученные величины  $t_n$  и  $t_k$  не превышают предельно допустимых значений при данной мощности, рассеиваемой прибором. В противном случае снижают величину  $R_p$  и производят перерасчет. Исходя из величины  $R_p$ , по справочнику определяют размеры радиатора и требуемую скорость движения воздуха при искусственной конвекции.

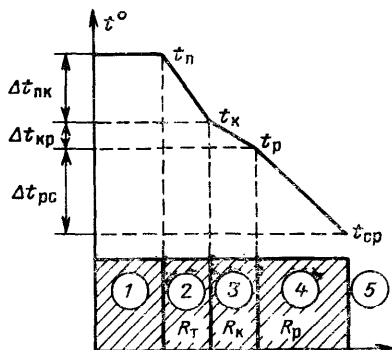


Рис. 9-6. Модель переноса тепла от транзистора к внешней среде.

1 — p-n переход транзистора; 2 — корпус транзистора; 3 — контактирующая поверхность; 4 — радиатор; 5 — внешняя среда.

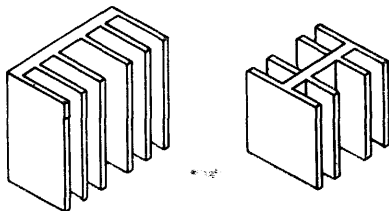


Рис. 9-7. Конструкции радиаторов.

## 5.5. Общие правила построения передатчиков на полупроводниковых приборах

На основе материалов, приведенных в предыдущих главах, сформулируем общие правила, лежащие в основе построения полупроводниковых передатчиков.

Питание высокочастотных каскадов осуществляется от источников напряжением 10—30 в. В случае централизованного источника питания, к которому подключаются и другие потребители, в передатчике следует устанавливать стабилизатор-ограничитель питающего напряжения, срезающий возможные импульсные помехи.

В качестве устройств, согласующих нагрузку с выходом транзистора, следует использовать электрические цепи с низким импедансом, например, типа фильтра нижних частот. Применение последних позволяет также решить задачу, связанную с усилением сигнала в широкой полосе частот без перестройки реактивных элементов схемы.

Необходимо предусматривать всевозможные меры схемного и конструктивного характера по повышению устойчивости работы высокочастотных усилителей. Сюда относятся: правильный выбор величин дросселей, включение сопротивлений в эмиттерной или базовой цепях, хорошая фильтрация в цепях питания коллекторов, правильная компоновка всех элементов, тщательное экранирование каскадов и т. д.

Поддержание определенного теплового режима является важным обстоятельством, определяющим конструкцию передатчика. Все полупроводниковые приборы обычно располагаются на общем теплоотводящем радиаторе. При необходимости электрической изоляции транзистора относительно радиатора между ними располагается диэлектрическая теплопроводящая прокладка, изготовленная, например, из бериллиевой керамики или алюминия с оксидной пленкой. Для уменьшения размеров радиатора применяется принудительное воздушное охлаждение с помощью вентилятора.

Выбор конструкции передатчика во многом зависит от электрической схемы и типов применяемых элементов. Можно указать на три основные модификации конструкции.

В первом случае теплоотводящий радиатор, на котором кроме транзисторов и диодов располагаются также все остальные элементы схемы, служит основой конструкции. Каждый каскад располагается в отдельном отсеке, все каскады между собой экранируются.

Второй тип конструкции передатчика основан на применении модулей. В этом случае каждый высокочастотный каскад собирается на отдельной плате или небольшом радиаторе, образуя таким образом модуль. Каждый модуль регулируется самостоятельно и имеет определенные параметры: по мощности, коэффициенту усиления, полосе пропускания, входному и выходному сопротивлениям. Модуль имеет обычно четыре вывода: два высокочастотных (вход и выход) и два для подведения питающего напряжения.

Также в виде отдельных модулей собираются и низкочастотные каскады передатчика, например каскады модулятора. Однако здесь в одном модуле можно объединять несколько каскадов. Из высокочастотных и низкочастотных модулей путем их монтажа на общей плате собирается схема всего передатчика. Все мощные транзисторы могут крепиться на общем теплоотводящем радиаторе или иметь индивидуальные теплоотводы.



И, наконец, в третьем типе конструкции передатчика, наиболее совершенном, применяются интегральные и гибридные схемы (см. § 1-3 и 4-3 [Л. 4-10]). Такая схема — это законченный высокочастотный или низкочастотный каскад с определенными параметрами. Путем комбинации различных типов интегральных и гибридных устройств составляется схема передатчика в целом. Для отвода тепла здесь также может использоваться общий радиатор или индивидуальные теплоотводы.

Первый тип конструкции передатчика (с отсеками на общем радиаторе) применяется обычно в КВ и частично в УКВ диапазонах, второй (модульный) и третий (с интегральными и гибридными схемами) — в диапазоне СВЧ.

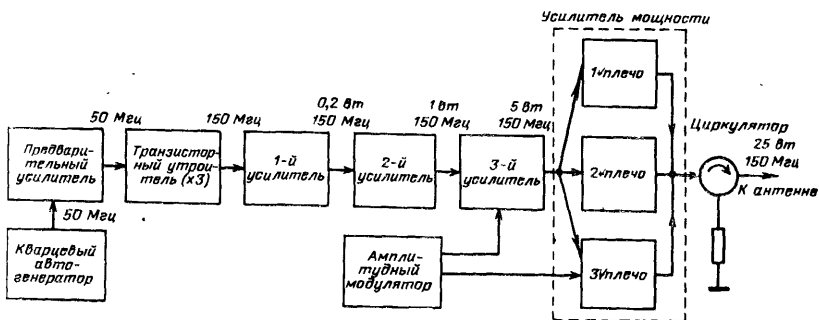


Рис. 9-8. Блок-схема передатчика УКВ диапазона.

В тех случаях, когда требуется повышенная выходная мощность передатчика, следует применять схемы сложения мощностей однотипных генераторов.

Для предотвращения выхода из строя транзистора выходного каскада передатчика следует иметь низкий КСВ антенно-фидерного тракта. В противном случае на УКВ и ДЦВ желательно включение в тракт ферритового однонаправленного устройства.

Проектирование передатчика начинается с составления блок-схемы. При этом исходят из назначения передатчика, условий его работы и следующих основных параметров: выходной мощности  $P_{\text{вых}}$ , диапазона частот  $f_1-f_2$ , стабильности частоты, вида модуляции и характеристик модулирующего сигнала.

При ограниченном числе фиксированных частот возбудитель является составной частью передатчика, при большом — он проектируется в виде самостоятельного блока. В обоих случаях следует установить диапазон частот возбудителя  $f_{1в}-f_{2в}$  и его выходную мощность  $P_{\text{возб}}$ . С учетом выполнения требования по стабильности частоты обычно принимают:  $f_{1в}-f_{2в} < 100 \text{ МГц}$  и  $P_{\text{возб}} < 10 \div 20 \text{ мВт}$ . Следует определить общий коэффициент усиления передатчика по мощности  $K_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{возб}}$  и коэффициент умножения по частоте  $K_f = f_1/f_{1в} = f_2/f_{2в}$  и ориентировочно установить число высокочастотных каскадов-усилителей и умножителей. По приближенно рассчитанной мощности каждого усилительного каскада выбирают для него тип транзистора. Для умножительного каскада выбирается тип

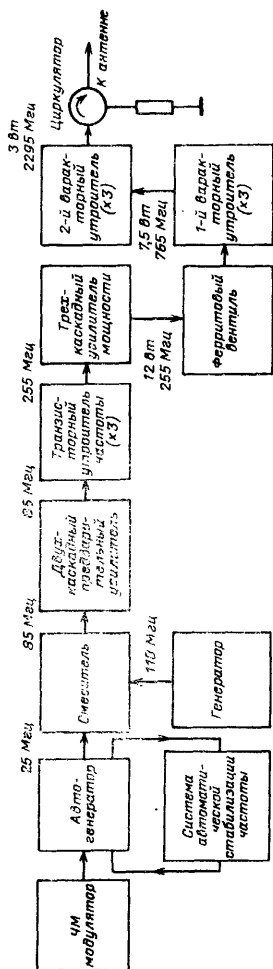


Рис. 9-9. Блок-схема передатчика диапазона ДЦВ.

варактора или транзистора. Пример блок-схемы транзисторного передатчика УКВ диапазона [Л. 1-10] приведен на рис. 9-8. В выходном каскаде передатчика применяется схема сложения мощностей трех транзисторных генераторов [Л. 9-8]. При частоте выходного сигнала, превышающей граничную частоту транзисторов (т. е. при  $f > 500 \div 1000$  МГц) в выходных каскадах передатчика применяются варакторы, а в предварительных — транзисторы. При этом мощность последнего транзистора определяется по формуле  $P_{1тр} = P_{вых} / \eta_{пр}$ , где  $\eta_{пр}$  — к. п. д. преобразования умножительных каскадов. Пример построения такого смешанного транзисторно-варакторного передатчика [Л. 9-7] приведен на рис. 9-9.

Блок-схемы построения выходных каскадов передатчиков при большом числе транзисторов или варакторов, мощности которых складываются в общей нагрузке, приведены на рис. 6-2.

Особое место занимает вопрос модуляции сигнала. Частотная модуляция осуществляется в возбuditеле, фазовая — в предварительных усилительных или каскадах умножения частоты. Оба этих вида модуляции не оказывают ощутимого влияния на высокочастотную часть передатчика.

Амплитудная модуляция при получении малого коэффициента нелинейных искажений производится в выходном и предоконечном каскадах передатчика. При этом в обоих каскадах, как правило, применяется коллекторная модуляция. Определяется требуемая мощность модулятора и производится расчет последнего. При отсутствии высоких требований к нелинейным искажениям сигнала амплитудную модуляцию можно производить в предварительном высокочастотном каскаде, что существенно снижает мощность модулятора, а следовательно, вес и габариты передатчика.

ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРОВ ТИПА  
КТ903А и КТ904А

Таблица 1

Электрический параметр	КТ903А	КТ904А
Статический коэффициент передачи тока	15 — 70 при $u_{к.э} = 10$ в; $I_k = 2a$	10 — 60 при $u_{к.э} = 5$ в; $I_k = 0,25 a$
Напряжение $u_{к.э}$ в режиме насыщения $u_{к.э.н}$	0,5 — 2 в при $I_k = 2a$ ; $I_б = 0,4 a$	0,2 — 0,6 в при $I_k = 0,25 a$ ; $I_б = 50 ma$
Минимальное значение напряжения $u_\alpha$	—	40 в при $I_\alpha = 0,2 a$
Максимальное значение обратного тока коллекторного перехода $I_{к.б}$ при $t_{окр} = 25^\circ$	—	0,5 ма при $u_{к.б} = 65$ в
Максимальное значение обратного тока эмиттерного перехода $I_{э.б}$ при $t_{окр} = 25^\circ$	5 — 30 ма при $u_{э.б} = 4$ в	0,1 ма при $u_{э.б} = 4$ в
Максимальное значение начального тока коллектора $I_{к.н}$ при $t_{окр} = 25^\circ$	2 ма при $u_{к.э} = 70$ в; $R_б = 100 ом$	1 ма при $u_{к.э} = 65$ в; $R_б = 100 ом$
Граничная частота $f_T$	120 — 180 МГц при $u_{к.э} = 10$ в; $I_k = 0,5 a$	400 — 800 МГц при $u_{к.э} = 28$ в; $I_k = 0,2 a$
Емкость коллекторного перехода $C_{к.б}$	120 — 180 пф при $u_{к.б} = 30$ в	8 — 10 пф при $u_{к.б} = 28$ в
Емкость эмиттерного перехода $C_\alpha$	1 400 пф при $u_{э.б} = 0$	90 — 170 пф при $u_{э.б} = 0$
Постоянная времени цепи обратной связи $\tau_k = r_б C_{к.а}$	—	5 — 10 нсек при $u_{к.б} = 10$ в; $I_k = 30 ma$
Сопротивление базы $r_б$	1 — 2 ом <sup>4</sup>	2 — 3 ом <sup>5</sup>
Сопротивление участка коллектор — база $r_k$	—	3 ом <sup>6</sup>
Индуктивность вывода эмиттера $L_\alpha$	10 — 15 нГн <sup>4</sup>	2,5 нГн

<sup>1</sup> Граничная частота определяется по формуле

$$f_T = |\beta| f.$$

<sup>2</sup> Величину емкости при других значениях обратного напряжения можно определить по формуле

$$C_{к.б} = C'_{к.б} \sqrt{\frac{30,5}{0,5 + u_{к.б}}},$$

где  $C'_{к.б}$  — значение емкости при  $u_{к.б} = 30$  в.

<sup>3</sup> Величину емкости при других значениях обратного напряжения можно определить по формуле

$$C_{э.э} = C''_э \sqrt{\frac{1}{1 + 2u_{э.б}}},$$

где  $C''_э$  — значение емкости при  $u_{э.б} = 0$ ;  $u_{э.б}$  — обратное напряжение, приложенное к переходу.

<sup>4</sup> Значение получено автором экспериментальным путем.

<sup>5</sup> Значение  $r_б$  определено по формуле

$$r_б = \frac{3r_к}{C_{к.б}}.$$

<sup>6</sup> Значение  $r_к$  записано на основании экспериментальных данных, приведенных в [Л. 5-15].

Таблица 2

Предельно допустимый эксплуатационный параметр	КТ903А	КТ904А
Постоянная составляющая тока коллектора $I_{омакс}$	3а	0,8 а
Импульсное (пиковое) значение тока коллектора $I_{к.имп}$	5а	1,5 а
Постоянная составляющая тока базы $I_{бo макс}$	—	0,2 а
Напряжение коллектор—база $u_{к.б.макс}$ при $I_{эо} = 0$	60 в при $t_{пер} \leq 100^\circ$	65 в при $t_{пер} \leq 150^\circ$
Напряжение коллектор—эмиттер $u_{к.э.макс}$ при $R_{э.б} \leq 100$ ом	60 в при $t_{пер} \leq 100^\circ$	65 в при $t_{пер} \leq 150^\circ$
Пиковое напряжение коллектор—эмиттер $u_{к.э.гмп}$ при $R_{э.б} \leq 100$ ом	80 в при $t_{пер} \leq 100^\circ$	75 в при $t_{пер} \leq 150^\circ$
Напряжение эмиттер—база (постоянное) $u_{э.б макс}$	4 в при $t_{пер} \leq 100^\circ$	4 в при $t_{пер} \leq 150^\circ$
Мощность, рассеиваемая прибором в динамическом режиме $P_{р.макс}$	7 вт при $t_к \leq 40^\circ$	30 вт при $t_к \leq 50^\circ$
Зависимость мощности, рассеиваемой прибором, от температуры корпуса $t_к$	$P_{р.макс} = \frac{150 - t_к}{16}$ при $t_к \geq 40^\circ$	$P_{р.макс} = \frac{150 - t_к}{3,33}$ при $t_к \geq 50^\circ$

Предельно допустимый эксплуатационный параметр	КТ903А	КТ904А
Максимальная температура корпуса $t_{к. макс}$	125°	125°
Максимальная температура перехода $t_{пер. макс}$	150°	150°
Тепловое сопротивление переход—корпус $R_t$	16 град/вт	3,33 град/вт

Типовые параметры:

1. Зависимость выходной мощности от частоты (при входной мощности  $P_{вх} = 3$  вт;  $E_k = 30$  в и  $t_k = 20^\circ$ ) для генератора по схеме с О. Э на транзисторе типа КТ903А

$f$ , Мгц	30	40	50	60
$P_{вых}$ , вт	22,5	17	12,5	7,5

2. Выходная мощность и к. п. д. генератора по схеме с О. Э на транзисторе типа КТ904А (при входной мощности 1 вт и  $E_k = 28$  в)

$f$ , Мгц	$P_{вых}$ , вт	$\eta$ , %
100	8	70
400	3,2	50

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Таблица 1

### КОЭФФИЦИЕНТЫ ДЛЯ КОСИНУСОИДАЛЬНОГО ИМПУЛЬСА

$\theta^\circ$	$\cos \theta$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\gamma_0$	$\gamma_1$	$g_1$	$g_2$
0	1,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	2,00	2,00
5	0,993	0,013	0,037	0,037	0,037	0,000	0,000	2,00	2,00
10	0,985	0,033	0,073	0,073	0,071	0,0005	0,0010	2,00	2,00
15	0,966	0,055	0,110	0,108	0,104	0,0019	0,0038	2,00	1,93
20	0,940	0,074	0,143	0,141	0,132	0,0045	0,0088	1,97	1,91
25	0,903	0,093	0,181	0,171	0,155	0,0087	0,0170	1,95	1,84
30	0,863	0,111	0,215	0,198	0,172	0,015	0,029	1,91	1,79
35	0,819	0,129	0,248	0,221	0,181	0,023	0,045	1,92	1,71
40	0,763	0,117	0,280	0,241	0,185	0,034	0,066	1,90	1,64
45	0,707	0,165	0,311	0,253	0,181	0,048	0,091	1,88	1,55
50	0,643	0,183	0,339	0,237	0,171	0,035	0,121	1,85	1,46

$\theta^\circ$	$\cos \theta$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\gamma_0$	$\gamma_1$	$g_1$	$g_2$
55	0,574	0,201	0,336	0,273	0,157	0,086	0,166	1,82	1,36
60	0,500	0,218	0,391	0,276	0,138	0,109	0,196	1,80	1,27
65	0,423	0,236	0,414	0,274	0,116	0,136	0,239	1,76	1,16
70	0,342	0,253	0,436	0,267	0,091	0,166	0,288	1,73	1,05
75	0,259	0,269	0,455	0,258	0,067	0,199	0,337	1,69	0,96
80	0,174	0,286	0,472	0,245	0,043	0,233	0,390	1,65	0,86
85	0,087	0,302	0,487	0,230	0,020	0,276	0,445	1,61	0,76
90	0,000	0,319	0,500	0,212	0,000	0,319	0,5	1,57	0,66
95	-0,037	0,334	0,510	0,193	-0,017	0,363	0,554	1,53	0,578
100	-0,174	0,350	0,520	0,172	-0,030	0,411	0,611	1,49	0,492
105	-0,259	0,364	0,523	0,152	-0,039	0,458	0,662	1,45	0,418
110	-0,342	0,379	0,531	0,131	-0,045	0,509	0,713	1,40	0,346
115	-0,423	0,392	0,534	0,111	-0,047	0,558	0,760	1,36	0,284
120	-0,500	0,403	0,536	0,092	-0,046	0,603	0,805	1,32	0,227
125	-0,574	0,419	0,536	0,074	-0,042	0,659	0,843	1,28	0,176
130	-0,643	0,431	0,534	0,058	-0,037	0,703	0,878	1,24	0,135
135	-0,707	0,443	0,532	0,044	-0,031	0,756	0,908	1,20	0,099
140	-0,766	0,453	0,528	0,032	-0,024	0,801	0,934	1,17	0,071
145	-0,819	0,463	0,525	0,022	-0,018	0,842	0,955	1,13	0,048
150	-0,866	0,472	0,520	0,014	-0,012	0,881	0,970	1,10	0,030
155	-0,903	0,480	0,515	0,008	-0,008	0,917	0,983	1,07	0,017
160	-0,940	0,487	0,510	0,004	-0,004	0,944	0,989	1,05	0,008
165	-0,966	0,492	0,506	0,002	-0,002	0,977	0,996	1,03	0,004
170	-0,985	0,493	0,502	0,001	-0,001	0,985	0,997	1,01	0,002
175	-0,993	0,499	0,500	0,000	-0,000	0,993	0,999	1,00	0,000
180	-1,000	0,500	0,500	0,000	-0,000	1,000	1,000	1,00	0,000

## ПРИЛОЖЕНИЕ 3

КОЭФФИЦИЕНТ ДЛЯ ПЕРВОЙ ГАРМОНИКИ И ПОСТОЯННОЙ  
СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ИМПУЛЬСА

$$\psi_1(\gamma_c) = \frac{1}{\pi \sqrt{1 + \gamma_c^2}} \sqrt{\left(A + \frac{\gamma_c}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} C\right)^2 + \left(B + \frac{\gamma_c}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} D\right)^2};$$

$$\psi_0(\gamma_c) = \frac{1}{2\pi \sqrt{1 + \gamma_c^2}} \left[ -\cos(\varphi_2 - \varphi_1) + \cos \varphi_1 + \right. \\ \left. + \frac{\gamma_c^2}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} \left(1 - e^{-\frac{\varphi_2}{\gamma_c}}\right) \right];$$

$$\psi_{1,6}(\gamma_c) = \frac{1}{\pi \sqrt{1 + \gamma_c^2}} \sqrt{\left(M - \frac{1}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} C\right)^2 + \left(N - \frac{1}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} D\right)^2};$$

$$\psi_{0,6}(\gamma_c) = \frac{1}{2\pi \sqrt{1 + \gamma_c^2}} \left[ \sin(\varphi_2 - \varphi_1) + \sin \varphi_1 - \right. \\ \left. - \frac{\gamma_c}{\sqrt{1 + \gamma_c^2}} \left(1 - e^{-\frac{\varphi_2}{\gamma_c}}\right) \right],$$

где  $\varphi_1 = \arctg \gamma_c$ ;

$\varphi_3$  определяется в соответствии с рис. 2-22, а (кривая 1).

$$A = -\frac{\varphi_3}{2} \sin \varphi_1 - \frac{\cos (2\varphi_3 - \varphi_1)}{4} + \frac{\cos \varphi_1}{4};$$

$$B = \frac{\varphi_3}{2} \cos \varphi_1 - \frac{\sin (2\varphi_3 - \varphi_1)}{4} - \frac{\sin \varphi_1}{4};$$

$$M = \frac{\varphi_3}{2} \cos \varphi_1 + \frac{\sin (2\varphi_3 - \varphi_1)}{4} + \frac{\sin \varphi_1}{4};$$

$$N = \frac{\varphi_3}{2} \sin \varphi_1 - \frac{\cos (2\varphi_3 - \varphi_1)}{4} + \frac{\cos \varphi_1}{4};$$

$$C = \frac{\gamma_c^2}{1 + \gamma_c^2} \left[ e^{-\frac{\varphi_3}{\gamma_c}} \left( -\frac{1}{\gamma_c} \cos \varphi_3 + \sin \varphi_3 \right) + \frac{1}{\gamma_c} \right];$$

$$D = \frac{\gamma_c^2}{1 + \gamma_c^2} \left[ e^{-\frac{\varphi_3}{\gamma_c}} \left( -\frac{1}{\gamma_c} \sin \varphi_3 - \cos \varphi_3 \right) + 1 \right].$$

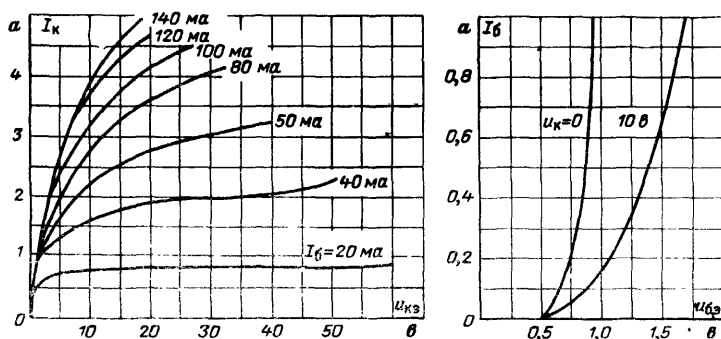


Рис. П1. Статические (вольт-амперные) характеристики транзистора КТ903 в схеме с ОЭ.

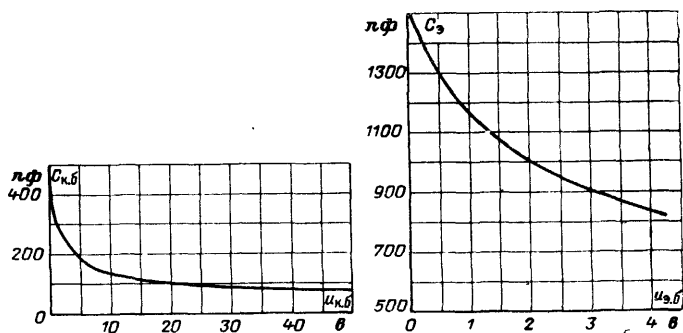


Рис. П2. Зависимость емкости коллекторного  $C_{к0}$  и эмиттерного  $C_{э}$  переходов от обратного напряжения для транзистора КТ903.

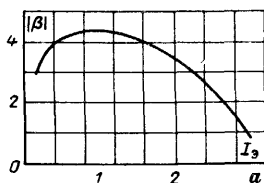


Рис. ПЗ. Зависимость модуля коэффициента усиления  $\beta$  от тока эмиттера при частоте  $f = 30 \text{ МГц}$  и  $u_{к.з} = 10 \text{ в}$  для транзистора КТ903.

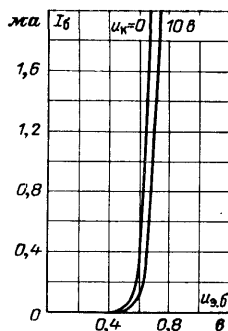
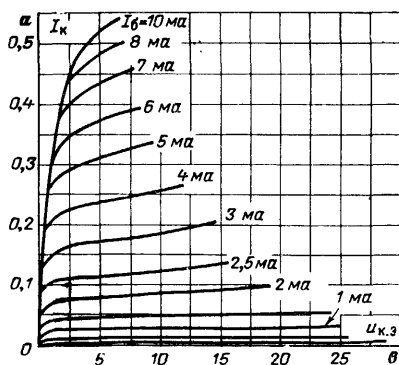


Рис. П4. Статические (вольт-амперные) характеристики транзистора КТ904А в схеме с ОЭ.

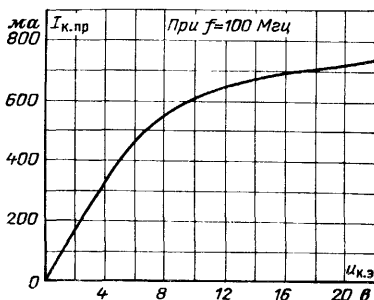
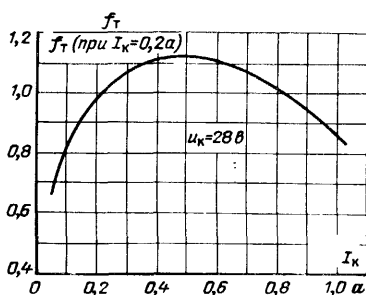


Рис. П5. Зависимость граничной частоты  $f_T$  от тока коллектора для транзистора КТ904А.

Рис. П6. Линия параметрического режима транзистора КТ904А.



## ЛИТЕРАТУРА

- 1-1. Федотов Я. А., Основы физики полупроводниковых приборов, изд-во «Советское радио», 1969.
- 1-2. Степаненко И. П., Основы теории транзисторов и транзисторных схем, изд-во «Энергия», 1967.
- 1-3. Транзисторы, параметры, методы измерений и испытаний, под ред. И. Г. Бергельсона, Ю. А. Каменецкого, И. Ф. Николаевского, изд-во «Советское радио», 1968.
- 1-4. Миддлбрук Л. Д., Введение в теорию транзисторов, Атомиздат, 1960.
- 1-5. Lee H., Microwave Power Transistors, Wescon 66, Technical Papers, pt 3, Electron Devices and Packing.
- 1-6. Шаффт, Вторичный пробой (обзор), ТИИЭР, т. 55, № 8, 1967.
- 1-7. Шаффт, Предотвращение вторичного пробоя в транзисторных схемах, «Электроника», 1964, № 18.
- 1-8. Рейх, Хаким, Радиационная стойкость транзисторов и их устойчивость к вторичному пробоя, «Электроника», 1964, № 27.
- 1-9. «Electronics Weekly», 1967, № 337.
- 1-10. Двадцатилетие транзистора (обзор), «Электроника», 1968, № 4.
- 1-11. Многоэмиттерный транзистор (обзор), «Электроника», 1965, № 17.
- 1-12. Такуя Кодзима, Приборы, отвечающие требованиям покупателей, «Электроника», 1967, № 25.
- 1-13. СВЧ мощные полупроводниковые приборы и их применение в устройствах радиосвязи, «Радиоэлектроника за рубежом», 1967, вып. 2.
- 1-14. Абдюханов М. А., О зависимости критической частоты и выходной проводимости сплавных полупроводниковых триодов от тока эмиттера, «Радиотехника и электроника», 1960, т. V, № 3.
- 1-15. Городецкий А. Ф., Кравченко А. Ф., Полупроводниковые приборы, изд-во «Высшая школа», 1967.
- 1-16. Мазель Е. З., Мощные транзисторы, изд-во «Энергия», 1969.
- 1-17. Агаханян Т. М., Электронные ключи и нелинейные импульсные усилители, изд-во «Советское радио», 1966.
- 1-18. Спиридонов Н. С., Основы теории транзисторов, изд-во «Техника», 1969.
- 2-1. Абдюханов М. А. и др., О расчете процессов в полупроводниковых триодах методом заряда, «Радиотехника и электроника», 1960, т. V, № 3.
- 2-2. Швейкин В. И., Метод заряда для расчета переходных процессов в бездрейфовых транзисторах, «Радиотехника и электроника», 1963, т. VIII, № 6.

2-3. Швейкин В. И., Расчет переходных процессов в дрейфовых транзисторах методом заряда, «Радиотехника и электроника», 1963, т. VIII, № 6.

2-4. Богачев В. М. и др., Расчет гармонических составляющих токов транзистора при синусоидальном входном сигнале, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Я. А. Федотова, изд-во «Советское радио», 1963, вып. 9.

2-5. Петров Б. Е., Эквивалентная схема транзистора для больших синусоидальных напряжений при высоких частотах, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Я. А. Федотова, изд-во «Советское радио», 1963, вып. 9.

2-6. Богачев В. М., Попов И. А., Оптимальный режим генератора с внешним возбуждением на транзисторе и его расчет, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Я. А. Федотова, изд-во «Советское радио», 1965, вып. 13.

2-7. Богачев В. М. и др., Расчет каскадов полупроводниковых передатчиков, МЭИ, 1964.

2-8. Попов И. А., Приближенный анализ работы транзистора в генераторном режиме, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение» под ред. Я. А. Федотова, изд-во «Советское радио», 1967, вып. 17.

2-9. Minton Robert, Semiconductor high-frequency power-amplifier design, Wescon Technical Papers, August 23—26, 1966, pt 6.

2-10. Куликовский А. А., Устойчивость активных линеаризованных цепей с усилительными приборами новых типов, Госэнергоиздат, 1962.

2-11. Мюллер, Проблемы устойчивости транзисторных усилителей мощности, ТИИЭР, т. 55, 1967, № 8.

2-12. Фукс Б. А., Шабат Б. В., Функции комплексного переменного и некоторые их приложения, изд-во «Наука», 1964.

2-13. Нейман М. С., Курс радиопередающих устройств, изд-во «Советское радио», 1965.

2-14. Евтянов С. И., Радиопередающие устройства, «ГИЛ по вопросам связи и радио», М., 1950.

2-15. Дробов С. А., Бычков С. И., Радиопередающие устройства, изд-во «Советское радио», 1969.

2-16. Радиопередающие устройства, под ред. Б. П. Терентьева Связьиздат, 1962.

2-17. Марголин М. Г., Ламповый усилитель мощности, Госэнергоиздат, 1957.

2-18. Линде Д. П., Радиопередающие устройства, изд-во «Энергия», 1969.

2-19. Каганов В. И., Радиопередатчики малой и средней мощности, изд-во «Энергия», 1964.

2-20. Теумин И. И., Справочник по переходным электрическим процессам, Связьиздат, 1951.

2-21. Калинин Л. Б., К анализу транзисторного генератора в перенапряженном режиме, «Вопросы радиоэлектроники», ТРС, 1969, вып. 1.

2-22. Харкевич А. А., Нелинейные и параметрические явления в радиотехнике, ГИТТЛ, 1956.

2-23. Аронов В. Л., Использование нелинейных свойств коллекторной емкости транзистора для повышения к. п. д. высокочастотного генератора, сб. «Полупроводниковые приборы и их приме-

нения», под ред. Я. А. Федотова, изд-во «Советское радио», 1969, вып. 21.

2-24. Аронов В. Л., Каменецкий Ю. А., Сметанин Д. И., Физическая эквивалентная схема транзистора типа ГТЗ11 и ГТЗ13, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение» под ред. Я. А. Федотова, изд-во «Советское радио», 1969, вып. 22.

2-25. Вопросы радиоэлектроники, ТРС, 1969, вып. 2.

3-1. Боде Г., Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью, Изд-во иностр. лит., 1948.

3-2. Фано Р. М., Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов, изд-во «Советское радио», 1965.

3-3. Либедев-Красин Ю. М., Широкополосные трансформаторы нового типа, «Радиотехника», 1957, т. 12, № 9.

3-4. Литвинов Д. А., Панышин Э. Н., Широкополосные трансформаторы на диапазон частот 4—100 Мгц, «Вопросы радиоэлектроники», серия XII, 1964, вып. 33.

3-5. Madok-Storer, A design methods for wide-band balanced and screened engineering, 1957, v. 29, October, p. 524.

3-6. Заенцев В. В., Широкополосные усилители, Изд-во Воронежского университета, 1969.

3-7. RCA silicon power circuits manual, Technical Series SP-50.

3-8. Асеев Б. П., Колебательные цепи, Связьиздат, 1955.

3-9. Альбац М. Е., Справочник по расчету фильтров и линий задержки, Госэнергоиздат, 1963.

3-10. Кисляков И. С., Расчет электрических фильтров, изд-во «Энергия», 1967.

3-11. Артым А. Д., Электрические корректирующие цепи и усилители, изд-во «Энергия», 1965.

3-12. Цыкин Г. С., Трансформаторы низкой частоты, Связьиздат, 1955.

3-13. «Радиоэлектроника за рубежом», вып. 22 (408), 1967.

3-14. Мощный ВЧ усилитель, работающий при температуре 100° С, «Электроника», 1969, № 13.

4-1. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П., Справочник по элементам волноводной техники, Госэнергоиздат, 1963.

4-2. Вайнерт, Расчеты высокочастотных транзисторных схем с помощью параметров рассеяния, «Электроника», 1966, № 18.

4-3. Френер, Быстрый расчет усилителя при помощи параметров рассеяния, «Электроника», 1967, № 21.

4-4. Фельдштейн А. Л., Об энергетическом режиме высокочастотной линии передачи, «Радиотехника», 1949, т. 4, № 4.

4-5. Полосковые системы сверхвысоких частот, Сборник статей под ред. В. И. Сушкевича, Изд-во иностр. лит., 1959.

4-6. Конструирование СВЧ устройств на полосковых линиях передачи, «Электроника», 1966, № 3, № 4.

4-7. Маттан, Таблицы для расчета трансформаторов в виде фильтра нижних частот Чебышева, ТИИЭР, т. 52, 1964, № 8.

4-8. Печатные схемы сантиметрового диапазона, под ред. В. И. Сушкевича, Изд-во иностр. лит., 1956.

4-9. Lee H. C., Microwave power transistors, Microwave Journal, 1969, vol. 12, № 2.

4-10. Колтон, Проектирование усилителей СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами, «Электроника», 1969, № 8.

5-1. Лисан, Вайнерсб, Умножение частоты посредством нелинейных емкостей, «Зарубежная радиоэлектроника», 1960, № 6.

5-2. Ризкин И. Х., Умножители и делители частоты, изд-во «Связь», 1966.

5-3. Красноголовый Б. Н., Двухконтурные умножители частоты на нелинейной емкости, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Я. А. Федотова, изд-во «Советское радио», М., 1964, вып. 11.

5-4. Вальд-Перлов В. М., Анализ умножителя частоты на нелинейной емкости, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Я. А. Федотова, изд-во «Советское радио», 1964, вып. 11.

5-5. Wood H. B., High-power varactor frequency-doubler chains, Electrical Communication, 1966, vol. 41, № 3.

5-6. Автономов В. Н., Трехконтурные умножители частоты на нелинейной емкости, «Вопросы радиоэлектроники», «Техника радиосвязи», 1967, вып. 3.

5-7. Петров Д. И., Влияние степени нелинейности переменной емкости  $p$ - $n$  перехода полупроводникового диода на основные характеристики умножителя частоты, «Вопросы радиоэлектроники», «Техника радиосвязи», 1967, вып. 3.

5-8. Лившиц В. В., Рабинович-Визель А. А., Умножение частоты на нелинейной емкости диода с резким  $p$ - $n$  переходом, «Радиотехника и электроника», 1963, № 12.

5-9. Еремин С. А. и др., Полупроводниковые диоды с накоплением заряда, изд-во «Советское радио», 1966.

5-10. Шеффнер, Мощные генераторы гармоник на варакторах с накоплением заряда, «Электроника», 1964, № 20.

5-11. Скарлетт Р. М., Генерация гармоник с помощью конденсатора, емкость которого резко изменяется, ТИИЭР, т. 52, 1964, № 5.

5-12. Кракауэр, Применение диода со ступенчатым восстановлением для генерации гармоник, выпрямления и оценки времени жизни, ТИИЭР, т. 50, 1962, № 7.

5-13. Джонстон, Бутройд, Умножители частоты на нелинейных элементах с накоплением заряда, ТИИЭР, т. 56, 1968, № 2.

5-14. Бартник, Увеличение мощности СВЧ путем параллельного включения маломощных приборов, «Электроника», 1966, № 11.

5-15. Caulton M., Generation of microwave power by parametric frequency multiplication in single transistor, RCA Review, 1965, VI, vol. 26, № 2, (перевод № 2501, 1966, Министерство радиопромышленности СССР).

5-16. Солошек Л. К., Расчет удвоителя частоты на нелинейной емкости, «Вопросы радиоэлектроники», «Техника радиосвязи», 1965, вып. 5.

5-17. Солошек Л. К., Исследование характеристик колебательных контуров с нелинейным конденсатором, «Радиотехника», т. 21, 1966, № 3.

5-18. Паркер, Многосвязные умножители частоты на варакторах для преобразования повышенной мощности, ТИИЭР, т. 55, 1967, № 3.

5-19. Паркер, Результаты экспериментов с удвоителем частоты, использующим многосвязную схему на параметрических диодах, ТИИЭР, т. 55, 1967, № 5.

5-20. Танг, Расчет мощного многозвенного удвоителя частоты с взаимно согласованными параметрическими диодами, ТИИЭР, т. 55, № 10.

6-1. Модель З. И., Несвижский Ю. Б., Некоторые особенности Т-образных мостовых схем сложения мощностей ВЧ генераторов, «Радиотехника», 1955, № 7.

6-2. Львович А. А., Новые гибридные устройства для сложения и распределения электрических мощностей на высоких частотах, «Радиотехника», 1956, № 4.

6-3. Корвин, Новая фазированная антенная решетка с высоким усилением для связных спутников, «Электроника», 1966, № 11.

6-4. Лебедев И. В., Техника и приборы сверхвысоких частот, ч. I, изд-во «Энергия», 1964.

6-5. Гарденти и Олсон, Полупроводниковый передатчик дециметрового диапазона мощностью 40 вт, «Электроника», 1966, № 23.

6-6. Катушкина В. М., Хацкелевич Е. И., Исследование работы мостовых устройств на несогласованные нагрузки, Труды ЛПИ им. М. И. Калинина, «Радиоэлектроника», 1967, № 290.

6-7. Дорфман Л. Г., Мост с регулируемым коэффициентом деления, «Вопросы радиоэлектроники», «Техника радиосвязи», 1960, вып. 4.

6-8. Кук К. И., Соколинский В. Г., Передающие устройства многоканальных радиорелейных систем связи, изд-во «Связь», 1968.

6-9. Taylor S. A., 120 watt VHF varactor tripler, Nerem Rec., 1966, vol. 8.

6-10. Вуд, Морз, Брейнерд, Транзисторный усилитель мощностью 1 квт, «Электроника», 1967, № 25.

7-1. Левин В. А., Стабилизация дискретного множества частот, изд-во «Энергия», 1970.

7-2. Плоский А. Ф., Медведев В. А., Якубец-Якубчик Л. Л., Транзисторные автогенераторы метровых волн, стабилизированные на механических гармониках кварца, изд-во «Связь», 1969.

7-3. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах, под ред. Р. А. Валитова, изд-во «Связь», 1966.

7-4. Герасимов С. М. и др., Основы теории и расчета транзисторных схем, изд-во «Советское радио», 1963.

7-5. Корнеев Л. А., Коптев Г. И., Энергетический расчет автогенератора СВЧ с контуром между коллектором и базой, Полупроводниковые приборы в технике электросвязи, Сборник статей под ред. И. Ф. Николаевского, изд-во «Связь», 1969, вып. 4.

8-1. Сервинский Е. Г., Управление частотой кварцевых автогенераторов, «Техника», 1964.

8-2. Альтшуллер Г. Б., Управление частотой кварцевых генераторов, изд-во «Связьиздат», 1969.

8-3. Каганов В. И., Системы автоматического регулирования в радиопередатчиках, изд-во «Связь», 1969.

8-4. Ферли, Фазовая модуляция и умножение частоты с помощью одной схемы, «Электроника», 1964, № 28.

8-5. Судаков Ю. И., Амплитудная модуляция и автомодуляция транзисторных генераторов, изд-во «Энергия», 1969.

8-6. Аляксимов В. И., Голубев А. П., Транзисторные модуляторы, изд-во «Энергия», 1964.

8-7. Верзунов М. В. и др., Однополосная модуляция, Связь-издат, 1962.

8-8. Хежал, Однополосные усилители на транзисторах, «Электроника», 1964, № 17.

9-1. Карпов В. И., Полупроводниковые компенсационные стабилизаторы напряжения и тока, изд-во «Энергия», 1967.

9-2. Рейх, Защита полупроводниковых приборов, схем и аппаратуры от переходных процессов по напряжению, ТИИЭР, т. 55, 1967, № 8.

9-3. Микаэлян А. Л., Теория и применение ферритов на сверхвысоких частотах, Госэнергоиздат, 1963.

9-4. Вязьминова М. Д., Ферритовые устройства с сосредоточенными элементами, «Вопросы радиоэлектроники», «Радиоизмерительная техника», 1967, вып. 4.

9-5. Дульнев Г. Н., Теплообмен в радиоэлектронных устройствах, Госэнергоиздат, 1963.

9-6. Мак-Адам, Борьба с перегревом полупроводниковых приборов, «Электроника», 1964, № 24.

9-7. Даунс, Сатфин, Полупроводниковый передатчик дециметрового диапазона для передачи телеметрической информации, «Электроника», 1964, № 17.

9-8. «Радиоэлектроника за рубежом», выпуск 22 (408), 1967.

9-9. Каганов В. И., Колоколов Ю. Д., Донюш В. П., О проектировании транзисторных УКВ радиопередатчиков, Вопросы радиоэлектроники, ТРС, 1969, вып. 2.

9-10. Устинов В. А., О проектировании транзисторных КВ-передатчиков, вопросы радиоэлектроники, ТРС, 1969, вып. 2.

9-11. Массан В. И., К расчету высокочастотного генератора на транзисторах, Вопросы радиоэлектроники, ТРС, 1969, вып. 2.

9-12. Марголин М. Г., Голицын М. В., Сложение мощности и обеспечение устойчивости работы многокаскадного УКВ-усилителя мощности, Вопросы радиоэлектроники, ТРС, 1969, вып. 2.

## СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Глава первая. <b>Мощные высокочастотные транзисторы</b> . . . . .	5
1-1. Устройство транзисторов с многоэмиттерной структурой . . . . .	5
1-2. Параметры и характеристики мощных высокочастотных транзисторов . . . . .	13
1-3. Ближайшие перспективы в области развития мощных высокочастотных транзисторов . . . . .	20
Глава вторая. <b>Основы теории транзисторного генератора с внешним возбуждением</b> . . . . .	22
2-1. Задачи и методы исследования . . . . .	22
2-2. Метод заряда и обоснование эквивалентной схемы транзистора . . . . .	28
2-3. Анализ транзисторного генератора в области средних и высоких частот при «малом» сигнале . . . . .	37
2-4. Анализ транзисторного генератора в области нижних частот при «большом» сигнале . . . . .	49
2-5. Анализ транзисторного генератора в области средних частот при «большом» сигнале . . . . .	58
2-6. Анализ транзисторного генератора в области высоких частот при «большом» сигнале . . . . .	76
2-7. Расчет генератора в недонапряженном, допараметрическом, граничном и критическом режимах работы . . . . .	88
2-8. О перенапряженном и параметрическом режимах работы транзисторного генератора . . . . .	106
2-9. Устойчивость транзисторных усилителей . . . . .	118
2-10. Транзисторный генератор с общей базой . . . . .	129
Глава третья. <b>Электрические цепи и схемы генераторов</b> . . . . .	135
3-1. Назначение электрических цепей генераторов . . . . .	135
3-2. Согласование генератора с нагрузкой и источником возбуждения при фиксированной частоте сигнала . . . . .	139
3-3. Широкополосные усилители с применением П-образного фильтра . . . . .	148
3-4. Широкополосные усилители с применением высокочастотных трансформаторов . . . . .	157
3-5. Типовые схемы транзисторных генераторов . . . . .	166
Глава четвертая. <b>Транзисторные усилители сверхвысокочастотного диапазона</b> . . . . .	168
4-1. Волновая матрица рассеяния четырехполюсника . . . . .	168
4-2. Анализ работы транзисторного генератора с помощью параметров рассеяния . . . . .	172
4-3. Расчет параметров электрических цепей и схемы транзисторных генераторов диапазона СВЧ . . . . .	180
Глава пятая. <b>Полупроводниковые умножители частоты</b> . . . . .	189
5-1. Общие свойства полупроводниковых умножителей . . . . .	189

5-2.	Основы теории умножителей частоты на нелинейной емкости . . . . .
5-3.	Умножители частоты на диодах с накоплением заряда . . . . .
5-4.	Схемы варакторных умножителей частоты . . . . .
5-5.	Транзисторные умножители частоты . . . . .
<b>Глава шестая. Сложение мощностей однотипных генераторов</b> . . . . .	
6-1.	Общие свойства сумматоров сигналов . . . . .
6-2.	Многополосная схема сложения мощностей усилителей при соединении звездой балластных сопротивлений . . . . .
6-3.	Мостовые схемы сложения мощностей генераторов . . . . .
<b>Глава седьмая. Транзисторные автогенераторы</b> . . . . .	
7-1.	Транзисторный автогенератор с параметрической стабилизацией частоты . . . . .
7-2.	Транзисторные кварцевые автогенераторы . . . . .
<b>Глава восьмая. Управление колебаниями высокой частоты</b> . . . . .	
8-1.	Частотная модуляция . . . . .
8-2.	Фазовая модуляция . . . . .
8-3.	Амплитудная модуляция . . . . .
<b>Глава девятая. Общие вопросы проектирования передатчиков на полупроводниковых приборах</b> . . . . .	
9-1.	Защитные устройства в транзисторных передатчиках . . . . .
9-2.	Тепловой режим работы транзисторного радиопередатчика . . . . .
9-3.	Общие правила построения передатчиков на полупроводниковых приборах . . . . .
<b>Приложения</b> . . . . .	
<b>Литература</b> . . . . .	