

ЮРИИ ЗАВРАЖНОВ,  
ИРИНА КАГАНОВА,  
ЕВГЕНИИ МАЗЕЛЬ  
АЛЬБЕРТ МИРКИН

# МОЩНЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

(с) Издательство «Радио и связь», 1985

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В современной электронике все большую роль играет микроэлектроника, но достаточно большое значение продолжает сохранять полупроводниковая техника, связанная с производством и применением дискретных приборов. Особое положение среди дискретных приборов занимают мощные полупроводниковые приборы и, в частности, мощные транзисторы. Они широко используются в различных электронных системах в качестве элементов управления, регулирования и стабилизации. Мощные полупроводниковые приборы — тиристоры и транзисторы — выступают в роли связующих элементов между электронной системой и исполнительными узлами и механизмами. Управление механическими и электромеханическими узлами (реле, электродвигателями и т. п.) — это только одно из возможных направлений использования мощных транзисторов. Кроме того, они находят применение в многочисленных преобразовательных и усилительных устройствах, в телевизионной технике (в устройствах развертки и источниках питания), в системах зажигания двигателей внутреннего сгорания, в импульсной аппаратуре и др.

Один из наиболее распространенных классов мощных транзисторов — это мощные высокочастотные (ВЧ) приборы. По своим частотным свойствам транзисторы делятся на низкочастотные (с граничной частотой коэффициента передачи тока до 3 МГц), высокочастотные (с граничной частотой до 300 МГц) и сверхвысокочастотные (с граничной частотой свыше 300 МГц). Мощными транзисторами принято считать приборы, у которых допустимая мощность рассеяния превышает 1 Вт. При этом иногда транзисторы с мощностью рассеяния от 1 до 10 Вт называют транзисторами средней мощности, а с более высокой мощностью рассеяния — транзисторами большой мощности.

Основная область применения мощных ВЧ транзисторов — связная аппаратура. В этой аппаратуре мощные транзисторы являются основными элементами выходных усилительных каскадов. Их задачей является управление последующими, более мощными каскадами или создание мощного выходного сигнала, подаваемого непосредственно в антенное устройство.

Практически все мощные ВЧ транзисторы в настоящее время изготавливаются из кремния. Абсолютное большинство типов серийных мощных кремниевых ВЧ транзисторов — это биполярные приборы, хотя в последние годы начали создавать и кремниевые мощные полевые ВЧ транзисторы [80]. Полевые ВЧ транзисторы обладают рядом существенных преимуществ по сравнению с биполярными приборами, и одно время считалось, что биполярные должны будут полностью уступить свое место полевым транзисторам. Однако по мере того, как появлялись все новые типы мощных биполярных и полевых ВЧ кремниевых транзисторов, обнаружилось, что по сравнению с биполярными ВЧ транзисторами полевые приборы обладают не только достоинствами, но и недостатками. Это дает возможность считать, что в дальнейшем будут развиваться оба направления.

Биполярные транзисторы могут иметь как *n-p-n*, так и *p-n-p* структуру, однако свойства исходных полупроводниковых материалов и особенности технологии изготовления заставляют отдать предпочтение транзисторам с *n-p-n* структурой. Поэтому современные биполярные мощные ВЧ кремниевые транзисторы — это практически всегда *n-p-n* приборы.

В книге рассмотрены параметры, особенности транзисторных структур и методы изготовления биполярных кремниевых *n-p-n* мощных ВЧ транзисторов. Особое внимание уделено вопросам, связанным с их надежностью. Это вызвано двумя обстоятельствами. Во-первых, создание приборов рассматриваемого класса стало возможным только благодаря жесткой оптимизации транзисторной структуры и конструкции транзистора по ряду параметров. В связи с этим заложить в эти приборы значительный запас относительно предельных режимов эксплуатации почти никогда не удастся. Во-вторых, условия эксплуатации приборов данного класса являются достаточно тяжелыми. Так, например, в реальных устройствах очень велика вероятность кратковременного, но весьма значительного рассогласования нагрузки, влекущего за собой превышение допустимых значений токов или напряжений или того и другого одновременно. Все это делает понятным ту важную роль, которую играют для мощных ВЧ транзисторов вопросы, связанные с их надежностью.

В связи с близостью характеристик двух классов приборов: мощных ВЧ и СВЧ транзисторов — вопросы рассматриваемые в книге, иногда относятся не только к ВЧ, но и к СВЧ приборам. Однако при разработке, конструировании и применении мощных СВЧ транзисторов возникает ряд специфических проблем, которые в данной книге не рассматриваются.

Мы надеемся, что данная книга представит интерес как для разработчиков транзисторов, так и для специа-

листов, применяющих их в РЭА. Главы 1, 2 и 4 написаны Е. 3. Мазелем, гл. 3 — И. И. Кагановой и А. И. Миркиным, гл. 5 — Ю. В. Завражновым. Общее редактирование книги осуществил Е. 3. Мазель. Авторы выражают благодарность профессору доктору техн. наук Я. А. Федотову, взявшему на себя труд по рецензированию книги и сделавшему ряд ценных замечаний.

Авторы будут признательны за критические замечания и предложения, которые следует направлять по адресу: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693, издательства «Радио и связь».

*Авторы*

## ГЛАВА ПЕРВАЯ

### ОСОБЕННОСТИ СТРУКТУРЫ МОЩНЫХ ВЧ ТРАНЗИСТОРОВ

#### 1.1. ПАРАМЕТРЫ

Особенности структуры мощных ВЧ транзисторов (т. е. размеры и форма различных областей этой структуры, а также электрофизические характеристики этих областей) определяются требованиями к их параметрам.

Прежде всего от мощного ВЧ транзистора требуется, чтобы на рабочей частоте или в диапазоне рабочих частот он мог отдавать в нагрузку достаточно большую мощность. Для этого необходимо, чтобы транзистор мог пропускать большие токи и чтобы на нагрузке обеспечивался большой перепад напряжений. В ВЧ усилителях, например, перепад напряжений на нагрузке определяется напряжением источника питания. В усилителях класса В или АВ он примерно равен удвоенному напряжению питания. Если падение напряжения на открытом транзисторе велико, перепад напряжений на нагрузке заметно уменьшится. Напряжение источника питания в ВЧ усилителях, как правило, стандартизовано: 12,5 В — для питания портативной аппаратуры, от автомобильных источников питания, 27 В — для бортовой сети самолетов, некоторых видов стационарной аппаратуры и 50 В — в основном для стационарной аппаратуры. Эти значения определяют допустимые напряжения коллектор — эмиттер  $U_{кэR}$  мощных ВЧ транзисторов. Так, для транзисторов, питающихся напряжением 12,5 В (с учетом возможных перегрузок), допустимое напряжение  $U_{кэR}$  может быть не более 30 — 40 В, для транзисторов, работающих при напряжениях питания 27 и 50 В,  $U_{кэR}$  соответственно должно составлять 65 — 75 В и не менее НО — 120 В.

Если важно получить максимально возможную мощность, отдаваемую транзистором в нагрузку, то для этого необходимо увеличивать максимальный рабочий ток. Увеличивать напряжение питания нежелательно в связи с тем, что переход к более высоковольтным транзисторам вызовет непропорционально резкое ухудшение других характеристик приборов.

Для транзисторов, работающих в ВЧ аппаратуре, коэффициент полезного действия (КПД) — отношение выходной мощности транзистора к мощности, потребляемой от источника коллекторного питания — ограничен и составляет от 30 — 35 (в недонапряженном режиме) до 70 — 75 % (в перенапряженном режиме). Значение КПД зависит и от свойств транзистора, и от схемы включения. Для различных схем включения КПД не может превосходить некоторого определенного значения (например, для усилителей класса В в критическом режиме он не превосходит 78 %).

Ограничение по КПД является причиной того, что максимальная выходная мощность транзистора может ограничиваться не только максимально допустимыми значениями рабочего тока транзистора и перепада напряжений на нагрузке, но и максимально допустимой мощностью рассеяния. Если  $n_{кmax}$  — максимально достижимое значение КПД коллектора, а  $P_{кmax}$  — максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора, то  $n_{кmax} = P_{выхmax} / P_{потр} = P_{выхmax} / (P_{кmax} + P_{выхmax})$ . Здесь  $P_{потр}$  — потребляемая мощность, а  $P_{выхmax}$  — максимальная мощность, отдаваемая в нагрузку. Отсюда

$$P_{выхmax} = P_{кmax} n_{кmax} / (1 - n_{кmax}). \quad (1.1)$$

Величина  $P_{кmax}$ , если она не ограничивается максимально допустимым током и напряжением, связана с двумя тепловыми характеристиками транзистора: максимально допустимой температурой коллекторного перехода и внутренним тепловым сопротивлением между переходом и корпусом. Максимально допустимая температура коллекторного перехода  $T_{max}$  — температура, при которой транзистор может работать без ухудшения характеристик достаточно долго, не меньше, например, гарантийного времени минимальной наработки на отказ для данного конкретного типа приборов. Внутреннее тепловое сопротивление между переходом и корпусом прибора  $R_{тп,к}$  — это отношение разности температур между коллекторным переходом и теплоотводящей плоскостью корпуса транзистора (в градусах Цельсия) к мощности, рассеиваемой на транзисторе в установившемся режиме. Между мощностью  $P_{кmax}$ , соответствующей определенному значению температуры корпуса  $T_k$  прибора, максимально допустимой температурой перехода и внутренним тепловым сопротивлением существует связь:

$$P_{кmax} = (T_{max} - T_k) / R_{тп,к}. \quad (1.2)$$

Выражение (1.2) справедливо при предположении, что  $R_{тп,к}$  — величина постоянная. В действительности тепловое сопротивление зависит от режима работы и, в частности, с увеличением мощности рассеивания тепловое сопротивление растет.

Для различных типов кремниевых транзисторов  $T_{max} = 150 — 200$  °С. Так как значение  $T_{max}$  не может быть сделано более высоким, для увеличения  $R_{к\text{тах}}$ , а также для того, чтобы транзистор мог работать при достаточно высоких температурах на корпусе, следует стремиться к уменьшению  $R_{тп,к}$ .

Как следует из (1.1), для увеличения отдаваемой мощности следует стремиться к увеличению максимально допустимой мощности рассеяния, а также к увеличению КПД. На практике КПД всегда ниже теоретического максимально достижимого значения. На значение КПД влияет сопротивление насыщения  $R_{нас}$ . В транзисторах, у которых область насыщения выражена не очень резко, правильнее говорить о напряжении насыщения  $U_{кэ\text{нас}}$  или о падении напряжения на открытом транзисторе (рис. 1.1). Пусть при работе транзистора напряжение на коллекторе при увеличении тока до  $I_1$  уменьшается от значения  $U_3$  до  $U_2$ , тогда можно считать, что падение напряжения на открытом транзисторе  $U_2$  совпадает с напряжением насыщения  $U_{кэ\text{нас}} = U_1$ , если при увеличении тока базы дальнейшего уменьшения напряжения на транзисторе не происходит. Однако в общем случае эти напряжения на открытом транзисторе могут не совпадать. Из рис. 1.1 видно, что с увеличением параметра  $U_{кэ\text{нас}}$  (или с ростом сопротивления насыщения  $R_{нас} = U_{кэ\text{нас}}/I_1$ ) растут бесполезные потери мощности в транзисторе и, следовательно, падает КПД.

Статический коэффициент передачи тока  $A_{21Э}$  — отношение постоянного тока коллектора к постоянному току базы при заданных обратном напряжении коллектор — эмиттер и токе эмиттера в схеме ОЭ — в мощных ВЧ транзисторах не должен иметь особенно больших значений. Приборы этого класса работают на частотах, составляющих заметную долю от граничной частоты  $f_{гр}$ . Это означает, что на верхней границе рабочего диапазона частот коэффициент передачи тока не будет превосходить по модулю несколько единиц. Таким образом, достаточно, чтобы статический коэффициент передачи тока был равен 20 — 30. Практически для мощных ВЧ транзисторов  $H_{21Э}$  может достигать значений 80 — 100, но надо стремиться к тому, чтобы не допускать более высоких значений, так как это может привести к уменьшению области безопасной работы. (При высоких значениях  $A_{21Э}$  падает устойчивость транзисторов ко вторичному пробую, и в результате этого может уменьшиться область их безопасной работы.)

Мощные ВЧ транзисторы должны отдавать в нагрузку достаточно большую мощность во всем рабочем диапазоне частот. Это означает, во-первых, что прибор должен пропускать большие рабочие токи не только на низких, но и на высоких частотах, и, во-вторых, что усиление по мощности на верхней границе рабочего диапазона частот должно быть достаточно большим.

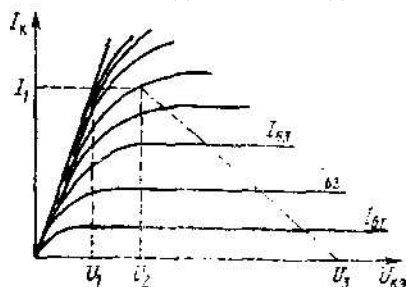


Рис. 1.1. Семейство выходных характеристик мощного ВЧ транзистора в схеме ОЭ

Первое условие связано с тем, что напряжение насыщения мощного ВЧ транзистора может на высоких частотах весьма значительно превосходить напряжение насыщения на постоянном токе. В результате может возникнуть положение, при котором транзистор будет способен пропустить большой ток на низкой частоте, а на высоких частотах его напряжение насыщения будет столь большим, что произведение этого напряжения на соответствующий ему ток превысит значение максимально допустимой рассеиваемой мощности коллектора. Следовательно, и на высоких частотах напряжение насыщения транзисторов должно быть достаточно малым. Из второго условия следуют требования к целому ряду параметров мощных ВЧ транзисторов. Воспользуемся каким-либо из выражений для коэффициента усиления по мощности транзистора на высокой частоте. (Здесь не играет особой роли, какое из них мы выберем, так как нас интересует лишь качественный характер зависимостей.) Возьмем, например, выражение для  $K_{вп}$  из [1]:

$$K_{вп} = (\omega_{гр}/\omega)^2 R_H / [ (1 + \omega_{гр} R_H C_k) (r_5 + \omega_{гр} L_3 + R_{к-а} + \omega_{гр} C_{к-а} r_6) ] \quad (1.3)$$

Здесь  $\omega$  — рабочая частота;  $\omega_{гр} = 2\pi f_{гр}$  ( $f_{гр}$  — граничная частота);  $R_H$  — сопротивление нагрузки;  $r_5$  — сопротивление базы;  $C_k$  — емкость коллекторного перехода;  $L_3$  — индуктивность эмиттерного вывода;  $C_{к-а}$  — емкость той части коллектора, через которую протекает ток из эмиттера. Это выражение выведено для условия малого сигнала. Поэтому оно может давать лишь качественное представление о том, как надо менять входящие в него величины, чтобы увеличить  $K_{вп}$ . Выражением (1.3) нельзя пользоваться для количественного определения  $K_{вп}$  для больших сигналов.

Из (1.3) следует, что для повышения усиления мощности нужно увеличивать граничную частоту  $f_{гр}$  и уменьшать емкость коллекторного перехода, сопротивление базы и индуктивность эмиттерного вывода. Кроме того, для повышения  $K_{вп}$  целесообразно увеличивать сопротивление нагрузки. Последнее означает, что для улучшения усилительных характеристик мощных ВЧ транзисторов нужно работать на более высоких напряжениях. Однако повышение рабочего напряжения ведет к непропорционально резкому ухудшению таких па-

раметров, как максимальный ток, сопротивление насыщения и КПД. Поэтому повышать рабочее напряжение для увеличения  $K_{ур}$  можно, когда все остальные возможности использованы.

К ВЧ транзисторам, предназначенным для связной аппаратуры (это в основном линейные широкополосные усилители, работающие в режиме одной боковой полосы [25]), предъявляются дополнительные требования. Так, следует максимально возможно уменьшать емкость коллектора и индуктивность эмиттерного вывода мощных ВЧ транзисторов. Кроме того, транзисторы должны обладать высокой линейностью. Линейность принято оценивать двухчастотным методом. В соответствии с этим методом на вход транзистора подаются два сигнала одинаковой амплитуды с близкими частотами,  $w_1$  и  $w_2$ , а на выходе определяется отношение амплитуд комбинационных составляющих третьего и пятого порядков (т. е. сигналов с частотами  $2w_1 - w_2$ ,  $2w_2 - w_1$ ,  $3w_1 - 2w_2$ ,  $3w_2 - 2w_1$ ) к амплитуде основных сигналов. Очевидно, что для идеальной линейной системы комбинационные составляющие равны нулю. В мощных ВЧ транзисторах для связной аппаратуры, обладающих достаточно высокой линейностью, амплитуда комбинационных составляющих третьего и пятого порядков, по крайней мере, в 25 — 30 раз меньше, чем амплитуда основных сигналов (ослабление этих составляющих составляет не менее 27 — 30 дБ).

В мощных транзисторах, работающих в усилителях класса А, при достаточно малых значениях мощности сигнал на выходе будет обладать высокой линейностью. С ростом выходной мощности линейность будет ухудшаться. В усилителях класса В или АВ при условии обеспечения высоких КПД получить на выходе сигнал с высокой линейностью весьма трудно. В настоящее время не существует теории, которая позволила бы точно связать линейность выходного сигнала со значениями других параметров мощных ВЧ транзисторов, однако можно высказать качественные соображения о том, какой характер должна иметь эта связь.

Прежде всего транзистор должен обладать высокой линейностью на низких частотах (без этого невозможно обеспечить линейность на высоких частотах). Для этого статический коэффициент передачи тока  $h_{21э}$  должен мало меняться во всем диапазоне рабочих токов и напряжений. Как правило, это требование труднее всего выполнить в области малых напряжений и больших токов. Желательно в этом случае, чтобы во всем диапазоне рабочих токов транзистор входил в насыщение достаточно резко. Для иллюстрации этого на рис. 1.2 показаны выходные статические характеристики двух транзисторов с резким и постепенным входом в насыщение. Вообще говоря, на меньших токах у транзистора с постепенным входом в насыщение вход в насыщение также достаточно резкий. Поэтому в ряде случаев требование о резком входе в насыщение может быть переформулировано как требование о значительном увеличении запаса по рабочим токам. Далее слабая зависимость статического коэффициента передачи тока от режима в области высоких напряжений может быть обеспечена только тогда, когда в диапазоне рабочих напряжений еще достаточно близок к единице коэффициент умножения коллектора. А это значит, что рабочие напряжения должны быть далеки от пробивного напряжения коллекторного перехода и от так называемого граничного напряжения.

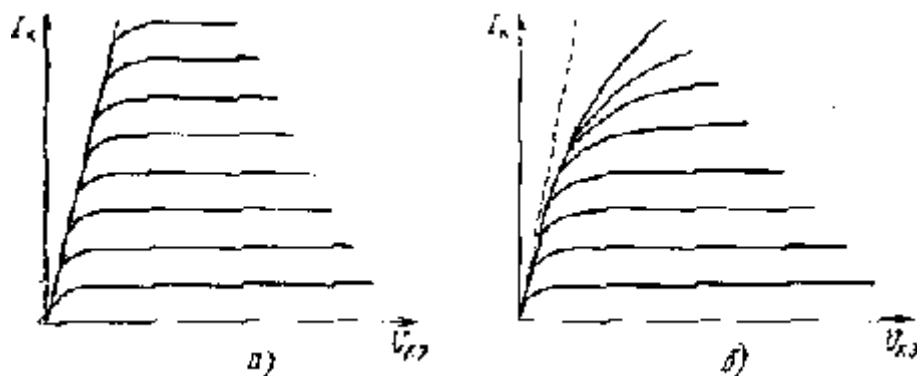


Рис. 1.2. Выходные характеристики транзисторов с резким (а) и постепенным (б) входом в насыщение

Кроме того, в транзисторах для линейных устройств следует стремиться максимально уменьшать значения ряда величин, которые могут быть источниками возникновения нелинейности: на входе транзистора такую роль может играть емкость эмиттерного перехода, а на выходе — коллекторного. Источником нелинейности на входе является и сама входная характеристика эмиттерного перехода. Для устранения нелинейности по входу приходится использовать режимы со смещением по постоянному току (т. е. переходить от класса В к классу АВ), а также вводить в эмиттерную цепь резисторы, позволяющие дополнительно линеаризовать входную характеристику.

Так как речь идет об обеспечении линейности ВЧ сигнала, следует стремиться к тому, чтобы и на высоких частотах коэффициент передачи тока слабо зависел от режима работы. Для выполнения этого требования нужно стремиться обеспечить максимально возможный критический ток. Под критическим током транзистора понимают значение тока коллектора, при достижении которого значение  $f_{пр}(|h_{21э}|)$  падает на 3 дБ (по отношению к его максимальному значению при заданном напряжении коллектор — эмиттер).

Таким образом, при конструировании мощных ВЧ транзисторов следует стремиться к обеспечению максимально возможного значения ряда параметров (выходной мощности, рабочего тока, максимально допустимой

мощности рассеяния, критического тока, КПД, граничной частоты, коэффициента усиления по мощности) и минимально возможных значений других параметров (напряжения насыщения, теплового сопротивления, емкостей коллекторного и эмиттерного переходов, индуктивности эмиттерного вывода, комбинационных составляющих). Ряд параметров (например, рабочее напряжение, максимально допустимое напряжение коллектор — база, статический коэффициент передачи тока) должен иметь некоторые оптимальные значения, определяемые требованиями к остальным характеристикам транзисторов. Оказывается, что требования к перечисленным параметрам находятся в противоречии друг с другом, и при создании мощных ВЧ транзисторов приходится проводить их оптимизацию.

## 1.2. ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗЛИЧНЫХ ОБЛАСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНОЙ СТРУКТУРЫ

Для обеспечения необходимых требований к параметрам мощных ВЧ транзисторов приходится в первую очередь соответствующим образом выбирать электрофизические характеристики, а также размеры и форму коллекторной, базовой и эмиттерной областей транзисторной структуры.

Под электрофизическими характеристиками различных областей полупроводникового кристалла, в котором создана биполярная транзисторная структура, понимают тип проводимости, удельное сопротивление, подвижность и время жизни неосновных носителей заряда. Эти свойства определяются концентрацией и законом распределения примесей, легирующих полупроводник, а также степенью совершенства полупроводникового кристалла (т. е. отсутствием или наличием дефектов кристаллической структуры и их характером).

Современные биполярные мощные ВЧ транзисторы — это в основном приборы с *n-p-n* структурой. Одна из причин этого заключается в том, что оптимальное соотношение между концентрациями примесей, легирующих эмиттерную, базовую и коллекторную области и необходимые свойства исходного полупроводникового материала, могут быть проще заданы для исходного материала с проводимостью типа *n* и для структур *n-p-n*. В структурах *n-p-n* легче обеспечить более высокие частотные свойства, так как неосновные носители в базе — электроны — будут обладать более высокими значениями коэффициента диффузии и подвижностью, чем дырки, являющиеся неосновными носителями в базе структур *p-n-p*.

Мощные ВЧ *n-p-n* транзисторы изготавливают методом односторонней диффузии. В пластину исходного полупроводникового материала типа *n*, образующего впоследствии в транзисторной структуре тело коллектора, через одну из поверхностей вводят с помощью высокотемпературной диффузии акцепторные примеси, образующие у поверхности слой дырочного типа проводимости. Граница между этим слоем и исходным материалом представляет собой коллекторный *p-n* переход. Затем через ту же поверхность осуществляется диффузия примесей типа *n*, компенсирующих в какой-то части структуры дырочную область и образующих эмиттерный слой *n*. Граница между этим слоем *n* и созданным до этого слоем *p* представляет собой эмиттерный *p-n* переход. В результате создается транзисторная *n-p-n* структура. Примеси типов *n* и *p* вводятся не через всю поверхность пластины, а локально. В принципе для введения примесей можно использовать ионное легирование с последующим диффузионным перераспределением. Изменение концентрации легирующих примесей по направлению вглубь от поверхности полупроводниковой пластины после введения примесей типов *p* и *n* имеет вид, показанный на рис. 1.3. Область типа *n*, расположенная у поверхности пластины, — это эмиттерная область. Лежащая под ней область типа *p* — базовая, а расположенная под ней область типа *n*, в которой в основном сохраняется исходная концентрация примесей, — это коллекторная область.

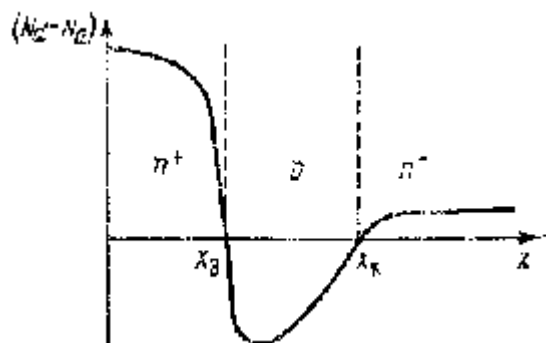


Рис. 1.3. Распределение примесей в транзисторной структуре, полученной методом односторонней диффузии

Структуры практически всех мощных ВЧ транзисторов — это планарные структуры, в которых границы коллекторного и эмиттерного переходов выходят на одну и ту же предварительно подготовленную плоскую поверхность полупроводниковой пластины. На рис. 1.4 изображено поперечное сечение планарной транзисторной структуры, позволяющее представить себе взаимное расположение ее различных областей. Защитные (маскирующие) слои 4 — 6 — это, как правило, пленки двуоксида кремния, полученные при термическом окислении. Невыпрямляющие контакты 7 — 9 создаются обычно напылением какого-либо металла, металлического сплава или последовательных слоев различных металлов или сплавов.

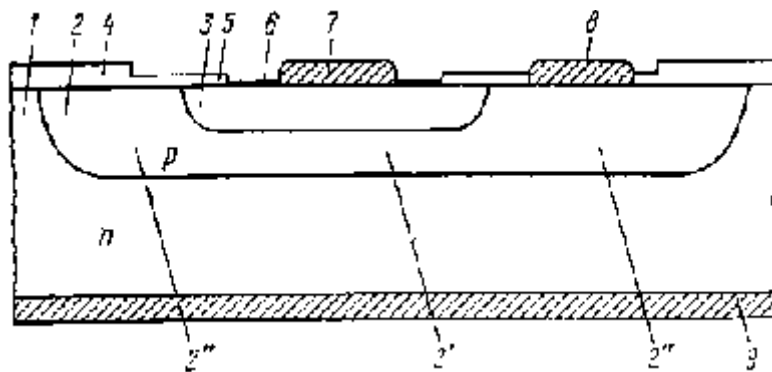


Рис. 1.4. Поперечное сечение планарной транзисторной структуры: 1 — исходная полупроводниковая пластина типа  $n$  (коллектор); 2 — область, в которую проводится диффузия примесей типа  $p$  ( $U$  — активная базовая область,  $2''$  — пассивная, служащая для соединения с базовым невыпрямляющим контактом); 3 — область, в которую проводится диффузия примесей типа  $n$  (эмиттер); 4 — защитный слой, маскирующий часть исходной пластины от диффузии примесей типа  $p$ ; 5 — защитный слой, маскирующий часть области типа  $p$  от диффузии доноров; 6 — защитный слой, покрывающий ту часть эмиттера, которая не граничит с невыпрямляющим эмиттерным контактом; 7 — невыпрямляющий эмиттерный контакт; 8 — невыпрямляющий базовый контакт; 9 — невыпрямляющий коллекторный контакт

Рассмотрим требования, предъявляемые к концентрации и характеру распределения легирующих примесей в полученной методом односторонней диффузии планарной структуре мощного ВЧ транзистора. Из способа создания легированных областей  $n$  и  $p$  в структуре видно, что область типа  $p$  может быть воспроизводимо получена, если концентрация акцепторов в ней во много раз превосходит концентрацию доноров в исходном материале, а область типа  $n$  должна иметь концентрацию доноров, во много раз превосходящую концентрацию акцепторов в области типа  $p$  (в противном случае создание этих областей путем диффузии или даже более точного метода — ионного легирования — было бы практически невозможно). Содержание примесей в этих областях определяет их функциональную роль. Исходная область типа  $n$ , легированная наиболее слабо, выполняет роль коллектора, так как ее высокое удельное сопротивление позволит получить требуемые сравнительно высокие значения пробивного напряжения коллектора. Более низкое удельное сопротивление области типа  $p$  обеспечит такое положение, когда при подаче на коллекторный  $p$ - $n$  переход запирающего напряжения пространственный заряд будет расширяться в основном в сторону коллектора и лишь незначительно в сторону базы. Такая ситуация даже при очень тонких базовых слоях, необходимых для получения высоких граничных частот, предохранит транзистор от явления прокола, при котором пространственный заряд коллекторного  $p$ - $n$  перехода проходит через всю базовую область и достигает эмиттерного перехода, после чего транзистор перестает быть работоспособным. Постепенное уменьшение суммарной концентрации легирующей примеси практически во всей базовой области по направлению к слаболегированной коллекторной области создает в базе дополнительное электрическое поле, ускоряющее движение неосновных носителей к этой слабо легированной области. Такое положение способствует улучшению частотных свойств приборов.

Расположенную у поверхности область типа  $n$ , полученную путем диффузии доноров, целесообразно выбрать в качестве эмиттера, так как высокая концентрация доноров в эмиттере (по сравнению с концентрацией акцепторов в базе) необходима для получения высокого коэффициента инжекции электронов в базу. Высокий коэффициент инжекции позволит получить достаточно высокий статический коэффициент передачи тока.

Если предположить, что эмиттерная и базовая примеси (см. рис. 1. 3) распределены в транзисторной структуре по экспоненциальному закону (на самом деле такое предположение неверно, но истинный закон распределения этих примесей не слишком сильно отличается от экспоненциального), то связь коэффициента инжекции эмиттера  $\gamma$  с электрофизическими характеристиками этих областей будет иметь вид [Г2]

$$\gamma = 1 - \left| \frac{I_p(x_3)}{I_n(x_3)} \right| = 1 - \frac{1,7}{D_n(x_3 \text{ max})} \frac{L_a L_d}{\tau_p}. \quad (1.4)$$

Коэффициент инжекции эмиттера представляет собой отношение тока, инжектируемого из эмиттера в базу  $I_n(x_3)$  к общему току, протекающему через эмиттерный переход  $[I_p(x_3) + I_n(x_3)]$ . Величина  $D_n(x_3 \text{ max})$  — коэффициент диффузии электронов в базе в точке с максимальным суммарным содержанием легирующих примесей;  $\tau_p$  — время жизни дырок в эмиттере у эмиттерного перехода, а  $L_a$ ,  $L_d$  — характеристические длины в распределении доноров и акцепторов, определяемые из условий:

$$\begin{aligned} N_d(x_3) &= W_d \exp(-x_3/L_d), \\ N_a(x_3) &= \text{ЛГ}_{a0} \exp(-x_3/L_a), \end{aligned} \quad (1.5)$$

где  $x_3$  — глубина эмиттерного перехода;  $N_{d0}$  и  $N_{a0}$  — концентрации доноров и акцепторов на поверхности

структуры.

Если распределения эмиттерной и базовой легирующих примесей экспоненциальны, то длины  $L_d$  и  $L_a$  постоянны для всей структуры. Если же эти распределения можно считать экспоненциальными только вблизи от перехода эмиттера, то выражения (1.5) несколько изменяются и  $L_d$  и  $L_a$  будут характеризовать распределение примесей только вблизи перехода. Очевидно, что  $L_a > L_d$  и что для того, чтобы коэффициент инжекции  $\gamma$  был как можно ближе к единице, необходимо, чтобы  $L_d$  и  $L_a$  были по возможности малы. Из (1.5) видно, что чем меньше величины  $L_d$  и  $L_a$ , тем круче распределения эмиттерной и базовой примесей.

Чтобы эти распределения были более крутыми, необходимо уменьшать глубины эмиттерного и коллекторного переходов и увеличивать поверхностную концентрацию эмиттерной и базовой легирующих примесей.

Поверхностная концентрация эмиттерной легирующей примеси должна быть по возможности ближе к предельно достижимой концентрации в кремнии. Для фосфора она составляет  $(0,5-1) \cdot 10^{21}$  ат/см<sup>2</sup>. При такой поверхностной концентрации вначале проникновение в кремний идет с очень высоким коэффициентом диффузии, а затем он резко уменьшается (в 10 — 30 раз). В результате концентрация примеси вначале уменьшается вглубь от поверхности очень медленно, а затем спадает особенно резко.

Концентрация базовой легирующей примеси (как правило, это бор), как следует из выражений (1.4) и (1.5), должна быть по возможности более высокой. Однако на практике этот вывод не подтверждается. Выражение (1.4), по-видимому, является не совсем верным. Так, для отношения  $I_p(x_s)/I_n(x_s)$  были получены выражения, в которых эта величина была пропорциональна:

$$|I_p(x_s)/I_n(x_s)| \sim (\sigma_b W / (\sigma_n L_{p2})), \quad (1.6)$$

где  $\sigma_b$ ,  $\sigma_n$  — усредненные проводимости базовой и эмиттерной области;  $W$  — толщина базовой области;  $L_{p2}$  — диффузионная длина дырок в эмиттере у эмиттерного перехода. Согласно (1.6) коэффициент инжекции тем больше, чем меньше проводимость базовой области, т. е. чем меньше концентрация примесей в базе. Поэтому если нужно получить по возможности более высокий коэффициент передачи тока (в ВЧ транзисторах потери на рекомбинацию в базе не имеют существенного значения и определяющую роль для коэффициента передачи тока играет коэффициент инжекции эмиттера), то следует стремиться к уменьшению содержания примесей в базовой области, т. е. к уменьшению поверхностной концентрации базовой примеси. Однако для мощных ВЧ транзисторов особо большие значения статического коэффициента передачи тока не являются необходимыми. По ряду причин следует стремиться не к уменьшению, а к увеличению содержания примесей в базе. Среди этих причин следует отметить необходимость уменьшения сопротивления активной базы уменьшения эффекта отеснения тока к краю эмиттера и снижения вероятности прокола базы. Поэтому для мощных ВЧ транзисторов поверхностная концентрация базовой примеси является характеристикой которая должна быть оптимизирована. На практике для разных типов приборов данного класса поверхностная концентрация базовой примеси (бора) составляет от  $2 \cdot 10^{18}$  до  $10^{19}$  ат/см<sup>3</sup>.

Говоря о требованиях к концентрации легирующих примесей в области коллектора (т. е. в исходном материале), надо прежде всего учитывать, что свойства коллекторной области определяют пробивное напряжение коллекторного перехода транзистора: чем меньше концентрация легирующих примесей в коллекторе тем выше будет пробивное напряжение. В то же время с уменьшением содержания легирующих примесей в коллекторе увеличивается его удельное сопротивление и, следовательно, увеличивается падение напряжения на открытом транзисторе. При этом надо учитывать то обстоятельство, что с увеличением удельного сопротивления коллектора падение напряжения на открытом приборе возрастает примерно по линейному закону, а пробивное напряжение растет значительно медленнее. С этим в первую очередь и связано то, что в мощных ВЧ транзисторах напряжение источника питания и зависящее от него пробивное напряжение коллекторного перехода выбираются не слишком высокими. (Для пробивного напряжения — это напряжение от 35 — 45 до 110 — 120 В.)

Концентрация примесей в коллекторной области мощных ВЧ транзисторов вблизи от коллекторного  $p$ - $n$  перехода должна составлять для разных типов приборов от  $10^{15}$  до  $5 \cdot 10^{15}$  доноров/см<sup>3</sup>.

Рассмотрим другие электрофизические характеристики.

Время жизни неосновных носителей заряда в эмиттерной области в связи с высокой концентрацией легирующей примеси (и, следовательно, диффузионная длина) настолько мало, что инжекция тока из эмиттера в базу в ряде случаев определяется не всей толщиной эмиттерной области, а лишь ее узким слоем, непосредственно примыкающим к переходу эмиттер — база. Практически нет никаких способов как-нибудь регулировать или менять время жизни в эмиттере.

Время жизни неосновных носителей в базе также довольно мало (около  $10^{-7}$  с). Таким значениям времени жизни соответствуют диффузионные длины в несколько микрометров (до 10). Однако, так как базовая область в мощных ВЧ транзисторах достаточно тонкая и распределение примесей в базовой области таково, что к диффузии неосновных носителей заряда через базу в значительной степени добавляется дрейф, потери на перенос заряда весьма малы и приведенное значение времени жизни оказывается вполне достаточным.

Для НЧ транзисторов время жизни неосновных носителей заряда в коллекторе должно иметь как можно более высокое значение. Дело в том, что на участках выходных вольт-амперных характеристик, близких к области насыщения, переход коллектор — база может находиться под прямым смещением. В коллектор из базы инжектируются неосновные носители заряда, которые вызовут модуляцию, т. е. резкое увеличение проводимости коллекторной области. При этом сопротивление насыщения транзистора существенно снизится, а это обстоятельство для мощных транзисторов является очень важным.

В ВЧ транзисторах даже на частоте около 1 МГц время пребывания транзистора в открытом состоянии не превышает  $\sim 0,1$  мкс. За это время в коллекторной области типа  $n$ , смещенной в прямом направлении, основные носители заряда (дырки) пройдут расстояние  $l \sim VDt$ , где  $D$  — коэффициент диффузии дырок, который для кремния не превышает  $12 \text{ см}^2/\text{с}$ . Таким образом,  $l$  в этом случае будет составлять 10 мкм. Для наиболее высоковольтных мощных ВЧ транзисторов толщина высокоомной коллекторной области не может быть меньше, чем 20 — 25 мкм. Поэтому даже на частотах около 1 МГц в этих приборах высокоомная коллекторная область будет модулирована не более чем на 40 — 50%. На более высоких частотах (десятки и сотни мегагерц) модуляция коллектора практически происходить не будет. (Это обстоятельство является, по-видимому, основной причиной того, что сопротивление насыщения ВЧ транзистора на высоких частотах существенно выше, чем на постоянном токе.)

Время жизни в высокоомной коллекторной области, при не слишком высокой плотности дефектов будет составлять, по крайней мере, несколько микросекунд, и поэтому оно не будет ограничивать модуляцию коллектора.

Итак, для мощных ВЧ транзисторов нет необходимости целенаправленно изменять время жизни неосновных носителей заряда  $\tau$  в различных областях транзисторной структуры.

Подвижность носителей заряда в различных областях транзисторной структуры определяется в первую очередь концентрацией легирующих примесей, и если эта концентрация в какой-либо области задана, то и значение подвижности практически также определено. Поэтому хотя, например, желательно увеличивать подвижность носителей в базовой области транзистора, но «сделать это, не меняя в ней концентрации примесей, нельзя.

Мы рассмотрели требования к концентрациям легирующих примесей и к их распределению для различных областей структуры мощных ВЧ транзисторов, основанные на требованиях к пробивному напряжению коллектора, статическому коэффициенту передачи тока, напряжению прокола и сопротивлению насыщения. Если исходить из требований к другим параметрам транзисторов, то в одних случаях можно получить качественно те же требования к электрофизическим характеристикам транзисторной структуры, а в других — требования могли бы оказаться противоположными. Так, вывод о том, что градиент распределения легирующих примесей вблизи от эмиттерного перехода должен быть максимально большим, противоречит требованию об уменьшении емкости эмиттера. Требование об уменьшении удельного сопротивления коллекторной области, необходимое для снижения сопротивления насыщения, противоречит стремлению к уменьшению емкости коллектора. В то же время уменьшение удельного сопротивления коллектора не только снижает сопротивление насыщения транзистора, но и позволяет повысить его рабочий ток. Увеличение концентрации легирующей примеси в базе не только позволяет повысить напряжение прокола, но и уменьшает входное сопротивление прибора и способствует увеличению его рабочего тока. В то же время чрезмерно большое увеличение этой концентрации влечет за собой уменьшение статического коэффициента передачи тока до недопустимо низких значений.

Правильный выбор электрофизических характеристик разных областей транзисторной структуры может быть сделан только в результате оптимизации, проводимой на основе конкретных требований к параметрам мощных ВЧ транзисторов.

### 1.3. ВЫБОР РАЗМЕРОВ И ФОРМЫ РАЗЛИЧНЫХ ОБЛАСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНОЙ СТРУКТУРЫ.

#### ТИПЫ СТРУКТУР

Требования к параметрам мощных ВЧ транзисторов определяют размеры и форму различных областей их структуры.

Было установлено, что коэффициент инжекции эмиттера и, следовательно, статический коэффициент передачи тока транзисторов с ростом плотности тока снижаются из-за того, что плотность подвижных носителей в базовой области при увеличении плотности тока растет и поэтому увеличивается ее проводимость. Увеличение проводимости базы может быть очень большим. В результате, как это следует из (1.6), коэффициент инжекции эмиттера может снизиться до значения, намного меньшего, чем единица [В работе [4] показано, что в пределе коэффициент инжекции может снизиться до  $1/(1+m_n/m_p)$  ( $m_n$  — подвижность электронов, а  $m_p$  — подвижность дырок)]. При этом статический коэффициент передачи тока снизится до недопустимо малых значений. Вопросу уменьшения коэффициента инжекции  $\gamma$  при увеличении плотности тока посвящен ряд работ, в которых получены различные выражения, уточняющие связь  $\gamma$  с плотностью тока, но качественный вывод всегда остается в силе. Вывод этот заключается в том, что для увеличения предельного рабочего тока (если под предельным рабочим током понимать то его значение, при котором статический коэффициент передачи тока сохраняет определенное заданное значение) следует увеличивать площадь эмиттера.

С увеличением плотности тока эмиттер перестает инжектировать носители в базу равномерно по всей площади. Так как базовый ток, проходящий под эмиттером параллельно его границе, создает определенное падение напряжения в базе, открывающая эмиттерный переход разность потенциалов оказывается максимальной у периферии и может сильно уменьшаться с удалением от края эмиттера. В соответствии с этим



плотность тока, инжектируемого в базу, оказывается максимальной по периметру эмиттера и может резко уменьшаться под его центральными участками. С ростом средней плотности тока этот эффект оттеснения тока к краю эмиттера становится все более резким и может наступить момент, когда в эмиттере будет работать только узкая полоса, расположенная у его краев. Обратим внимание на то, что с уменьшением коэффициента передачи тока растет базовый ток (при определенном токе эмиттера) и соответственно резче начинает падать открывающий потенциал на эмиттерном переходе при удалении от края эмиттера. Коэффициент передачи тока уменьшается с ростом частоты. Поэтому на высоких частотах эффект оттеснения тока выражен сильнее.

В связи с большим значением этого эффекта утверждение о том, что для увеличения рабочего тока следует увеличивать площадь эмиттера, приходится заменить выводом, согласно которому для увеличения рабочего тока следует увеличивать периметр эмиттера, не меняя его площади. Лишь когда это увеличение само по себе перестает давать эффект или становится технологически невозможным, периметр эмиттера надо увеличивать, увеличивая одновременно и его площадь. Практически этот вывод привел к тому, что одной из основных тенденций конструирования транзисторов стало стремление получать структуры с максимально возможным отношением периметра эмиттера к площади, причем для мощных ВЧ транзисторов это стремление было выражено особенно сильно.

Для мощных транзисторов, рассчитанных на рабочие частоты до 1 — 2 МГц, наиболее часто используются эмиттеры с так называемой гребенчатой структурой. Иногда [5] такое решение используется и в более высокочастотных транзисторах. При увеличении тока и рабочей частоты гребенчатая структура из-за ряда причин (в частности, в связи со снижением устойчивости ко вторичному пробую) начинает терять свои преимущества. Поэтому для мощных ВЧ транзисторов используют структуры других типов. Как правило, эти структуры характеризуются более высоким отношением периметра эмиттера к площади. Эти транзисторы с так называемой *overlay* (анг. «перекрывать»)-структурой [6]. Эта планарная структура характерна тем, что в базовой области создается не один эмиттер со сложной формой, а большое число простых по форме (квадратных) эмиттеров, образующих прямоугольную матрицу. Расстояние между соседними эмиттерами в этой структуре меньше, чем размер отдельного эмиттера. Поэтому если рассматривать *overlay*-структуру с квадратными эмиттерами как гребенчатую, зубцы которой разрезаны на квадратные области, то можно считать, что в пределе *overlay*-структура по сравнению с гребенчатой позволяет удвоить отношение периметра эмиттера и его площади. В транзисторах с такой структурой базовый контакт создается так же, как и в транзисторах с гребенчатой структурой. Что же касается эмиттерных контактов, то они создаются к каждому эмиттеру через отверстие в покрывающей его защитной диэлектрической пленке, а затем все контакты объединяются общей металлизацией, расположенной на диэлектрической пленке и имеющей, как и в приборах с гребенчатым эмиттером, форму гребенки. Однако металлизированная гребенка не везде располагается над эмиттером, а в промежутках между отдельными эмиттерами она лежит над базовой областью, перекрывая ее. Этим и объясняется название «*overlay*-транзистор».

Существуют также «*overlay*»-транзисторы с эмиттерами, имеющими не квадратную, а кольцевую форму (рис. 1.5).

Были разработаны также транзисторные структуры, представляющие собой как бы обращение *overlay*-структуры: в них эмиттер имел форму сетки, а базовые контакты находились в ячейках сетки и образовывали матрицу. Так как ячейки могли иметь меньшие размеры, чем эмиттерные области в *overlay*-структуре, то транзисторы с сетчатым эмиттером характеризовались еще большим отношением периметра эмиттера к площади структуры (за счет увеличения числа ячеек).

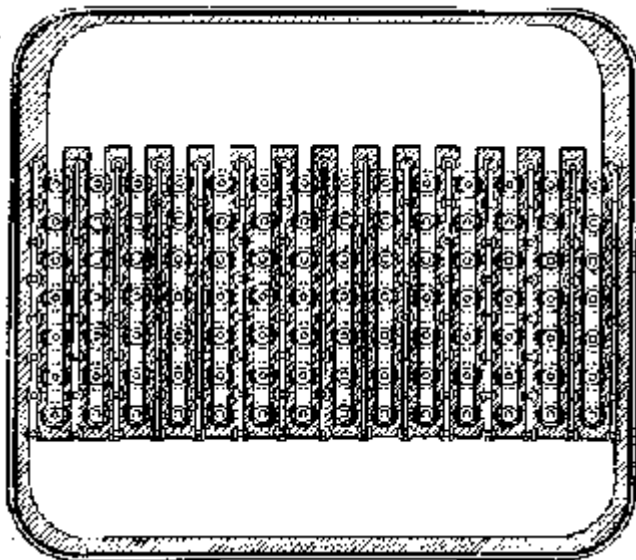


Рис. 1.5. Мощный высокочастотный *overlay*-транзистор

Однако наибольшее распространение получили мно-гоэмиттерные структуры, в которых каждый эмиттер имел форму длинной полоски. Эти структуры напоминают структуры с гребенчатым эмиттером, но отличаются тем, что в них отсутствует общая эмиттерная область, соединяющая отдельные полоски — зубцы. Преимущество многоэмиттерной структуры с полосковыми эмиттерами по сравнению с обычной гребенчатой заключается в том, что, исключив общую эмиттерную область, можно было бы резко уменьшить площадь эмиттерного и коллекторного переходов и в результате улучшить высокочастотные параметры транзисторов. Надо, однако, иметь в виду, что полностью избавиться от области, объединяющей эмиттеры, нельзя. Ее роль переходит к общей части металлической гребенки, через которую подводится ток к отдельным эмиттерам. Эта общая часть располагалась вне эмиттерных и базовой областей, над областью коллектора. Необходимо учитывать, что между базовой и эмиттерной контактными площадками и телом коллектора имеется емкость, включенная параллельно емкости перехода коллектор — база. Эта емкость может быть довольно значительной, однако ее можно уменьшить, если увеличить толщину диэлектрика между металлизированными площадками и коллекторной областью. В результате можно добиться существенного улучшения частотных свойств транзистора. Так, благодаря увеличению толщины диэлектрика между расположенной над коллектором эмиттерной контактной площадкой и областью коллектора удалось добиться, чтобы приборы, отдававшие на частоте 430 МГц в нагрузку 5 Вт, стали отдавать на той же частоте 20 Вт. Еще одно преимущество многоэмиттерной структуры с полосковыми эмиттерами по сравнению с гребенчатой структурой будет рассмотрено далее.

Увеличение периметра эмиттера и его отношения к площади эмиттера может быть также ограничено недостаточным совершенством технологии (невозможностью создавать слишком узкие эмиттерные области) или по каким-либо другим причинам, по которым дальнейшее уменьшение ширины эмиттерных областей перестанет давать эффект. Так, помимо известного эффекта оттеснения тока эмиттера к его краю в ВЧ транзисторах может также играть роль затухание ВЧ сигнала при его проникновении в активную базовую область от края эмиттера по направлению к его центру. Учет этих двух эффектов приводит к установлению оптимальных значений для ширины эмиттерных полосок в многоэмиттерных полосковых структурах мощных ВЧ транзисторов (при обеспечении наибольшего рабочего тока для заданной площади коллекторного перехода). Однако в соответствии с результатами, полученными в [7], эти эффекты играют заметную роль только на частотах выше 1 ГГц. На первых этапах разработки ВЧ транзисторов увеличение отношения периметра эмиттера и его площади, безусловно, приводило к повышению рабочего тока. Однако со временем технологический уровень позволил получать структуры с минимальным размером элементов около 2 — 3 и даже 1 мкм, а такая ширина полосок может уже оказаться меньше оптимальной [7].

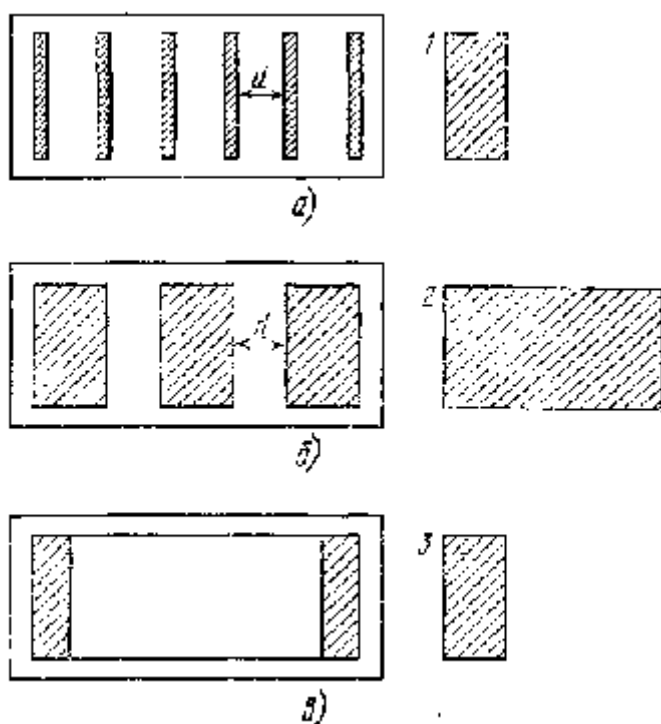


Рис. 1.6. Оптимальная ширина эмиттерных полосок в многоэмиттерном транзисторе:  
1, 2 и 3 — суммарные площади эффективно работающих частей эмиттерных

Существует еще одна причина, по которой оптимальная ширина эмиттерных полосок может и для ВЧ транзисторов оказаться существенно выше минимально достижимой ширины. Пусть площадь коллекторного перехода (т. е. площадь базовой области) будет иметь фиксированное значение. Область между соседними эмиттерами, в которой размещается базовый контакт и которая должна иметь минимально возможную ширину, также имеет фиксированные размеры, определяемые уровнем технологии. Если ширина отдельной эмиттерной полоски стремится к нулю, то в базовой области, имеющей заданные размеры, можно разместить определенное

конечное число эмиттерных полосок (не превышающее отношения ширины базовой области к минимально возможной ширине между соседними эмиттерами). В результате можно утверждать следующее. При стремлении ширины эмиттерной полоски к нулю рабочий ток для данной базовой области также будет стремиться к нулю. Но если в базовой области поместить только одну эмиттерную область, ширина которой будет почти равна ширине этой базовой области, то из-за оттеснения, в соответствии с которым эффективно работать будут только узкие области у краев эмиттера, рабочий ток для данной базовой области также будет достаточно мал. Очевидно, что для какого-то числа зубцов, меньшего, чем отношение ширины базовой области к ширине области между соседними эмиттерами, и тем самым для какой-то определенной ширины эмиттерной полоски рабочий ток будет максимальным. Можно показать, что при очень резком эффекте оттеснения эта оптимальная ширина эмиттерной полоски будет меньше, чем минимальная технологически достижимая ширина. Если же эффект оттеснения не очень резкий (плотность тока в центре полоски меньше плотности у края не более чем в 2 — 3 раза), то оптимальная ширина эмиттера будет превышать минимальную технологически достижимую ширину (рис. 1.6). На практике имеет место именно такое не слишком сильное оттеснение. Поэтому, как оказывается, в мощных ВЧ транзисторах при ширине области между соседними эмиттерами около 10 мкм оптимальная ширина эмиттерной полоски будет составлять от 10 до 20 мкм.

При большом числе очень узких элементов рабочий ток мал (рис. 1.6,я). При оптимальной ширине эмиттерных полосок и оптимальном числе элементов рабочий ток максимален (рис. 1.6,б). На рис. 1.6,г показан один очень широкий эмиттер, рабочий ток в этом случае мал. На рис. 1.6,а — в заштрихованы те части эмиттеров, которые работают достаточно эффективно. При одном очень широком эмиттере он почти весь не заштрихован, так как практически не работает.

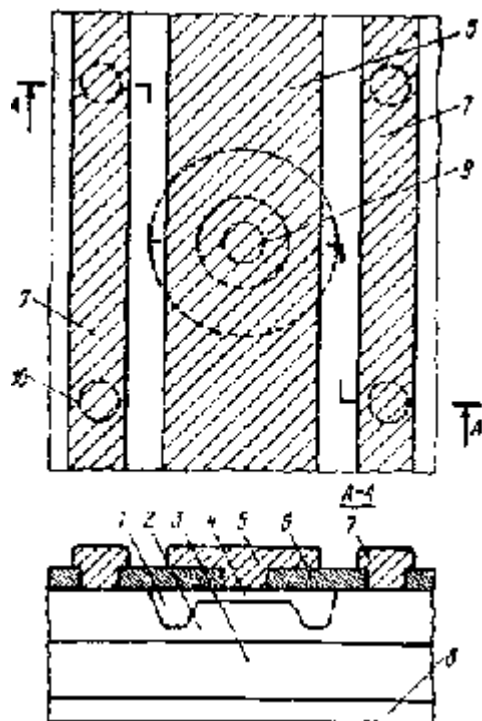


Рис. 1.7. Структура с кольцевыми эмиттерами и стабилизирующими эмиттерными резисторами.

1 — эмиттер; 2 — база; 3 — коллектор; 4 — стабилизирующий эмиттерный резистор; 5 — металлизация эмиттера; 6 — защитный окисел; 7 — металлизация базы; 8 — металлизация коллектора; P — контактное эмиттерное окно; 10 — контактное базовое окно

В транзисторных структурах с сильно развитым периметром эмиттера распределение тока между частями эмиттера сложной (гребенчатой или сетчатой) формы, а также между отдельными эмиттерами в overlay-структуре или многоэмиттерной полосковой структуре чрезвычайно неравномерно. Дело в том, что в биполярных транзисторах существует явление положительной тепловой обратной связи. Если, например, какой-либо из большого числа отдельных эмиттеров по какой-то причине начал инжектировать несколько больший ток, чем остальные, то область структуры вблизи от этого эмиттера разогреется чуть сильнее остальной части структуры. По этой причине уменьшится входное сопротивление для этого эмиттера, и ток через него возрастет еще больше. В результате через этот эмиттер может пойти достаточно большой ток (иногда значительная часть всего тока, протекающего через прибор), и в транзисторе может наступить так называемый вторичный пробой [8, 9]. Даже если пробоя не произойдет, наличие резко неравномерного распределения тока между отдельными эмиттерами весьма отрицательно скажется на характеристиках транзистора. Чтобы избежать этого, необходимо ввести в транзисторную структуру элементы, которые обеспечивали бы отрицательную обратную связь, компенсирующую положительную тепловую обратную связь.

Таковыми элементами могут быть стабилизирующие или выравнивающие резисторы, включаемые последовательно с каждым из эмиттеров в многоэмиттерной транзисторной структуре. Если при этом ток через какой-либо эмиттер возрастает, то увеличивается падение напряжения на включенном последовательно с ним резисторе и вследствие этого, уменьшается открывающее напряжение и ограничивается ток через этот эмиттер.

Для практической реализации стабилизирующих резисторов в транзисторных структурах существует много

конструктивно-технологических решений. В гребенчатых структурах, например, можно в качестве таких резисторов использовать участки самих эмиттерных зубцов, примыкающих к общей части эмиттера [10]. В структурах типа overlay таким резистором может служить внутренняя часть эмиттерной области. Так, в [11] описана структура с эмиттером в виде кольца (рис. 1.7). Во внутреннюю часть кольца осуществляется диффузия тех же примесей, но на меньшую глубину и с более высоким поверхностным сопротивлением. Эта часть выполняет функции стабилизирующего резистора. Благодаря более высокому поверхностному сопротивлению удастся увеличить сопротивление стабилизирующего резистора и повысить его действие, а благодаря меньшей глубине диффузии в этой области удастся добиться того, чтобы она не работала как эмиттер (т. е. не инжектировала ток в расположенную под ней базовую область).

В многоэмиттерной полосковой структуре для создания эмиттерных резисторов может использоваться специально суженная часть полосок эмиттерной металлизации. Можно также использовать в качестве резисторов пленку из какого-либо сравнительно высокоомного сплава (например, нихрома), включаемую в специально созданные разрывы эмиттерной металлизации [12] или специальные диффузионные области, создаваемые вне транзисторной структуры [13].

Безусловное преимущество полосковых структур по сравнению с гребенчатыми заключается в том, что в полосковых структурах стабилизирующие резисторы создать проще и стабилизация в этих структурах может быть осуществлена эффективнее, чем в гребенчатых структурах.

Говоря о различных формах эмиттеров в многоэмиттерных приборах, надо упомянуть о том, что, стремясь увеличить отношение периметра к площади, разработчики мощных ВЧ транзисторов иногда заменяют полосковые эмиттеры эмиттерными областями более сложной формы: эмиттерным областям придается форма полосок с волнистыми краями или двухсторонних гребенок с короткими зубцами.

Остановимся на форме и размерах базовых областей. У рассмотренных вариантов структур с различными очертаниями и размерами эмиттеров базовые области имеют прямоугольную форму со скругленными углами. Причины такого скругления мы рассмотрим немного дальше. Размеры базовых областей в мощных ВЧ транзисторах — это одна из характеристик, которая может быть выбрана только в результате тщательной оптимизации. С точки зрения улучшения высокочастотных усилительных свойств площадь базовой области должна быть минимальной, так как она определяет коллекторную емкость прибора. Поэтому добиваются увеличения отношения периметра эмиттера к его площади (так как площадь эмиттера составляет значительный процент площади базовой области), доводят до минимума расстояние между отдельными эмиттерами в многоэмиттерной структуре, располагают контактные площадки эмиттера и базы вне базовой области (над телом коллектора) и увеличивают толщину диэлектрического слоя под этими площадками. Перечисленные мероприятия, позволяющие уменьшить размеры базовых областей, — одно из основных направлений конструирования мощных ВЧ транзисторов. В то же время при слишком большом увеличении площади базовой области начинают сказываться тепловые ограничения: с уменьшением площади структуры уменьшается и площадь выделения тепла, что приводит к росту теплового сопротивления транзистора. Возникает противоречие, пути решения которого рассмотрены далее.

Помимо размеров и формы, описывающих очертания эмиттерных и базовых областей в плоскости, параллельной поверхности полупроводникового кристалла, эти области характеризуются размерами в направлении, перпендикулярном поверхности, т. е. глубиной.

Основным фактором, определяющим глубину залегания эмиттерного и коллекторного переходов, являются требования к их частотным свойствам: граничная частота транзисторной структуры зависит в первую очередь от толщины активного базового слоя, т. е. от расстояния между эмиттерным и коллекторным переходами. Для класса мощных ВЧ транзисторов с верхней границей рабочих частот от 30 до 80 — 100 МГц это расстояние составляет от 1,4 — 1,6 до 0,9 — 1,1 мкм. Получить такую толщину базовой области в принципе можно создавая структуры с различной глубиной залегания эмиттерного и коллекторного переходов. Однако с технологической точки зрения получать тонкий базовый слой как разность сравнительно глубоко залегающих переходов неправильно, так как подобная структура будет «технологически неустойчивой» (небольшие относительные колебания глубины коллектора или эмиттера будут приводить к резким изменениям толщины базовой области). Кроме того, при таком соотношении размеров (глубокие коллектор и эмиттер и тонкая база) не очень удачным будет распределение примесей в структуре: не будет достаточно крутым градиент распределения примесей у эмиттерного перехода и трудно будет добиться высокого содержания примесей в активной базовой области (рис. 1.8). Поэтому у современных мощных ВЧ транзисторах глубина эмиттерного перехода близка к толщине активной базовой области, т. е. глубина эмиттерного перехода составляет 1,4 — 1,8 мкм, а глубина коллекторного перехода под эмиттером — от 2,5 до 3,5 мкм.

В то же время существуют причины, по которым глубина переходов (по крайней мере, коллекторного) должна быть как можно больше. Так, пробивное напряжение электронно-дырочного перехода зависит от его формы. Для плоских переходов оно определяется концентрацией и распределением примесей по обе стороны от перехода, а для переходов, ограниченных искривленной поверхностью, оно снижается по сравнению с тем, что было бы при плоском переходе (с таким же распределением примесей, как и в неплоском переходе в направлении нормали к его поверхности). Для переходов с цилиндрической формой границы в интервале концентраций легирующих примесей в исходном кремнии  $1 — 5 \cdot 10^{15}$  ат/см<sup>3</sup> пробивное напряжение при радиусе кривизны 2,5 — 3,5 мкм может снижаться в 2 — 3 раза. Еще резче снижение пробивного напряжения для переходов со сферической формой границы.

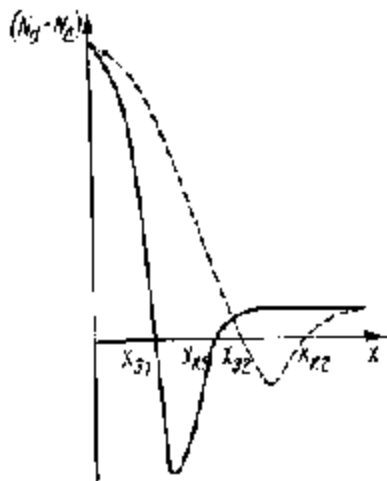


Рис. 1.8. Сравнение распределения примесей в структурах с мелко и глубоко залегающими переходами ( $N_d - N_a$  — суммарная концентрация примесей;  $x$  — расстояние от поверхности кристалла)

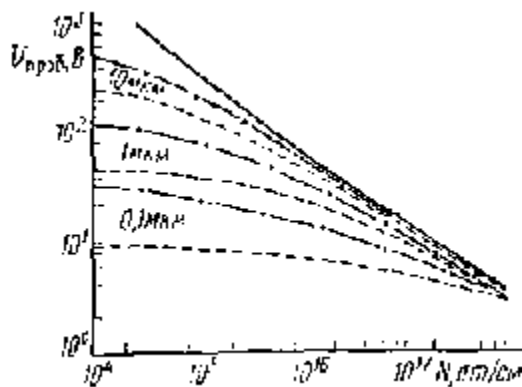


Рис. 1.9. Пробивное напряжение в зависимости от концентрации примесей в исходном кремнии и от радиуса кривизны переходов:  
 — для плоского перехода; - - - - для цилиндрического перехода; - · - · - для сферического перехода

На рис. 1.9 приведены данные о влиянии радиуса кривизны цилиндрических и сферических переходов на пробивное напряжение в кремнии [14]. При планарных  $p-n$  переходах их граница определяется формой диффузионного фронта для примесей, легирующих кремний через окно в маскирующем слое двуокиси кремния.

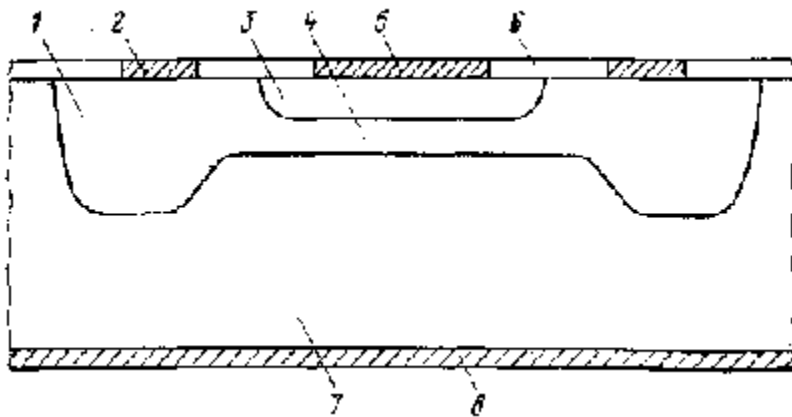


Рис. 1.10. Кремниевый планарный транзистор с охранным кольцом: 1 — охранный кольцо; 2 — базовый контакт; 3 — эмиттер; 4 — активная база; 5 — эмиттерный контакт; 6 — окисел; 7 — коллектор; 8 — коллекторный контакт

Если окно имеет прямоугольную форму, то вдоль сторон прямоугольника диффузионный фронт имеет в первом приближении очертания цилиндра с радиусом, равным глубине перехода, а в углах фронт приближенно совпадает со сферой того же радиуса. Так как в сферических переходах пробивное напряжение падает особенно сильно, базовым областям в структурах мощных ВЧ транзисторов придается не прямоугольная форма, а форма со скругленными углами так, чтобы вдоль всего периметра этих областей граница перехода приближенно могла бы считаться цилиндрической (об этом уже упоминалось ранее). Для эмиттерного перехода эта мера не является обязательной: из рис. 1.9 видно, что для концентраций примесей  $10^{18}$  ат/см<sup>3</sup> кривизна переходов даже при радиусе 0,1 мкм слабо влияет на пробивное напряжение.

Устранение в коллекторном переходе участков границ, имеющих форму, близкую к сферической путем скругления углов, является недостаточным. При той глубине коллекторного перехода, которая необходима для уверенного получения требуемой толщины активного базового слоя, т. е. при  $X_k = 2,5 - 3,5$  мкм, снижение

пробивного напряжения на краях перехода, имеющих Цилиндрическую форму, будет слишком большим. Поэтому следует увеличивать глубину залегания коллектора. Чтобы разрешить это противоречие, было предложено несколько решений. Остановимся на двух из них.

Во-первых, было предложено создавать по периферии базовой области участок  $p$ - $n$  перехода с более глубоким залеганием границы (см. рис. 1.10). Этот участок получил название охранного кольца. Если под эмиттерным переходом коллектор залегает на глубине около 3 мкм, а глубина кольца составляет 10 мкм, то для кремния типа  $n$  с исходной концентрацией примесей  $2 \cdot 10^{15}$  ат/см<sup>3</sup> пробивное напряжение планарного перехода может быть увеличено от 100 до 150 В (плоский переход для этого материала будет иметь пробивное напряжение около 200 В). Такое решение не всегда целесообразно, так как иногда есть причины, препятствующие использованию более глубоко залегающих переходов.

Во-вторых, была предложена структура, позволяющая получать глубокие планарные переходы с очень высоким (до 3200 В) пробивным напряжением [15]. Важно было преодолеть основное ограничение планарных высоковольтных переходов — снижение пробивного напряжения вблизи от поверхности из-за локального изменения концентрации носителей, связанного с загрязнениями (на поверхности кремния или в защитном окисле). Суть этого предложения заключалась в создании вокруг основного планарного перехода на небольшом расстоянии от него одного или нескольких кольцевых переходов. При подаче напряжения на основной переход область пространственного заряда у поверхности расширяется до тех пор, пока она не дойдет до первого кольца. С этого момента поле на поверхности; в зазоре между основным переходом и кольцом перестает расти, а начинает расширяться пространственный заряд с внешней стороны первого кольца. Расширение идет, пока пространственный заряд не достигнет второго; го кольца, и т. д. Если зазоры между кольцами подоб- : раны так, чтобы поле на поверхности оставалось безус- j лвно меньше критического, то при достаточном числе колец можно добиться того, что пробой начнется не на поверхности, т. е. что пробивное напряжение планарного перехода будет увеличено до объемного пробивного напряжения плоского перехода (рис. 1.11).

Подобные структуры могут быть использованы и для устранения эффекта снижения пробивного напряжения в расположенных неглубоко планарных переходах [16]. Таким образом, делительные кольца могут быть использованы при создании сравнительно низковольтных мощных ВЧ транзисторов для того, чтобы залегающие мелко планарные коллекторные переходы могли иметь напряжение пробоя, близкое к пробивному напряжению плоского перехода.

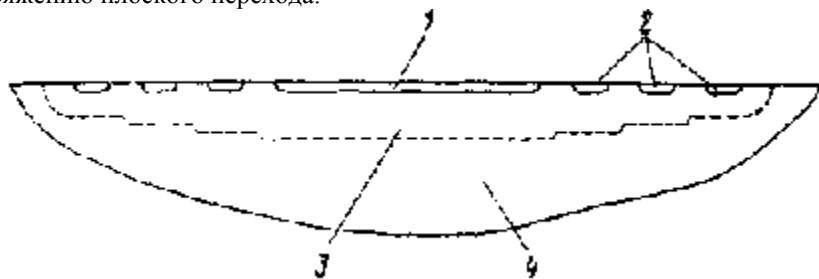


Рис. 1.11. Структура планарного перехода с делительными кольцами:

1 — диффузионная область типа  $p$ ; 2 — делительные кольца (получены диффузией примесей типа  $p$ ); 3 — область пространственного заряда; 4 — исходный материал типа  $n$

Рассмотрим вопросы, связанные с выбором формы и размеров коллекторной области. Этот выбор приходится делать так, чтобы удовлетворить целому ряду противоречивых требований. Во-первых, удельное сопротивление коллектора (по крайней мере, области, прилегающей к переходу коллектор — база) выбирается так, чтобы пробивное напряжение перехода (точнее, его плоской части) было равно заданному значению. Выбик рать более высокое удельное сопротивление нельзя, по-тому что это приведет к нежелательному росту сопротивления насыщения прибора. (На практике некоторый запас по удельному сопротивлению исходного материала должен быть, так как имеющиеся в нем дефекты могут снижать пробивное напряжение.) Если удельное сопротивление выбрано, то можно определить необходимую толщину коллектора. Чтобы не уменьшилось пробивное напряжение, толщина коллектора не должна быть меньше, чем ширина пространственного заряда при напряжении, равном расчетному значению пробивного напряжения. В то же время эта толщина не должна быть больше указанного значения, чтобы не увеличилось сопротивление насыщения прибора.

Даже при некотором запасе по толщине (при колебании ширины области пространственного заряда из-за возможной неоднородности или разброса удельного сопротивления) толщина коллектора будет достаточно малой. Для удельных сопротивлений  $1 — 5$  Ом-см оптимальная толщина коллектора будет составлять  $10 — 20$  мкм.

Пластины кремния толщиной 20 мкм не обладают механической прочностью. Кроме того, столь тонкие пластины практически нельзя подвергать термообработкам, которые неизбежны при изготовлении планарных транзисторов. Уверенно, не опасаясь коробления или поломки, можно обрабатывать пластины, толщина которых составляет 150 мкм при диаметре 40 мм, 300 мкм при диаметре 60 мм и 450 мкм при диаметре 76 мм. Но даже при толщине 150 мкм сопротивление насыщения транзисторной структуры будет иметь недопустимо большое значение. Выходом из создавшегося положения является использование структур со встречной диффу-

зией или эпитаксиальных структур.

В структуре со встречной диффузией исходную пластину кремния типа  $n$  толщиной в несколько сотен микрон с обеих сторон легируют с помощью диффузии фосфора на глубину 130 — 180 мкм. Затем с одной стороны механически (путем шлифовки и последующей полировки) удаляют легированный слой и часть высокоомного слоя так, чтобы оставшийся высокоомный слой имел заданную толщину. Затем в этом высокоомном слое создают планарную транзисторную структуру. Достоинство структур со встречной диффузией в том, что они позволяют увеличить толщину исходных пластин кремния и обеспечить требуемую механическую прочность, сохранив приемлемое значение сопротивления насыщения. Недостаток их связан с тем, что естественный разброс при механических обработках и диффузионном легировании не позволяет точно обеспечить требуемую толщину высокоомного слоя. Поэтому вместо толщины 20 мкм ее приходится делать равной, например,  $30 \pm 10$  мкм. В результате или сопротивление насыщения будет слишком большим, или пробивное напряжение слишком низким.

От этого недостатка свободны эпитаксиальные структуры, представляющие собой тонкие высокоомные слои кремния, выращенные с помощью специальных процессов на низкоомных монокристаллических подложках так, что кристаллическая структура высокоомного слоя является продолжением кристаллической структуры подложки. Технология выращивания эпитаксиальных (т. е. сохраняющих структуру подложки) слоев позволяет с высокой точностью (до  $\pm 10\%$ ) задавать их толщину и с приемлемой точностью ( $\pm 15$  —  $20\%$ ) обеспечивать их заданное удельное сопротивление. Недостаток эпитаксиального выращивания заключается в том, что в процессе роста на границе подложка — высокоомный слой и в самом слое могут возникать структурные дефекты, ухудшающие параметры приборов или приводящие к полной непригодности структур. Тем не менее с этим недостатком приходится мириться и идти на определенное, иногда значительное снижение выхода годных, так как без использования эпитаксиальных структур параметры изготавливаемых транзисторов были бы намного хуже.

Ранее отмечалось, что для улучшения ВЧ характеристик площадь перехода коллектор — база следует уменьшать, а для обеспечения требуемых тепловых параметров ее следует увеличивать. Чтобы разрешить это противоречие, были созданы кремниевые мощные многоструктурные транзисторы, представляющие собой по существу набор отдельных миниатюрных соединенных параллельно планарных транзисторов, изготовленных на общем кристалле. Если представить себе, что много-эмиттерный транзистор разделен на несколько частей» в каждой из которых сохранены имевшиеся на ней эмиттерные элементы, и что все эти части раздвинуты на сравнительно большое расстояние, то мы получим транзистор с несколькими структурами, в котором суммарная площадь коллекторных переходов и отношение периметра эмиттера к этой площади не будут сильно отличаться от исходного многоэмиттерного транзистора. Тепловое сопротивление в многоструктурном транзисторе может быть сделано намного ниже, чем в многоэмиттерном с тем же числом эмиттеров, расположенных не в нескольких, а в одной базовой области. Выигрыш в тепловом сопротивлении, получаемый при переходе от одноструктурного к многоструктурному транзистору, создается в основном за счет той части  $R_T$ , которая относится собственно к кремниевому кристаллу.

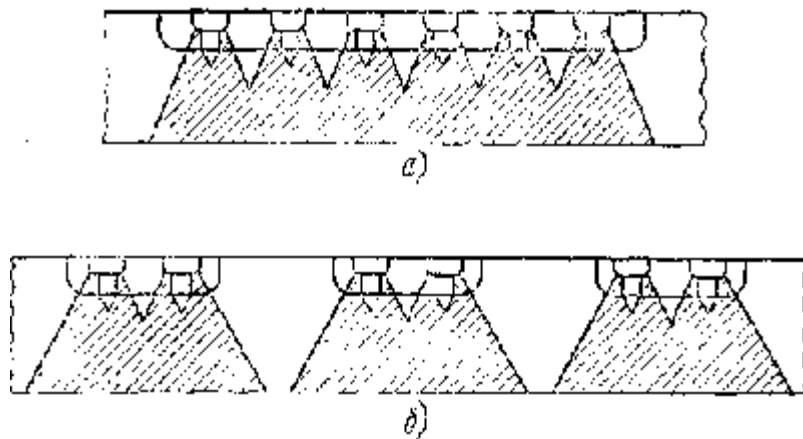


Рис. 1.12. Тепловой поток в многоэмиттерном (а) и многоструктурном (б) транзисторах

Некоторый выигрыш будет иметь место и в самом корпусе за счет того, что из кристалла в корпус придет тепловой поток большего сечения, но этот выигрыш будет составлять сравнительно небольшую долю от того, что можно выиграть по  $R_T$  в кристалле. Расчеты показывают, что за счет создания на кристалле вместо одной структуры ряда раздвинутых мелких структур разность температур между коллекторным переходом и нижней поверхностью кристалла может быть уменьшена в несколько раз. На рис. 1.12 можно увидеть качественно, как уменьшается тепловое сопротивление кристалла при переходе к многоструктурным транзисторам. В конструкциях наиболее современных мощных ВЧ транзисторов уменьшение  $R_T$ , связанное с переходом к большому числу структур, не всегда оказывается достаточным. Тогда в качестве дополнительной меры

приходится прибегать к уменьшению толщины кристалла после завершения изготовления транзисторных структур. Действительно, если транзисторы изготавливать на эпитакси-альных пластинах с толщиной высокоомного слоя около 20 мкм и толщиной подложки 400 мкм и если готовую пластину с транзисторными структурами со-шлифовать со стороны подложки на 300 мкм, то можно в несколько раз уменьшить падение температуры в кристалле кремния.

Рассмотрим некоторые требования к металлизированным токоведущим дорожкам, через которые отдельные эмиттеры в многоэмиттерном приборе соединяются с внутренними эмиттерными проволочными выводами.

Какую бы конфигурацию мы не рассматривали (типа overlay, с сетчатым эмиттером или полосковую), металлизация для каждой отдельной структуры будет иметь вид гребенок, зубцы которых подходят к контактному окнам над каждым эмиттером, а также к расположенным между ними базовым контактными окнам. При этом зубцы эмиттерной металлизации будут чередоваться с зубцами базовой металлизации. Проходя от эмиттерного вывода прибора к эмиттерным областям, ток протекает сначала по общей части металлизации, а затем по металлизированным дорожкам — зубцам, идущим вдоль полосковых эмиттеров и контактирующих с эмиттером по всей длине полоски.

Ток, идущий вдоль зубца, создает на нем падение напряжения. В результате открывающее напряжение будет меняться вдоль каждого эмиттера, убывая от начала дорожки к ее концу. Плотность эмиттерного тока также будет падать от начала эмиттера к его концу, причем это падение может быть весьма значительным. В неправильно сконструированном с этой точки зрения приборе может оказаться, что в каждом эмиттере практически работает только незначительная его часть, расположенная со стороны общей шины эмиттерной металлизации. Некоторая компенсация этого отрицательного явления происходит за счет падения напряжения на зубцах базовой металлизации, оказывающего обратное действие, но, так как базовый ток гораздо меньше, чем эмиттерный, роль этого компенсирующего эффекта сравнительно невелика.

В ряде работ приводится расчет изменения плотности тока вдоль эмиттерного зубца и даются формулы, связывающие плотность тока с расстоянием до начала зубца. Здесь мы сформулируем лишь качественные требования к размерам металлизированных дорожек, например, когда они лежат над полосковыми эмиттерами. Необходимо эти размеры выбирать так, чтобы плотность тока на конце полоски не сильно падала по сравнению с плотностью тока в начале. Для этого надо, чтобы сопротивление металлизированной полоски  $R=pl/s$  ( $p$  — удельное сопротивление материала полоски,  $l$  — длина, а  $s$  — площадь поперечного сечения) было минимальным. Удельное сопротивление материала полоски — заданная величина. Площадь поперечного сечения полоски — также величина ограниченная (ширина металлизированной полоски определяется шириной эмиттера, а толщина — технологическими возможностями, но, как правило, она не превышает в мощных ВЧ транзисторах 1 — 2 мкм). Поэтому если допустить определенный спад плотности тока к концу полоскового эмиттера, то это практически наложит ограничение на длину металлизированной полоски и, следовательно, на длину самого эмиттера. Как правило, в структурах мощных ВЧ транзисторов длина эмиттерных полосок составляет 100 — 200 мкм, более длинные эмиттеры работают неэффективно.

Заканчивая рассмотрение вопросов, связанных с выбором формы и размеров различных областей в структурах мощных ВЧ транзисторов, приведем описание кристалла одного из современных мощных транзисторов [17]. Размеры кристалла 4,5X6,65 мм. На кристалле размещаются 24 базовые области (структуры) размером 1,25X0,24 мм каждая. В одной такой структуре расположено 40 эмиттеров шириной по 12 мкм и длиной 220 мкм. Расстояние между соседними эмиттерами составляет 18 мкм. Таким образом, площадь кристалла (около 30 мм<sup>2</sup>) более чем в 4 раза превосходит суммарную площадь всех коллекторных переходов (7,2 мм<sup>2</sup>). Это дает возможность получить тепловое сопротивление кристалла намного меньше, чем оно было бы в одноструктурном транзисторе с той же площадью коллектора. Общее число эмиттеров 960, а их суммарный периметр составляет 445 мм, т. е. почти полметра (на структурах площадью всего лишь 7,2 мм<sup>2</sup>). Впечатляют также и электрические параметры транзистора, собранного из этого кристалла: прибор имеет допустимое коллекторное напряжение свыше 100 В, ток коллектора свыше 50 А и в диапазоне 1,5 — 30 МГц может отдавать в нагрузку мощность 175 — 200 Вт.

Чтобы создать мощные ВЧ транзисторы, отвечающие требованиям сегодняшнего дня, недостаточно спроектировать правильным образом кристалл с транзисторной структурой. Необходимо разработать соответствующие технологические методы и средства, позволяющие реализовать эту структуру, создать конструкции корпуса, а также правильным образом и с выполнением необходимых технологических требований собрать кристалл в этот корпус.

Далее рассмотрим вопросы, связанные с особенностями технологии изготовления кристаллов со структурами мощных ВЧ транзисторов, особенности конструкции их корпусов и некоторые вопросы, связанные с их сборкой.



## ГЛАВА ВТОРАЯ

### ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ И КОНСТРУКЦИИ МОЩНЫХ ВЧ ТРАНЗИСТОРОВ

#### 2.1. ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ КРИСТАЛЛОВ

Все современные мощные ВЧ транзисторы имеют планарную структуру. Такие структуры изготавливают с помощью комплекса специальных технологических методов, получившего название планарной технологии [18, 19]. Рассмотрим особенности технологии изготовления кристаллов со структурами мощных ВЧ транзисторов.

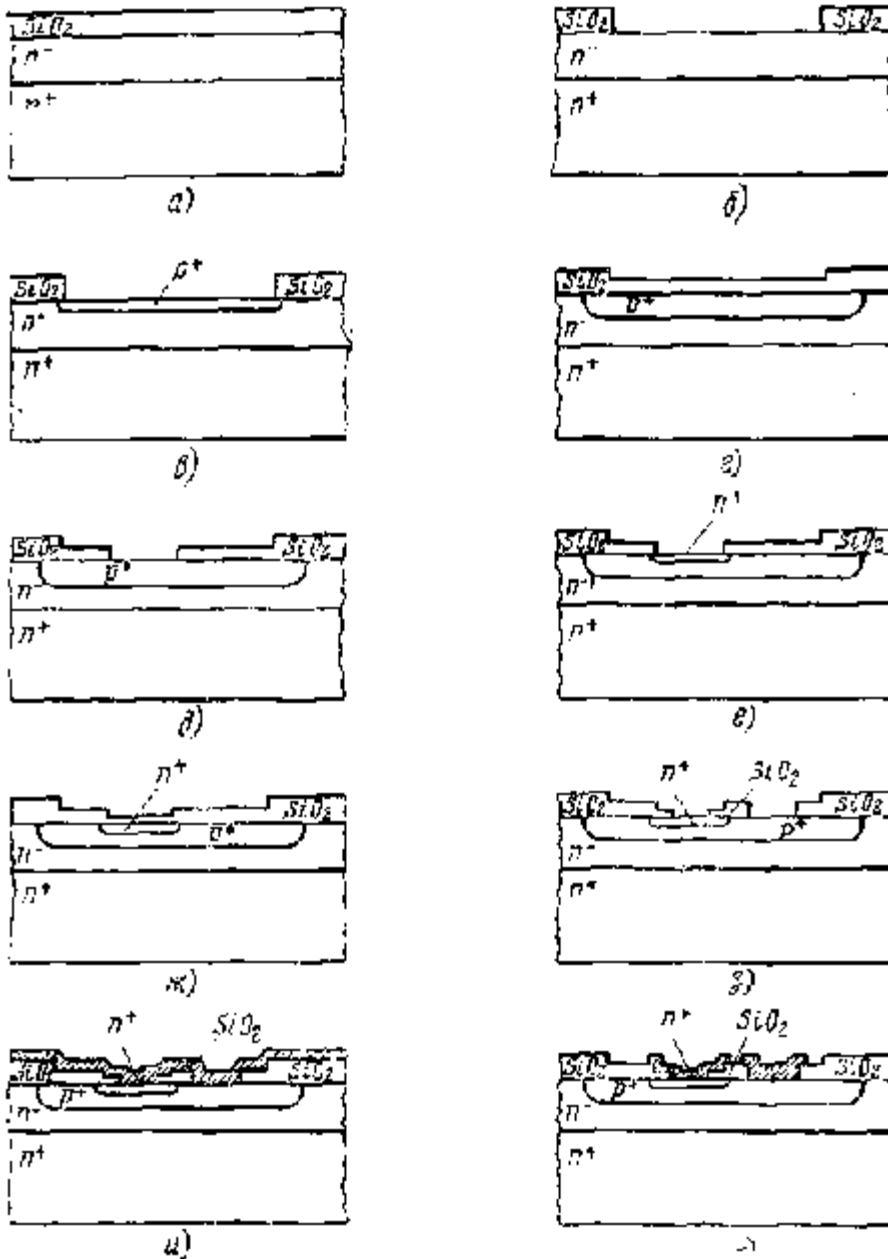


Рис. 2.1. Основные операции планарной технологии: а - окисление; б - фотолитография базовых окон; в - диффузия бора (первая стадия); г - диффузия бора (вторая стадия) д-фотолитография эмиттерных окон; е - диффузия фосфора (первая стадия); ж - диффузия фосфора (вторая стадия); з - фотолитография контактных окон; и - напыление алюминия; к - фотолитография контактов

Последовательность основных операций планарной технологии приведена на рис. 2.1. Изготовление транзисторной структуры начинается с выращивания на поверхности исходной эпитаксиальной  $n^-n^+$ -структуры слоя двуокиси кремния в потоке сухого кислорода, в парах воды или с помощью какого-либо другого метода. Этот слой двуокиси кремния служит для маскировки при последующем осуществлении диффузии. Затем с помощью фотолитографической обработки в маскирующем слое вытравливаются окна, через которые проводится диффузия бора для создания базовых областей. Диффузия бора осуществляется в две стадии. Во время первой в

кремнии создается очень тонкий, толщиной в несколько десятых долей микрометра, слой типа  $p$  с поверхностной концентрацией, близкой к предельной, с заданным поверхностным сопротивлением и тем самым с заданным количеством атомов примесей на единицу площади легируемого кремния. Толщина слоя окиси должна быть такой, чтобы во время первой стадии сквозь нее не успевали продиффундировать атомы бора. Диффузия осуществляется из потока газа-носителя, или из параллельного поверхности пластины источника, или из источника, нанесенного на поверхности самой пластины. В последнем случае перед второй стадией диффузии источник, содержащий атомы бора, удаляется с поверхности. Вторая стадия диффузии заключается в термообработке, во время которой примеси, введенные во время первой стадии, проникают в кремний на большую глубину, формируя при этом базовую область прибора. Такой метод проведения диффузии в две стадии дает возможность независимо задавать глубину базовой области и количество вводимых в нее примесей. Он также позволяет более точно регулировать поверхностную концентрацию бора. Обычно вторую стадию диффузии совмещают с повторным окислением. Это позволяет уменьшить вероятность проникновения в базовую область нежелательных загрязнений.

После диффузии бора проводится фотолитографическая обработка и в окисной пленке вытравливаются окна, в которых создаются эмиттерные области. Затем в эти окна осуществляется диффузия фосфора, которая также проводится в две стадии. За время первой стадии, проводимой, как правило, в потоке газа-носителя, на поверхности окисла и в эмиттерных окнах образуется пленка фосфорно-силикатного стекла ( $P_2O_5 \cdot SiO_2$ ). Перед проведением второй стадии диффузии эта пленка, как правило, не удаляется. В результате на поверхности эмиттера будет обеспечена концентрация фосфора, близкая к предельной. Кроме того, наличие на поверхности структуры пленки фосфорно-силикатного стекла способствует стабилизации ее параметров. Возможен вариант, когда перед второй стадией диффузии фосфора фосфорно-силикатное стекло удаляется частично — оно стравливается с поверхности окон, но остается на пленке  $SiO_2$ . Тогда вторая стадия диффузии фосфора совмещается с окислением: в эмиттерных окнах выращивается пленка окисла, в которой затем создаются контактные эмиттерные окна.

Следующая после диффузии фосфора операция — фотолитография для создания контактных эмиттерных и базовых окон. Вслед за этим на поверхность напыляется металл, чаще всего алюминий, служащий для создания токоведущих дорожек, эмиттерных и базовых контактов и контактных площадок, служащих для присоединения внутренних базовых и эмиттерных проволочных выводов. Последняя операция — фотолитография для создания требуемого рисунка металлизации. Затем структуры, изготовленные на пластине, проверяют, бракуют. Пластины методом скрайбирования или с помощью резки алмазной дисковой пилой разделяют на отдельные кристаллы.

Чтобы обеспечить необходимые значения электрических параметров транзисторной структуры, требуется с высокой точностью получать заданные размеры и глубины базовых, эмиттерных и коллекторных областей, а также заданные поверхностные концентрации и количества примесей в этих областях. Возможность получения заданных геометрических и электрофизических параметров структуры с жесткими допусками зависит от точности используемого оборудования и применяемых методов. Современные печи для окисления и диффузии обеспечивают во время технологических процессов точность задания и поддержания температуры около  $\pm 1$  °C. Такой допуск на температуру обеспечивает разброс (коэффициента диффузии в пределах  $\pm 3\%$ . Разброс поверхностного сопротивления вводимых при диффузии примесей зависит от разброса температуры, но в большей степени он определяется постоянством скорости потока газа-носителя, а также равномерностью подходящего к поверхности кремния потока легирующей примеси. Различные методы диффузии, применяемые на практике, направлены как раз на то, чтобы повысить равномерность этого потока. Уровень современных методов диффузии позволяет обеспечить разброс поверхностного сопротивления легированного слоя, создаваемого в процессе диффузии, от  $\pm 5$  до  $\pm 10\%$ . (Эти цифры справедливы, когда речь идет о рассматриваемом классе ВЧ транзисторов. Если говорить об СВЧ транзисторах, для которых надо получать более высокие поверхностные сопротивления, то этот разброс может составлять 10 — 20%.) Такой разброс для ВЧ транзисторов вместе с указанным ранее разбросом коэффициента диффузии позволяет получать заданную глубину легированного слоя с точностью 5 — 10%. Это означает, что необходимая в мощных ВЧ транзисторах толщина активной базовой области, составляющая от 1 до 1,5 мкм, может быть обеспечена с точностью  $\pm(0,1 — 0,2)$  мкм. Для структур с толщиной базовой области  $1 \pm 0,2$  мкм граничные частоты могут иметь значения от 200 до 500 МГц, т. е. различаться в 2,5 раза. Если этот разброс можно уменьшить и получить толщину  $1 \pm 0,1$  мкм, то диапазон граничных частот будет составлять примерно 280 — 420 МГц.

Для статического коэффициента передачи тока разброс получаемых значений будет еще более высоким, поскольку он сильно зависит от содержания примесей в активной базовой области. Содержание этих примесей при создании транзисторных структур задается как разность имеющихся близкие значения концентраций доноров и акцепторов (по крайней мере, вблизи от эмиттерного перехода). Та точность достижения глубин переходов и концентраций примесей, которую позволяют получить современные технологические методы, не дает возможности обеспечить малый разброс содержания примесей в активной базовой области. В результате статический коэффициент передачи тока мощных ВЧ транзисторов может составлять в типичных случаях от 15 до 80.

Большое влияние на разброс параметров транзисторных структур оказывают характеристики коллекторной высокоомной области. От разброса толщины и удельного сопротивления этой области зависят разбросы таких параметров, как пробивное напряжение и сопротивление насыщения. Если (см. § 1.3) точность задания

удельного сопротивления высокоомного эпитаксиального слоя составляет  $\pm 20\%$ , а точность задания толщины  $\pm 10\%$ , то разброс сопротивления насыщения будет не менее  $\pm 30\%$  (за счет разброса времени жизни неосновных носителей в коллекторе диапазон получаемых сопротивлений насыщения может быть еще больше). Таким образом, в лучшем случае сопротивления насыщения будут различаться не менее чем в 2 раза. Разброс пробивных напряжений коллектора, на первый взгляд, должен быть близок к разбросу значений удельного сопротивления, т. е. к  $\pm 20\%$ . Однако из-за того, что толщина коллекторного высокоомного слоя выбирается близкой к толщине области пространственного заряда при пробое, разброс значений пробивных напряжений будет более значительным и для основной массы структур будет составлять  $\pm 25\%$ . При этом надо учитывать, что наличие в коллекторном слое микронеоднородностей может приводить к дополнительному уменьшению нижней границы диапазона пробивных напряжений коллектора.

Толщина маскирующего окисного слоя, вообще говоря, должна быть достаточно большой для того, чтобы защитить расположенный под окислом кремний от диффузии бора или фосфора. Но слишком толстый окисел затруднит точное выполнение фотолитографических операций (см. далее). Однако для ВЧ транзисторов с не слишком высокой рабочей частотой (до 100 МГц) не требуется особо точная фотолитография, поэтому ограничения, налагаемые на толщину окисла, можно было бы считать достаточно слабыми. Необходимо, однако, отметить то обстоятельство, что во время второго окисления, проводимого вместе со второй стадией диффузии бора, значительная часть бора, введенного в кремний во время первой стадии диффузии, может попасть в окисел и при этом поверхностное сопротивление базовой области сильно изменится. В связи с этим необходимо очень точно воспроизводить условия окисления кремния при второй стадии диффузии, так как уже небольшое изменение этих условий будет приводить к очень большим изменениям поверхностного сопротивления базовой области.

Итак, при весьма высокой точности проведения технологических процессов разброс параметров транзисторных структур может быть очень велик. Разработчики транзисторов пытаются осуществить дальнейшее повышение точности и воспроизводимости процессов. Например, на первых стадиях легирования областей базы и эмиттера можно использовать прецизионный метод ионного легирования. Однако специалисты, использующие в своей аппаратуре мощные ВЧ транзисторы, должны себе представлять, что те разбросы параметров транзисторов, с которыми им приходится сталкиваться, получаются при реализации методов и оборудования, обладающих почти предельно достижимой в наше время точностью.

Обсудим теперь технологические вопросы, связанные с обеспечением формы и размеров областей транзисторной структуры в плоскости, параллельной поверхности пластин. В основном получение заданных размеров областей связано с точностью, которой обладает фотолитография, используемая при травлении окон в пленке двуокиси кремния и рисунков металлизации. Типовая последовательность операций при фотолитографической обработке состоит в нанесении на поверхность обрабатываемой пластины слоя светочувствительного вещества — фоторезиста, сушке этого слоя, экспонировании поверхности пластины потоком света (обычно ультрафиолетового) через фотошаблон, представляющий собой стеклянную или кварцевую пластину с изображением вытравливаемого рисунка. После экспонирования проводится проявление — удаление фоторезиста в тех местах, где должно проводиться травление окисла или металла. После проявления фоторезист сушат и травят те области поверхности пластины, которые не закрыты фоторезистом. После травления фоторезист удаляют со всей пластины, пластину моют, сушат и передают на дальнейшие операции.

Источниками неточностей при создании на кремнии требуемого рисунка могут быть разброс размеров изображения на фотошаблоне, уход размеров при перенесении рисунка с фотошаблона на фоторезист, уход размеров при травлении рисунка в окисле или на металле и ошибки при совмещении фотошаблона с рисунком, ранее созданным на поверхности кремниевой пластины. Возможности современной фотолитографии позволяют в условиях производства обеспечивать точность воспроизведения рисунка и точность совмещения  $\pm (0,3 — 0,5)$  мкм. Такая точность необходима при изготовлении СВЧ транзисторов, минимальные размеры элементов которых составляют 1 мкм и менее. В мощных ВЧ кремниевых транзисторах минимальные размеры элементов могут составлять 3 — 4 мкм. Для создания рисунков и -совмещения последовательных слоев с такими размерами элементов не требуется столь высокая точность, достижение которой связано с серьезными затруднениями. Для создания и совмещения рисунков с минимальными размерами элементов 3 — 4 мкм достаточно иметь точность  $\pm (1 — 1,5)$  мкм, что на современном уровне фотолитографии не связано с особыми трудностями, если только толщина обрабатываемых слоев не превосходит 1 мкм.

Говоря о требованиях к толщине маскирующих окисных слоев и металлических пленок на кремнии мы отметили, что толщину окисла надо увеличивать для улучшения качества маскировки при диффузии, а метал-

лизацию следует делать толще для уменьшения падения напряжения вдоль эмиттерных токопроводящих зубцов. В то же время увеличение толщины окисла и металлизации затрудняет проведение фотолитографических операций. Например, пусть ширина эмиттерной металлизированной дорожки равна 6 мкм. Для уменьшения ее сопротивления желательно увеличивать толщину напыляемого металла. Однако с увеличением толщины металла будет расти глубина травления в боковом направлении при осуществлении фотолитографической обработки. Из рис. 2.2 видно, что после того, как толщина достигает 2 мкм, поперечное сечение практически перестанет увеличиваться. Если учесть, что с ростом глубины травления растет еще неравномерность края, то при толщине металлического слоя свыше 2 мкм появится вероятность локального уменьшения поперечного сечения дорожек или даже их полного стравливания.

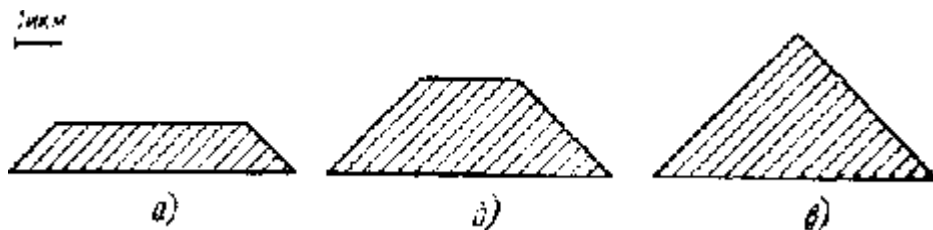


Рис. 2.2. Связь площади поперечного сечения металлизированной дорожки с ее толщиной:

*a* — толщина много меньше ширины; *б* — толщина приближается к полуширине; *в* — толщина больше полуширины

В последние годы получило широкое развитие направление работ, позволяющее и при значительной толщине обрабатываемых слоев сохранять их размеры. Речь идет о замене обычного жидкостного травления слоев плазмохимическим травлением. При этом практически исключается подтравливание в боковом направлении и точность сохранения размеров может достигать  $\pm 0,1 - 0,2$  мкм.

Особенностью технологии изготовления структур мощных ВЧ транзисторов является необходимость предотвращения возникновения технологических дефектов. Источников возникновения дефектов очень много. Это прежде всего структурные дефекты и неоднородности в исходных эпитаксиальных пленках. Серьезными дефектами, возникающими в процессе окисления, являются точечные отверстия в окисле (так называемые проколы), посторонние твердые частицы и вырастающие вблизи более мелких дефектов монокристаллики кварца с острыми гранями, прокалывающие пленку резиста при проведении фотолитографии. Наиболее опасные дефекты, возникающие в процессе диффузии, связаны с попаданием на пластины посторонних частиц, в особенности из фосфоросодержащих веществ (если речь идет о диффузии бора), с проникновением в кремний быстродиф-фундирующих примесей и с пластической деформацией пластин в процессе высокотемпературной ( $1200^\circ\text{C}$ ) диффузии. Основным источником дефектов в фотолитографии являются посторонние частицы, попадающие на пластину или шаблон при литографии. К таким частицам следует отнести и кремниевую пыль. Вредная роль твердых частиц при фотолитографических операциях усугубляется еще тем, что, попадая между пластиной и шаблоном, они царапают слой резиста, окисел, металлизацию или сам шаблон. В последнем случае они становятся причиной возникновения дефектов и на создаваемых впоследствии структурах. Более подробно о всех этих дефектах сказано в специальной технологической литературе [19, 20].

Дефекты, возникающие при создании планарных структур, являются причиной брака. Брак может быть двух видов. Он может приводить к появлению негодных структур в процессе их изготовления, а может проявиться впоследствии, приводя или к катастрофическим, или к деградационным отказам приборов. Для борьбы с браком и источниками его возникновения проводятся разнообразные мероприятия. Большинство из них носит общий характер, например улучшение методов и повышение качества очистки полупроводниковых пластин, различных используемых в производстве материалов, воды, растворителей, газов, оснастки. Ряд мер носит специальный характер. Например, совмещение второй стадии диффузии бора с окислением позволяет резко снизить вредное влияние фосфоросодержащих частичек, растворяющихся в растущем окисле. Для борьбы с точечными дефектами типа проколов в процессе проведения фотолитографических операций можно проводить фотолитографию в два этапа, нанося резист и осуществляя обработку последовательно два раза. Очень большой эффект дает переход к проекционной фотолитографии, когда не приходится приводить пластину и фотошаблон в соприкосновение. Кроме того, при использовании проекционной литографии гораздо меньше изнашиваются шаблоны и срок их службы продлевается во много раз.

Вероятность возникновения очень многих типов дефектов зависит от площади кристалла. Очевидно, что и число появляющихся бракованных структур также увеличивается с увеличением площади структуры. При этом в ряде случаев можно говорить, что какой-то тип дефектов, приводящий, скажем, к полному браку, появляется с определенной вероятностью, соответствующей какому-то конкретному числу дефектов на единицу площади. С увеличением площади структуры наступит момент, когда вероятность попадания дефекта на каждую структуру приближается к единице. Тогда выход годных структур будет практически равен нулю. Иначе говоря, с увеличением площади транзисторной структуры процент выхода годных структур может падать очень резко. Относительно низкий процент выхода годных структур — это серьезнейшее препятствие на пути разработки и производства мощных ВЧ транзисторов, представляющих собой сложнейшие полупроводниковые приборы, не уступающие по числу элементов (достигающему нескольких тысяч) большим интегральным схемам, а по требованиям к идентичности и к свойствам этих элементов превосходящие их.

Итак, к технологии изготовления кристаллов со структурами мощных ВЧ транзисторов предъявляются очень высокие требования. В то же время уровень технологии является во многих случаях определяющим и для достижения требуемых значений параметров изготавливаемых структур, и приемлемого выхода годных. Уровень технологии — очень существенный фактор обеспечения достаточно высокой надежности мощных ВЧ транзисторов.

## 2.2. ТРЕБОВАНИЯ К КОРПУСАМ И ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ

Перечислим основные требования к корпусам мощных ВЧ транзисторов. Корпуса должны:

1. Обладать малыми паразитной индуктивностью выводов и межэлектродной емкостью. Это необходимо для обеспечения высокой рабочей частоты, достаточно высокого коэффициента усиления ВЧ мощности, необходимой широкополосности и малого коэффициента подавления комбинационных частот (последние два требования относятся к транзисторам, предназначенным для линейных широкополосных усилителей).

2. Иметь выводы, изолированные от теплоотводящего основания корпуса. Без выполнения этого требования значительно затрудняется создание ВЧ усилителей.

3. Обладать малым тепловым сопротивлением, так как от современных мощных ВЧ транзисторов приходится отводить десятки и даже сотни ватт выделяющейся в них мощности. Это требование особенно трудно выполнить в связи с тем, что площадь источника выделения тепла, т. е. разогретого кристалла, несмотря на принятые меры (создание на кристалле большого числа разнесенных структур), намного меньше, чем у НЧ мощных транзисторов с такой же рассеиваемой мощностью, а также в связи с тем, что транзисторная структура в этих приборах электрически изолируется от монтажной части корпуса, через которую идет отвод тепла во внешнюю среду,

4. Обеспечивать в том месте, куда монтируется кристалл, близость коэффициентов теплового расширения кристалла и кремния. Без этого нельзя обеспечить механическую прочность прибора, а также устойчивость его к циклическим температурным и термоэлектрическим нагрузкам.

5. Обеспечивать герметичность того объема, в котором размещается кристалл. Это связано с тем, что прибор должен длительно выдерживать воздействие окружающей среды во всем диапазоне рабочих температур, в том числе и в условиях высокой влажности.

Среди этих требований для мощных ВЧ транзисторов специфичны первые три. Разрешить их удалось благодаря уникальному сочетанию свойств окиси бериллия, обладающей высокой теплопроводностью, близкой к теплопроводности металлов, и в то же время являющейся диэлектриком. Керамика, созданная на основе окиси бериллия, имеет очень малый коэффициент теплового расширения, довольно близкий к коэффициенту расширения кремния.

В последнее время появляются сведения о том, что ведутся работы по использованию еще одного вещества, обладающего подобными свойствами, а именно нитрида алюминия. Кроме того, есть сведения об использовании в качестве диэлектрических теплопроводящих подложек материалов на основе алмаза.

Рассмотрим теперь конструкции некоторых типов корпусов, используемых для сборки мощных ВЧ транзисторов. Один из первых корпусов, в которые начали собирать мощные ВЧ транзисторы, — корпус типа КТ4. Основа корпуса — монтажное основание (диск из керамики на основе окиси бериллия), на которое должен напаиваться кристалл с транзисторной структурой. Керамическое основание напаивается высокотемпературным припоем на медный фланец с монтажным винтом. Чтобы можно было осуществить эту напайку, на керамическом диске предварительно создается металлизация. Для этого на нижнюю сторону керамики наносится молибден-марганцевая паста, которая жжигается при высокой температуре, а затем никелируется. На верхнюю сторону через трафарет также наносится рисунок из молибдено-марганцевой пасты. К различным областям этого рисунка одновременно с напайкой диска на фланец припаиваются штыревые выводы эмиттера, базы и коллектора. Металлизированные области на керамике служат для монтажа кристалла (с этой областью связан коллекторный штыревой вывод) и для приварки внутренних проволочных выводов эмиттера и базы, идущих от кристалла (с этими областями связаны эмиттерный и базовый штыревые выводы). Фланец с керамическим основанием и собранным на нем кристаллом герметизируют баллоном, представляющим собой металлический цилиндр с керамической крышкой, в сквозные отверстия которой впаяны металлические трубки, закрытые с верхнего конца. При одевании баллона на фланец штыревые выводы эмиттера, базы и коллектора входят в эти трубки. После герметизации трубки обжимаются вокруг выводов для надежного электрического контакта между внешними и внутренними выводами.

Корпус К.Т4 показан на рис. 2.3. В него собирают приборы с мощностью рассеяния до 20 Вт. Для сборки более мощных приборов, например с мощностью рассеяния до 100 Вт, используется корпус КТ7, имеющий ту же конструкцию, но большие габариты. В корпусах КТ4 и К.Т7 обеспечиваются изоляция всех выводов от монтажного фланца, механическая прочность места соединения кристалла с керамическим основанием, высокая герметичность и сравнительно невысокое тепловое сопротивление. При создании этих корпусов возникла проблема обеспечения прочности соединения керамики с монтажным фланцем. Дело в том, что монтажный фланец изготавливается из меди, коэффициент термического расширения которой во много раз больше, чем коэффициент расширения керамики на основе окиси бериллия. Уже при охлаждении от точки затвердевания припоя, которым керамика напаивается на фланец, до комнатной температуры в керамике и меди, а также в соединяющем их припое возникают значительные механические напряжения. Прочность припоя и меди достаточно высоки для того, чтобы выдержать эти напряжения. Что же касается керамики, то возникающие в ней напряжения могут оказаться близкими к пределу прочности и она может разрушаться или сразу после пайки, или при последующей резкой циклической смене температур. Чтобы предотвратить разрушение керамики, приходится припаивать ее к фланцу не по всей площади, а делать на фланце в центре специальное возвышение, диаметр которого намного меньше диаметра керамики, но превосходит размеры монтируемого в корпусе кристалла. В результате тепловое сопротивление такой конструкции возрастает

незначительно, а механическая прочность возрастает существенным образом, так как площадь, по которой соединены керамика и фланец, уменьшается в несколько раз.

Мощные ВЧ транзисторы с корпусами КТ4 и КТ7 используются в резонансных усилителях. В мощных же ВЧ широкополосных усилителях их эффективно использовать нельзя, поскольку индуктивность выводов в этих корпусах слишком велика. В широкополосных устройствах пришлось перейти к другим конструкциям корпусов, выводы которых обладали бы меньшей индуктивностью, а именно к конструкциям, используемым для сборки мощных СВЧ транзисторов. Эти конструкции, рассчитанные для работы на частотах 0,2 — 1 ГГц, характеризуются малой индуктивностью выводов и безусловно пригодны для создания ВЧ широкополосных устройств, работающих на частотах до 100 МГц. Это корпуса типов КТ17 — КТ19, КТ30 и КТ31. Основа корпусов — диск из керамики на основе окиси бериллия, похожий на аналогичные диски в корпусах КТ4 и КТ7. Снизу к такому диску припаивается медный фланец с монтажным винтом (в корпусах КТ17 — КТ19) или плоский медный фланец с двумя отверстиями для крепления (в корпусах КТ30 и КТ31).

Корпуса КТ17 и КТ30 предназначены для приборов, рассеивающих мощность до 40 Вт, корпуса КТ18 — до 140 Вт, корпуса КТ31 — до 200 Вт и корпуса КТ19 — до 300 Вт.

На рис. 2.4 показан наиболее мощный корпус из этой серии — КТ19 (рисунок металлизации на керамическом основании показан множеством точек). С краев к металлизированным областям припаяны четыре малоиндуктивных ленточных вывода, расположенных под прямыми углами. Одна пара выводов, расположенных с противоположных сторон основания, — это выводы коллектора и базы, а другая пара — эмиттерные выводы. Корпус имеет два эмиттерных вывода, чтобы их индуктивность была минимальна. Герметизируются все корпуса этой серии с помощью крышечки из алюмооксидной керамики, приклеиваемой к основанию. По сравнению с корпусами КТ4 и КТ7 корпуса с малоиндуктивными ленточными выводами обладают лучшими электрическими характеристиками и примерно одинаковыми тепловыми и механическими.

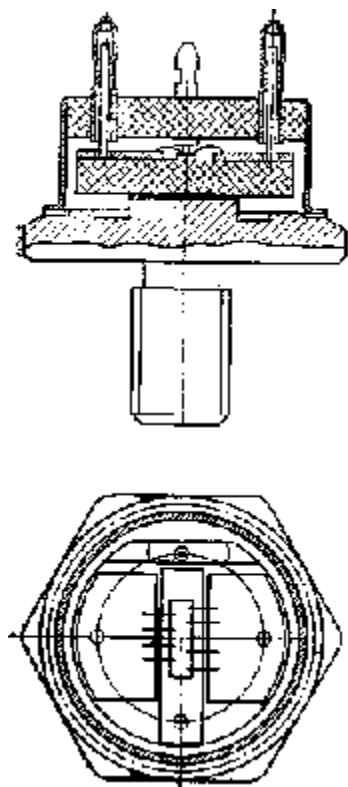


Рис. 2.3. Корпус КТ4

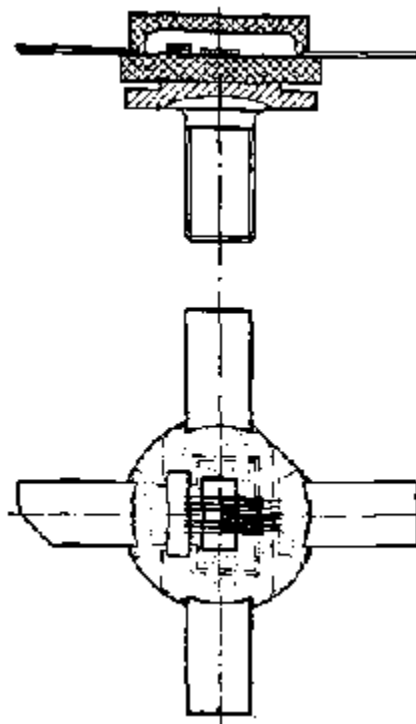


Рис. 2.4. Корпус КТ19

Конструкции с паяными и сварными соединениями более надежны с точки зрения герметичности, чем конструкции с герметизирующим клеевым швом. Для удешевления приборов и упрощения технологии ряд зарубежных фирм вместо приклейки керамических крышек используют для герметизации заливку кристаллов, собранных на основании из оксибериллиевой керамики, пластмассой. Приборы, герметизированные пластмассой, могут использоваться в аппаратуре, от которой не требуется высокая стойкость к внешним воздействиям или которая герметизируется целиком после сборки.

В корпусе КТ19 могут собираться приборы, рассеивающие мощность до 300 Вт. Такую мощность они могут рассеивать, только если коллекторный переход в кристалле работает при температуре, равной 200 °С, т. е. при предельно допустимой температуре, и если от корпуса осуществляется идеальный отвод тепла, т. е. его температура равна 25 °С. Иначе говоря, тепловое сопротивление приборов в корпусе КТ19 (между переходом и монтажной поверхностью фланца) не может быть сделано меньше, чем 0<sup>1,6</sup>°С/Вт. Если же мы хотим работать не при предельной температуре перехода, а, скажем, на 25° ниже и если отвод тепла осуществляется путем

прижатия корпуса к охлаждаемому теплоотводу, то мощность, рассеиваемая прибором в корпусе КТ19, не превысит 190 Вт. (Тепловое сопротивление между этим корпусом и теплоотводом, к которому он прижимается, не может быть меньше, чем  $0,2 \text{ }^\circ\text{C}/\text{Вт}$ .)

Для более мощных приборов корпуса, подобные КТ19, нельзя считать перспективными, так как дальнейшее увеличение диаметров керамического основания и столика, на который оно припаивается, не позволит обеспечить в керамике безопасный уровень механических напряжений. Рассчитывать на эффективный отвод мощности около 300 — 400 Вт и выше при не слишком высоких температурах кремниевого кристалла можно, только если использовать для охлаждения жидкость, протекающую непосредственно над кристаллом (например, фреон), или если создавать корпуса, непосредственно охлаждаемые водой. Подобный корпус был описан в [21], где сообщается о разработке транзистора, предназначенного для работы в диапазоне 1,5 — 30 МГц, отдающего и рассеивающего мощность до 500 Вт. Охлаждение этого корпуса осуществляется потоком воды, проходящей под давлением 3 атм. мимо медных ребер, расположенных непосредственно под тонкой медной пластиной, на которую напаяны прокладки из оксибериллиевого керамики со смонтированными на них кристаллами.

На практике не удается полностью использовать тепловые и электрические характеристики, которыми обладает полупроводниковый кристалл с созданной в нем транзисторной структурой. Следующим шагом в этом направлении может явиться создание гибридных интегральных схем линейных широкополосных ВЧ усилителей, куда непосредственно будут монтироваться на теплопроводящую подложку кристаллы со структурами мощных ВЧ транзисторов (так называемые бескорпусные транзисторы). Однако это возможно при надежной герметизации блока усилителя и когда можно без проверки считать, что структура обладает всеми необходимыми ВЧ параметрами. Современный уровень технологии не позволяет обойтись без проверки ВЧ параметров на стадии изготовления приборов. Поэтому в качестве подходящего решения следует рекомендовать создание так называемых малокорпусных транзисторов — подложек из оксибериллиевого керамики с ленточными выводами, на которые вмонтированы кристаллы и которые герметизированы с помощью крышечек. Такие подложки могут прямо припаиваться к теплоотводящим платам, на которых смонтированы гибридные ВЧ усилители.

В отличие от бескорпусных транзисторов, малокорпусные могут быть предварительно проверены по всем основным электрическим параметрам. В то же время они герметичны и по своим габаритам существенно меньше обычных мощных ВЧ транзисторов с монтажными винтами или фланцами.

### 2.3. ОСОБЕННОСТИ СБОРКИ

Итак, одно из существенных требований, предъявляемых к конструкциям корпусов ВЧ транзисторов, заключается в том, что кристалл, собранный в корпус, не должен потерять те потенциальные возможности, которые в нем заложены. Это же требование в полной мере относится и к сборке кристаллов в корпуса: сборка должна обеспечивать максимальную реализацию потенциальных возможностей, заложенных в транзисторной структуре.

Сборка включает в себя две операции — напайку кристаллов на основание из оксибериллиевого керамики и монтаж внутренних выводов. При напайке кристаллов на основание необходимо, во-пер-вых, обеспечивать, чтобы тепловое сопротивление, вносимое переходными слоями, было минимальным, и, во-вторых, не допускать появления под кристаллом участков, через которые поток тепла был бы затруднен.

При сборке мощных ВЧ транзисторов практически никогда не используются мягкие припои, так как они не обладают высокой теплопроводностью и, помимо этого, очень трудно получать при пайке достаточно тонкий слой мягкого припоя. Пайку осуществляют с помощью эвтектического сплава золото — кремний или с помощью прокладок из чистого золота. В первом случае нижнюю поверхность кристалла и тот участок металлизации керамического основания, на который напаяется кристалл, предварительно покрывают золотом (с подслоем никеля). Пайку проводят при температуре 400 — 450 $^\circ\text{C}$  в атмосфере инертного газа (температура плавления эвтектики золото — кремний — около 370  $^\circ\text{C}$ ). Во втором случае нижнюю сторону кристалла ничем не покрывают. При механическом взаимодействии кристалла кремния и золотой прокладки, нагретых до 450  $^\circ\text{C}$ , образуется покрывающий нижнюю сторону кристалла слой эвтектики, который облуживает затем и покрытую золотом металлизацию керамического основания. Тепловое сопротивление эвтектического сплава золото — кремний сравнительно невелико, но для того, чтобы переходное тепловое сопротивление между кристаллом и основанием было малым, необходимо иметь минимальную толщину слоя эвтектики. В принципе толщина этого слоя может составлять 5 — 7 мкм, но для этого необходимо, чтобы площадка для монтажа кристалла была достаточно плоской и чтобы покрывающая ее молибдено-мар-ганцевая паста не имела больших неровностей. Иначе все эти неровности приходится заполнять слоем эвтектики, и толщина его может заметно возрасти. В связи с этим целесообразно керамические подложки предварительно полировать и вместо нанесения молибде-но-марганцевой пасты с последующим ее вжиганием применять напыленный на керамику при высокой температуре подслоя вольфрама или молибдена с последующим никелированием или золочением.

Второе требование, которое необходимо выполнить при напайке, заключается в отсутствии под напаянным кристаллом участков с повышенным тепловым сопротивлением. Такие участки могут возникнуть и вблизи больших неровностей подложки, и вследствие образования при пайке пузырей, но главная причина их

появления — недостаточно хорошее облуживание эвтектическим сплавом золото — кремний поверхности кристалла или подложки. Такие плохо облуженные участки могут стать местами локального перегрева транзисторной структуры, в результате чего может произойти вторичный пробой. Для борьбы с этим явлением необходимо, как уже говорилось, обеспечивать высокую плоскостность и малую шероховатость подложки, а также высокое качество облуживания кристалла. Иногда даже идут на то, чтобы предварительно облуживать кристалл эвтектикой золото — кремний и лишь затем, после контроля качества облуживания, напаивать кристалл на подложку.

В качестве внутренних проволочных выводов мощных ВЧ транзисторов обычно используется алюминиевая проволока диаметром 30 — 80 мкм, присоединяемая к контактными площадкам на кристалле и к металлизации керамического основания корпуса с помощью ультразвуковой компрессии. Если для металлизации, создаваемой на кристалле кремния, используется не алюминий, а другой металл или система из нескольких металлических слоев, материалом для внутренних выводов может служить золотая проволочка. В этом случае для присоединения выводов используется не ультразвуковая компрессия, а метод термокомпрессии, когда на проволоку, прижатую к контактной площадке, одновременно действуют нагрев и давление (иногда в сочетании с ультразвуковыми колебаниями).

Основные требования, предъявляемые к внутренним выводам, заключаются в том, что они должны обеспечить протекание через транзистор максимально допустимого тока без существенного нагрева по сравнению с кристаллом и корпусом, а также в том, что общая индуктивность этих выводов должна быть достаточно малой. С этих точек зрения надо стремиться к тому, чтобы выводы были короткими. Короткие выводы обладают меньшей индуктивностью и меньше нагреваются (так как от них эффективнее отводится тепло к кристаллу кремния и к корпусу). Для уменьшения общей индуктивности оказывается недостаточно уменьшать длину выводов» а приходится увеличивать и их число, хотя это увеличивает трудоемкость сборочных операций. В очень мощных транзисторах, максимальные токи которых могут достигать десятков ампер, для уменьшения плотности токов и снижения суммарной индуктивности эмиттерного вывода приходится осуществлять целый комплекс мер: помимо введения двух внешних эмиттерных выводов создавать в корпусе эмиттерные токоведущие дорожки с двух сторон от кристалла и создавать две системы эмиттерных выводов, соединенных с этими двумя дорожками. Экспериментальная проверка показывает, что эти мероприятия существенным образом увеличивают коэффициент усиления ВЧ транзисторов.

Итак, для создания современных мощных ВЧ транзисторов недостаточно правильно спроектировать транзисторную структуру. Необходимо разработать и осуществить ряд сложнейших технологических процессов по созданию этой структуры. При этом именно достигнутый в настоящее время технологический уровень не позволяет получить желаемые значения и достаточно малый разброс параметров приборов. Очень многое зависит от корпуса транзистора и от сборки кристалла в корпусе, так как недостаточно современная конструкция корпуса или невыполнение всех необходимых условий при сборке приводят к тому, что большие потенциальные возможности» заложенные в кристалле, не реализуются в готовом транзисторе.

## **ГЛАВА ТРЕТЬЯ**

### **ПАРАМЕТРЫ МОЩНЫХ ВЧ ТРАНЗИСТОРОВ И МЕТОДЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЯ**

#### **3.1. СИСТЕМА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ**

Под системой параметров транзисторов любого класса понимают совокупность таких электрических параметров, контроль которых в процессе производства обеспечивает необходимое качество выпускаемых транзисторов и которые необходимо знать при проектировании радиоаппаратуры. Существующая для каждого класса приборов система параметров отражает условия применения, а также особенности технологии и конструкции этих приборов. В то же время состав системы параметров определяется и уровнем развития измерительной техники, позволяющей измерять и контролировать тот или иной параметр, кроме того, определенное значение имеет и экономический фактор, в силу которого невозможно включить в систему ряд параметров, измерение которых повлекло бы за собой существенное увеличение стоимости транзистора из-за сложности аппаратуры и трудоемкости измерений. Поэтому любая система параметров есть результат компромисса в стремлении учесть разнородные требования.

Совокупность параметров, входящих в систему, целесообразно разделить на параметры, значения которых нормируются и контролируются в процессе производства, и параметры, значения которых приводятся в документации на транзистор как справочные, полученные либо расчетным путем, либо на основе обработки статистических данных. Как правило, для справочных параметров приводятся типовые значения.

Из нормируемых обычно выделяется группа параметров, максимальные значения которых не должны превышать при эксплуатации во избежание снижения гарантированного срока службы или выхода транзистора из строя. Эта группа параметров называется предельно допустимыми параметрами режимов эксплуатации.

Установившаяся в последнее время система параметров мощных ВЧ транзисторов развивалась и



совершенствовалась одновременно с развитием технологии производства приборов и расширением области их применения. Особенно заметно повлияло на систему параметров и на методы их измерения появление мощных ВЧ линейных транзисторов, предназначенных для использования в широкополосных усилителях радиопередатчиков. Их широкое распространение привело к разделению ВЧ мощных транзисторов на две группы в зависимости от класса и режима работы [22, 23].

Одной из этих групп являются ВЧ генераторные транзисторы с высоким КПД. Другая группа — это усилительные линейные транзисторы, обеспечивающие линейную передачу сигнала. Вначале рассмотрим систему параметров генераторных ВЧ транзисторов, а затем те дополнения, которые введены для характеристики линейных транзисторов. Прежде всего остановимся на параметрах, контролируемых в процессе производства [24, 25]. Эти параметры разделяются на статические и динамические, которые чаще называют высокочастотными. К статическим параметрам относятся: обратный ток коллектор — эмиттер  $I_{кэя}$ , обратный ток эмиттера  $I_{эбо}$  и статический коэффициент передачи тока в схеме ОЭ  $L_{21э}$ . Обратные токи являются характеристиками качества переходов транзисторов и входят в систему параметров традиционно. Как правило, их контроль сочетается с контролем соответствующих предельно допустимых параметров, о которых будет сказано далее.

Параметр  $h_{21э}$  характеризует усилительные свойства транзистора на большом сигнале в области нижней границы рабочего диапазона частот.

К ВЧ параметрам относятся граничная частота коэффициента передачи тока в схеме ОЭ  $f_{гр}$ , емкость коллекторного перехода  $C_k$ , емкость эмиттерного перехода  $C_э$ , выходная мощность  $P_{вых}$ , коэффициент усиления по мощности  $K_{ур}$  и коэффициент полезного действия коллектора  $\eta_k$ . Параметры  $f_{гр}$ ,  $C_k$ ,  $C_э$  относятся к параметрам малого сигнала и, естественно, не могут характеризовать свойства мощного транзистора, работающего на большом сигнале. Они являются параметрами эквивалентной схемы транзистора, работающего на малом сигнале, и включены в систему параметров мощных транзисторов из-за их достаточно простой связи с конструктивными параметрами, с одной стороны, и удобства их измерения, с другой. Параметры  $C_k$  и  $C_э$  используются не только для контроля в процессе производства, но и для расчета схем, в которых используются транзисторы.

Параметры  $P_{вых}$ ,  $K_{ур}$  и  $\eta_k$  измеряются в режимах, близких к рабочим, и непосредственно характеризуют эксплуатационные свойства транзистора. Их называют энергетическими параметрами или ВЧ-параметрами большого сигнала. В противоположность малосигнальным энергетические параметры очень сложным образом зависят от сочетаний конструктивных и технологических параметров транзистора, что сильно затрудняет возможность корректировки производственного процесса по контролируемым значениям  $P_{вых}$ ,  $K_{ур}$  и  $\eta_k$ .

Особенности энергетических параметров состоят в том, что их значения определяются не только свойствами транзистора и режимами его питания, но и тем устройством, в котором этот параметр измерен. Например, если известно значение коэффициента усиления по мощности  $K_{ур}$ , но не указано, в каких условиях этот параметр получен, то разработчик аппаратуры не сможет в полной мере воспользоваться такой информацией. Другой особенностью параметров большого сигнала является зависимость их значений не только от выходного сопротивления источника сигнала и нагрузки на основной частоте, но и от условий, созданных на входе и выходе транзистора для высших гармоник, ибо режим работы существенно нелинейный. Поэтому, характеризуя свойства транзистора энергетическими параметрами, указывают наряду с их значениями условия, в которых они измерены.

Перейдем к предельно допустимым параметрам режимов эксплуатации. В число таких параметров для мощных ВЧ транзисторов включены максимально допустимые: постоянное напряжение коллектор — эмиттер  $U_{кэRmax}$ , постоянное напряжение эмиттер — база  $U_{эБmax}$ , постоянный ток коллектора  $I_{кmax}$ , импульсный ток коллектора  $I_{к, и max}$ , импульсный ток базы  $I_{б, и max}$ , напряжение питания  $U_{и-птaX}$ , постоянная рассеиваемая мощность коллектора  $P_{кmax}$ , средняя рассеиваемая мощность коллектора в динамическом режиме  $P_k$ , эршах, минимальная рабочая частота  $f_{min}$ , коэффициент стоячей волны по напряжению КСВН коллекторной цепи  $r_{max}$ . Максимально допустимые значения электрических параметров дополняются максимально допустимыми тепловыми параметрами: максимально допустимой температурой перехода  $t_{п max}$  и минимально допустимой температурой окружающей среды  $t_{окр-ср min}$ . Состав этих параметров определяется тем, что ВЧ транзисторы могут работать в широкополосных усилителях как на низких, так и на высоких частотах. Поскольку механизмы выхода из строя транзисторов на постоянном токе и на высокой частоте могут быть различны (причем наиболее опасна работа в области низких частот и постоянного тока), введено ограничение частотного диапазона параметром  $f_{min}$ .

В системе имеются и предельно допустимые параметры на постоянном токе. Из них предельно допустимые напряжения и постоянная рассеиваемая мощность  $P_k$  тах контролируются в процессе производства, чем обеспечивается, в определенной мере, надежность выпускаемых транзисторов. Однако использование одних параметров постоянного тока в качестве предельно допустимых привело бы к довольно существенным ограничениям использования транзисторов во всем рабочем диапазоне частот. Например, известно [26], что на высокой частоте транзисторы выдерживают напряжения, много большие, чем на постоянном токе. Как показывают эксперименты [27], отношение этих величин может превышать 2. Известно также [28], что допустимые мощности, рассеиваемые в транзисторе на постоянном токе и на высокой частоте, могут быть различны, причем допустимая рассеиваемая мощность на высокой частоте может быть больше в первую очередь из-за малого времени нахождения транзистора в опасном режиме и конечного времени развития вторичного пробоя

(см. гл. 4). Все эти обстоятельства заставили ввести в систему параметры  $p_{\max}$  и  $P_{K, \text{ср. max}}$ . Наиболее важен из них параметр  $p_{\max}$ . Рассмотрим его более подробно.

Нагрузку ВЧ транзистора вместе с трактом, подводящим энергию к этой нагрузке, можно рассматривать как отрезок длинной линии. Коэффициент стоячей волны по напряжению  $p$  характеризует процессы, происходящие в этой линии. Если сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению линии  $W$ , то стоячая волна отсутствует и по определению  $p=1$ . Если же сопротивление нагрузки не равно  $W$ , то коэффициент стоячей волны по напряжению  $p$  определяется как отношение напряжений в максимуме и минимуме стоячей волны. Отсюда следует, что всегда  $p>1$ . С величиной нагрузки  $p$  связано соотношением

$$p = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|), \quad (3.1)$$

$$\text{где } \Gamma \text{ — коэффициент отражения (комплексный), равный } T = (z_H - W) / (z_H + W). \quad (3.2)$$

Из соотношений (3.1) и (3.2) следует в общем случае неоднозначная связь КСВН с величиной  $Z_H$ , поскольку одно и то же значение  $p$  может соответствовать разным значениям  $z_H$  (если  $z_H$  — комплексная величина). Эта связь становится более простой, если  $Z_H$  является чисто омическим сопротивлением. В этом случае  $\Gamma = (R_H - W) / (R_H + W)$ ;

$$p = [1 + |(R_H - W) / (R_H + W)|] / [1 - |(R_H - W) / (R_H + W)|]$$

Если  $R_H > W$ , то  $p = R_H / W$ . Если же  $R_H < W$ , то  $p = W / R_H$ .

Параметр  $p_{\text{тах}}$  используется для характеристики режимов работы ВЧ транзисторов. В процессе настройки устройства либо в аварийных режимах нагрузка может меняться, что приводит к изменению электрического режима транзистора. Подробно влияние изменения нагрузки будет рассмотрено далее. Здесь же только укажем на то, что изменение нагрузки транзистора сопряжено с возможностью попадания его в опасный режим и, следовательно, с выходом из строя. Так как каждому значению нагрузки соответствует определенное значение  $p$ , то всему диапазону безопасных значений нагрузок соответствует определенный интервал значений  $p$ . Этот интервал может быть определен из соотношений (3.1) и (3.2). Верхняя граница интервала и является величиной  $p_{\text{тах}}$ , определяющей те изменения нагрузки, при которых транзистор не попадает в опасный режим. Значение  $p_{\text{тах}}$  может устанавливаться исходя из двух возможных условий работы. В одном случае  $p_{\text{тах}}$  устанавливается из условия, что любое изменение нагрузки может сохраняться в течение достаточно долгого времени. В другом исходят из того, что возникающее при настройке или аварии рассогласование и связанное с ним изменение нагрузки может длиться лишь ограниченное (обычно достаточно короткое) время. Такое дополнительное условие очевидным образом позволяет увеличить максимально допустимое значение КСВН.

При комплексном характере нагрузки допустимый диапазон ее изменений (т. е. допустимое рассогласование) характеризуется не только интервалом возможных значений  $p$ , но и допустимым диапазоном фаз коэффициента отражения  $\Gamma$ , так как для комплексных нагрузок связь  $p$  и  $|Z_H|$  неоднозначна.

В зависимости от устройства, где используется транзистор, значение  $p_{\text{тах}}$  изменяется, поскольку, как указывалось ранее, режим работы и, в частности, ВЧ напряжения на транзисторе зависят от условий для высших гармоник. Поэтому в документации на мощные ВЧ транзисторы помимо значения  $p_{\text{тах}}$  указывают мощность  $P_{\text{ВЧ}}$ , область изменения фаз коэффициента отражения и допустимое время пребывания в рассогласованном режиме. Все эти данные устанавливаются экспериментальным путем в определенной схеме, которая также приводится в документации. Часто в литературе вместо параметра  $p_{\text{тах}}$  используется параметр «допустимая степень рассогласования». Под этим параметром понимается значение  $p_{\text{тах}}$ , указанное в предположении, что изменяемая при рассогласовании нагрузка является чисто активной. Так, если  $W = 50$  Ом и  $R_H = 5$  Ом, степень рассогласования равна 10.

В отличие от  $p_{\text{тах}}$ , обычно характеризующего экстремальные условия работы транзистора в момент перегрузки, параметр  $P_{K, \text{ср. тах}}$  характеризует стационарные условия работы транзистора на высокой частоте. По отношению к максимально допустимой постоянной рассеиваемой мощности  $P_{K, \text{ср. тах}}$  значение  $P_{K, \text{ср. тах}}$  по экспериментальным данным больше на 20 — 25 %. Отметим, что значения  $p_{\text{тах}}$  и  $P_{K, \text{ср. тах}}$  зависят от напряжения питания. В связи с этим в систему параметров вводится параметр  $U_{w, \text{max}}$ .

В состав справочных данных помимо типовых значений нормируемых параметров включаются параметры, характеризующие конструкцию транзистора, а также параметры, позволяющие по известным их значениям более точно рассчитывать схемы. К конструктивным параметрам относятся емкости эмиттер — корпус, коллектор — корпус, база — корпус, индуктивности эмиттера  $L_E$ , коллектора  $L_K$  и базы  $L_Q$ . Кроме того, в систему справочных материалов включены последовательное активное сопротивление эмиттера  $R_E$  и входное полное сопротивление транзистора на большом сигнале  $Z_{\text{вх}}$ . Параметр  $D_{\Gamma}$  — это расчетное суммарное внутреннее балластное сопротивление, включенное в эмиттерную цепь. Знание его иногда бывает полезным для расчета или оценки усилительных свойств собственно кристалла транзистора. Знание входного сопротивления позволяет потребителю ориентировочно оценить необходимые параметры входного согласующего трансформатора.

Из теории цепей известно, что наибольшая мощность поступает во входную цепь каскада, когда его входное сопротивление комплексно сопряжено с выходным сопротивлением источника сигнала. Определение входного сопротивления транзистора обычно не вызывает затруднений, если работа происходит в режиме А при сравнительно небольших уровнях сигнала. Однако в усилителях мощности, использующих, как правило, энергетически более выгодные режимы В и С и работающих при больших токах и напряжениях, определение входного сопротивления существенно усложняется. Действительно, с временной точки зрения здесь каждому новому значению ЭДС источника сигнала соответствует свое мгновенное значение входного сопротивления;

при этом в общем случае с учетом инерционности переходных процессов в цепях существенную роль играет состояние входной цепи в предыдущие моменты времени. С точки зрения гармонического анализа в рассматриваемом случае даже при моногармонической ЭДС источника сигнала во входной цепи наряду с основным сигналом действуют его гармоники. При этом амплитуды напряжений всех этих составляющих с изменением уровня возбуждения изменяются непропорционально соответствующим токам, а фазовые сдвиги между напряжениями и токами не остаются постоянными. В этом случае понятие входного сопротивления теряет четкость. Тем не менее характеристика входной цепи каскада здесь все же необходима, поскольку от согласования зависит одна из основных функций — усиление мощности. В этой связи в последнее время все шире используется термин «эквивалентное входное сопротивление». Оно характеризует входное сопротивление, определяемое как отношение значения напряжения первой гармоники на входе транзистора к значению первой гармоники входного тока с учетом фазового сдвига между ними. Даже сравнительно простой анализ показывает, что при таком определении эквивалентное входное сопротивление в общем случае будет зависеть не только от типа используемого транзистора, но и от схемы каскада, напряжения и выходного сопротивления источника смещения, напряжения питания, сопротивления нагрузки, ЭДС и выходного сопротивления источника сигнала.

К транзисторам, предназначенным для усиления однополосного сигнала [22], предъявляются определенные требования, касающиеся их линейных свойств. Понятие линейности транзистора, работающего в режимах АВ и В, существенно отличается от принятого для режима А. Для линейного четырехполосника, работающего в режиме А на малом сигнале, форма входного сигнала сохраняется и в выходном сигнале, а появление каких-то отклонений будет характеризовать нелинейность. Для оценки нелинейности в режиме А наиболее часто используются коэффициенты гармоник. Коэффициентом  $n$ -й гармоники называется отношение напряжения этой гармоники к напряжению сигнала основной частоты. При работе в режимах АВ и В принято (см. гл. 1) использовать коэффициент комбинационных составляющих третьего  $M_3$  и пятого  $M_5$  порядков. Коэффициентом комбинационной составляющей называется отношение напряжения  $n$ -й комбинационной составляющей к напряжению сигнала основной частоты при подаче на вход двух сигналов равных амплитуд и разных частот.

При работе транзистора в режиме В форма выходного сигнала принципиально отличается от формы входного, даже если передаточная характеристика открытого транзистора является идеально линейной. Действительно, если подать на вход транзистора, работающего в режиме В, синусоидальное напряжение, то на выходе мы получим полусинусоиду, спектр которой может быть представлен в виде

$$y = \frac{A_0}{\pi} + \frac{A_1 \sin \omega t}{2} - \frac{2}{\pi} \left( A_2 \frac{\cos 2\omega t}{3} + A_4 \frac{\cos 4\omega t}{15} + \dots \right), \quad (3.3)$$

т. е. содержит кроме сигнала основной частоты только четные составляющие спектра. Если же передаточная характеристика открытого транзистора отлична от линейной (точнее, если в передаточной характеристике имеются члены нечетных порядков), то в спектре выходного сигнала появятся и нечетные составляющие. Именно поэтому, как указывалось ранее, за основу характеристики линейности транзистора приняты коэффициенты нечетных комбинационных составляющих третьего и пятого порядков. (Обычно выходные каскады ВЧ усилителей мощности строятся по двухтактной схеме. При этом в первом приближении, считая, что оба транзистора идентичны и находятся в одинаковых режимах, четные составляющие в выходном сигнале будут отсутствовать, т. е. члены выражения (3.3), начиная с третьего в выходном сигнале в двухтактной схеме, взаимно компенсируются. В связи с этим нелинейность выходного сигнала может проявиться только в виде нечетных составляющих.)

При работе с двухчастотным (двухтоновым) сигналом энергетические параметры транзистора должны быть дополнены такими параметрами, как выходная мощность в пике огибающей  $P_{\text{вых}}(\text{по})$  и коэффициент усиления по мощности в пике огибающей  $K_{\text{ур}}(\text{по})$  в режиме двухчастотного сигнала. За мощность в пике огибающей принимается действующая мощность одно-частотного (однотонового) сигнала с амплитудой, равной амплитуде двухчастотного сигнала. Коэффициент усиления  $K_{\text{ур}}(\text{по})$  определен как отношение  $P_{\text{вых}}(\text{по})/P_{\text{вх}}(\text{по})$ . Таким образом, система параметров для линейных ВЧ транзисторов содержит помимо обычных параметров мощных ВЧ генераторных транзисторов параметры  $M_3$ ,  $M_5$ ,  $P_{\text{вых}}(\text{по})$ ,  $K_{\text{ур}}(\text{по})$  (или  $P_{\text{вх}}(\text{по})$ ). Отметим, что введение этих параметров связано и с тем, что реальные условия работы транзисторов в усилителях однополосного сигнала близки к режиму двухчастотного сигнала.

Из энергетических параметров одночастотного сигнала для линейных транзисторов в нормируемых остается лишь  $P_{\text{вых}}$  как характеристика энергетических возможностей транзистора, а параметры  $K_{\text{ур}}$  и  $P_{\text{вх}}$  указываются обычно в справочных данных.

## 3.2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ И ВЧ ПАРАМЕТРОВ МАЛОГО СИГНАЛА

Рассмотрим подробно лишь те методы, которые специфичны для мощных ВЧ транзисторов и недостаточно полно описаны в литературе. На измерении остальных параметров мы остановимся кратко.

**Методы измерения статических параметров.** Методы измерения обратных токов  $I_{кэR}$  и  $I_{эБО}$  просты, поскольку обратные токи мощных ВЧ транзисторов лежат в диапазоне микроамперы — миллиамперы. Эти методы хорошо известны. Отметим, что обратные токи могут измеряться при подаче максимально допустимых напряжений и, таким образом, сочетаться с контролем  $U_{кэR\max}$  и  $U_{эБ\max}$ .

Наиболее целесообразен для измерения  $h_{21э}$  импульсный режим измерения [25]. Однако при этом измерительная аппаратура получается достаточно сложной. Поэтому иногда используют метод измерения на постоянном токе. При измерении  $h_{21э}$  мощных транзисторов на постоянном токе необходимо принять во внимание следующие факторы:

1. Влияние на результат измерения обратного тока, поскольку  $h_{21э} = (I_k - I_{кБО}) / (I_B + I_{кБО})$ . Если значения  $I_B$  и  $I_{кБО}$  сравнимы

друг с другом, отсутствие учета  $I_{кБО}$  может вносить погрешность.

2. Нагрев транзистора во время измерения, который приводит к увеличению  $L_{2э}$ . Для уменьшения нагрева приходится использовать теплоотвод. Однако полностью избавиться от нагрева транзистора не удается, и поэтому необходимо вносить определенные поправки в результаты измерений.

### Методы измерения высокочастотных параметров малого сигнала.

Измерение граничной частоты  $f_{гр}$  основано на соотношении

$$f_{гр} = |h_{21э}| f,$$

где  $|h_{21э}|$  — модуль коэффициента передачи тока на частоте  $f$ ; следовательно, измеряя  $|h_{21э}|$  на известной частоте, мы тем самым определяем  $f_{гр}$ . Частоту  $f$ , на которой проводятся измерения, необходимо выбрать из условия

$$3f_{гр}A_{21э} < f < f_{гр}/2, \quad (3.4)$$

где  $h_{21э}$  — низкочастотный коэффициент прямой передачи тока. Принято выбирать значение  $f$  близким к нижней границе (3.4) из ряда 3, 10, 30, 100 МГц при условии, что удовлетворяется соотношение (3.4). Значение  $|h_{21э}|$  современных ВЧ мощных транзисторов измеряется чаще всего на частоте 30 МГц.

Измерение  $|h_{21э}|$  основано на его определении  $|h_{21э}| = |I_k / I_B|$ . Ток  $i_k$  измеряется при включении транзистора  $VT$  в испытываемую схему (рис. 3.1) путем нахождения напряжения на токосъемном конденсаторе. При измерении  $|i_B|$  вместо транзистора ставится замыкатель (перемычка) между зажимами база — коллектор в контактном устройстве. Поскольку в цепь базы включен генератор тока 1, то нет необходимости каждый раз измерять  $|i_B|$ . Достаточно перед измерениями партии транзисторов сделать это один раз, отрегулировав измерительный тракт таким образом, чтобы на шкале прибора значение  $|i_B|$  соответствовало показанию  $|h_{21э}| = 1$ . Этот процесс называется калибровкой. Далее, измеряя

$|i_k|$ , на шкале прибора можно непосредственно отчитать  $|h_{21э}|$  испытуемого транзистора.

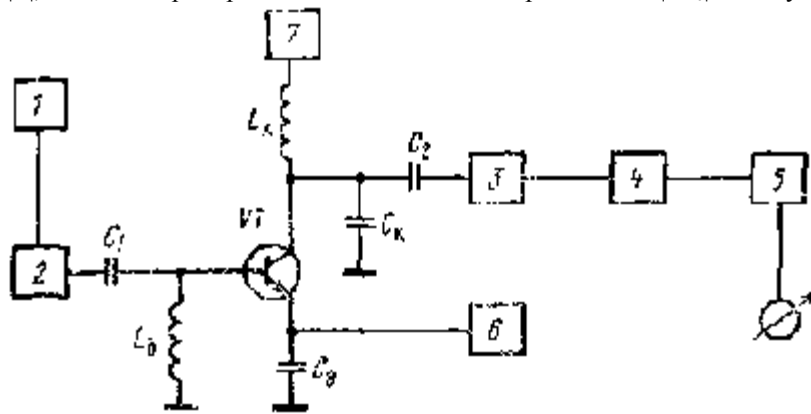


Рис. 3.1. Структурная схема измерителя  $|h_{21э}|$ :

1 — генератор ВЧ сигнала; 2 — модулятор; 3 — усилитель; 4 — ВЧ детектор; 5 — синхродетектор; 6 — генератор импульсного тока  $I_3$ ; 7 — источник  $U_k$  ( $C_k$  и  $C_d$  — конструктивные короткозамыкающие емкости коллектора в эмиттера)

Одной из существенных трудностей при измерении  $f_{гр}$  является создание условий короткого замыкания на выходе транзистора. Выходную проводимость  $h_{22э}$  можно рассчитать из эквивалентной схемы, используемой для маломощных транзисторов:  $h_{22э} = 2pf_{гр}C_k + j\omega C_k$ . Условия короткого замыкания можно выразить как  $|h_{22э}| < C < Y_{к-3}$ , где  $Y_{к-3}$  — проводимость цепи, обеспечивающей короткое замыкание на выходе. Учитывая, что  $f \sim (0,1-0,3)f_{гр}$ , можно принять  $|h_{22э}| \sim \omega_{гр}C_k = 2\pi f_{гр}C_k / (10^6)$ , где  $f_{гр}$ , МГц,  $C_k$ , пФ. Перепишем условие короткого замыкания в виде  $|2_{к-3}| \sim 1/|Y_{к-3}| < 10^6 / (2\pi f_{гр}C_k)$ . Следует иметь в виду, что на практике  $C_k = 200 - 400$  пФ. Для наиболее мощных ВЧ транзисторов любое включение резистора или конденсатора в качестве короткозамыкающего элемента приводит к появлению дополнительных реактивных сопротивлений из-за соединительных проводов и выводов элементов, сравнимых с реактивным сопротивлением  $z_{к-3}$ . Кроме того, внутренние и внешние выводы транзисторов имеют собственную индуктивность. Для транзисторов с  $f_{гр} = 300$

МГц и  $C_k = 300$  пФ условием короткого замыкания будет  $|z_{к-з}| < 10^5 / (2\pi * 300 * 300) = 0,16$  Ом, В то же время индуктивное сопротивление реальной индуктивности вывода, составляющей 5 нГн, на частоте измерения 30 МГц будет равно 0,2 Ом. Следовательно, даже такая индуктивность не позволяет создать хорошие условия для короткого замыкания. Поэтому для обеспечения условия короткого замыкания используется явление последовательного резонанса в выходной цепи транзистора. В качестве токоусъемного элемента используется конструктивный плоскопараллельный конденсатор, емкость которого выбирается так, чтобы на частоте измерения возникал последовательный резонанс емкости конденсатора и конструктивной монтажной индуктивности (включая индуктивность выводов транзистора). Обычно емкость определяют, используя расчетную монтажную индуктивность схемы и индуктивность коллекторного вывода.

Подобный способ имеет еще и то преимущество, что при последовательном резонансе ВЧ напряжение на конденсаторе достаточно велико, вследствие чего для измерения ВЧ тока коллектора  $|i_k|$  требуется менее чувствительный усилитель.

Другим обязательным требованием при измерении  $|H-u_o|$  является необходимость создания на входе транзистора условия, близкого к холостому ходу, т. е.

$$|2_r| \gg |2_{вх}|, \quad (3-5)$$

где  $2_{вх}$  — входное сопротивление транзистора на малом сигнале. Поскольку  $|z_{вх}|$  мощных транзисторов достаточно мало, обеспечить условие (3.5) с помощью обычного резонансного контура несложно. Для исключения нагрева транзистора во время измерений используется импульсный режим, который заключается в подаче достаточно коротких импульсов смещения в эмиттер или базу при постоянном напряжении на коллекторе. Обычно максимальная длительность импульса тока составляет 10 — 30 мкс и в любом случае должна быть много меньше тепловой постоянной времени транзистора. Но нельзя делать длительность импульса чрезмерно малой из-за того, что для измерения параметра необходимо определенное время.

Существенную проблему представляет необходимость измерения импульсного тока коллектора. Учитывая, что выходное сопротивление для малого сигнала мощного транзистора очень мало, нельзя включить в выходную цепь даже небольшое токоусъемное сопротивление для контроля тока коллектора, ибо это может привести к нарушению условия короткого замыкания. Одним из возможных решений является использование для измерения  $I_k$  трансформатора тока. На практике часто используют другой способ, а именно подачу питания транзистора по схеме ОБ, т. е. подачу импульсного тока эмиттера, величину которого указывают в соответствующей документации на транзистор вместо коллекторного тока. Этот способ исключает необходимость измерения тока коллектора  $I_k$ . Измерение же эмиттерного тока не представляет трудностей. При этом по высокой частоте транзистор включен по схеме ОЭ. Дополнительным преимуществом этого способа питания является возможность поддержания постоянного значения тока эмиттера при смене транзисторов, что значительно упрощает процедуру измерений и измерительную аппаратуру, особенно в производственных условиях. Недостатком такого способа является необходимость разработки генератора больших импульсных токов.

Отметим, что ВЧ сигнал в цепи коллектора является радиоимпульсом, поскольку режим питания транзистора импульсный. На рис. 3.1 показана схема для измерения  $|h_{21a}|$  мощных ВЧ транзисторов с подачей импульсного тока в эмиттер. Остановимся на одной особенности измерения  $|h_{213}|$ . Если измерения  $|h_{219}|$  производятся в области  $I_k > I_{k1}$  указанной на зависимости  $|h_{213}| = f(I_k)$  (рис. 3.2,а), то огибающая радиоимпульса тока  $I_k$  будет иметь выбросы, как показано на рис. 3.2,б. Выбросы появляются вследствие того, что на фронтах  $|H_{21a}|$  имеет большее значение, чем в номинальном режиме измерения, так как при этом  $I_k$  соответствует максимуму токовой зависимости  $|h_{213}|$ . Эти выбросы могут быть причиной значительных погрешностей измерения при использовании в измерителе пикового детектора. Поэтому наиболее целесообразно использовать в измерительном тракте синхродетектор, который позволяет измерять в плоской части огибающей радиоимпульса.

Одним из нежелательных явлений, с которыми приходится сталкиваться при измерении  $|h_{213}|$ , является самовозбуждение, возникающее из-за появления паразитных резонансных контуров и наличия внутренней обратной связи в самом транзисторе. Для предотвращения возбуждения конструктивный конденсатор  $C_3$  необходимо располагать непосредственно под выводом эмиттера и, кроме того, выбирать его емкость такой, чтобы она не влияла на форму импульса тока  $I_3$  и в то же время была возможно большой. Условием выбора является соотношение  $t_{и} \gg C_3 R_3$ , где  $t_{и}$  — длительность импульса;  $R_3$  — входное сопротивление транзистора в схеме ОБ, обычно составляющее при больших токах единицы и даже доли ома. Устранению самовозбуждения способствует также резистор сопротивлением в несколько ом, подключаемый в базовую цепь непосредственно к выводу базы.

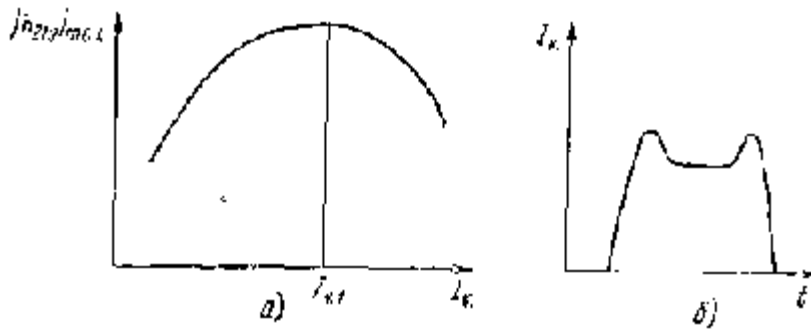


Рис. 3.2. Зависимость  $h_{21}$  от тока  $I_k$  и вид импульса огибающей ВЧ тока  $I_k$  для области измерения, где  $I_k > I_{k1}$

Метод измерения емкостей. Для измерения емкостей транзистора  $C_k$  и  $C_3$  наиболее часто используется метод емкостно-омического делителя [24]. Однако, учитывая, достаточно большие обратные токи переходов, следует применять этот метод с известной осторожностью, особенно тщательно проверяя выполнение условия, которое необходимо соблюдать для обеспечения малой погрешности измерения:

$$G < \frac{1}{3} \omega C_k (C_3), \quad (3.6)$$

где  $G$  — проводимость утечки перехода. Как правило, это условие для коллекторного перехода соблюдается, и поэтому указанный метод может быть использован для измерения  $C_k$ . Что касается измерения  $C_3$ , то далеко не всегда удается выбрать такую частоту измерения, которая удовлетворяла бы требованию (3.6), вследствие чего приходится использовать другие методы, а именно метод замещения в параллельном резонансном контуре либо мостовой метод. Не останавливаясь на разборе этих методов, укажем, что оба они не столь производительны, как первый. Для исследовательских целей вполне пригоден метод оценки емкости  $C_3$  по графику зависимости [24]  $I/W_{гр} = f(I/I_3)$ .

ной нагрузки» и «сопротивление нагрузки измерительной схемы». Дело в том, что мощность усиленного сигнала измеряется либо на резистивной стандартной нагрузке 50 или 75 Ом, либо, что чаще всего, с помощью измерителя мощности, входное сопротивление которого и является нагрузкой схемы. Очевидно, что от мощных ВЧ транзисторов при не слишком высоких напряжениях питания (до 50 В) нельзя получить достаточно большую мощность при столь высоком сопротивлении нагрузки. В результате между выходом транзистора и нагрузкой измерительной схемы требуется включение специального устройства, преобразующего реальные сопротивления нагрузки в требуемые малые значения. По аналогии с теорией линейных четырехполюсников такое устройство называют согласующим, хотя в полном смысле говорить о согласовании нельзя. С помощью такого устройства добиваются получения определенных сопротивлений непосредственно на выходе транзистора, соответствующих, например, максимуму отдаваемой мощности или минимуму коэффициентов комбинационных составляющих (подробнее см. в § 3.6).

Согласующее устройство должно отвечать двум основным требованиям: позволять подбирать необходимые сопротивления эквивалентной нагрузки с учетом индивидуальных свойств каждого транзистора и обеспечивать условия прохождения полученной мощности в нагрузку измерительной схемы с минимальными потерями. Для выполнения этих условий согласующее устройство должно содержать только реактивные элементы, часть из которых должна быть переменной.

Рассмотрим проблему выбора способа непосредственного измерения мощности сигнала в нагрузке. Пока не были созданы стандартные измерители больших мощностей, использовался способ, основанный на контроле напряжения  $U_H$ . Мощность вычислялась по известной формуле  $P_{\text{вых}} = U^2_H / R_H$ . Этот способ достаточно прост, поскольку в нем используется стандартный вольтметр. Однако он не получил широкого распространения, так как пригоден только для сигналов, близких по форме к синусоидальным. Второй способ основан на тепловом действии протекающего тока. Измерение ВЧ тока может, например, осуществляться с помощью приборов типа Т22М. При этом не нужно конт-

### 3.3. МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ $P_{\text{вых}}$

Мощность сигнала в нагрузке  $P_{\text{вых}}$  — один из основных параметров мощных транзисторов, так как именно она в первую очередь определяет его эксплуатационные возможности [29]. Описывая метод измерения выходной мощности  $P_{\text{вых}}$ , следует остановиться на двух проблемах: создании непосредственно на выходе транзистора условий, при которых можно получить необходимый уровень мощности в нагрузке, и на измерении этой мощности. Рассмотрим каждую проблему в отдельности.

Известно, что, когда речь идет о транзисторе, работающем в режиме А, условия получения максимальной мощности можно сформулировать достаточно просто: выходное сопротивление транзистора и сопротивление нагрузки должны быть комплексно-сопряженными. При этом их нетрудно определить и измерить, достаточно воспользоваться известными уравнениями линейного четырехполюсника, эквивалентного транзистору, работающему в режиме А:

$$U_1 = Z_{11}i_1 + Z_{12}i_2; \quad (3.7)$$

$$U_2 = Z_{21}i_1 + Z_{22}i_2.$$

При условии  $i_1=0$  (т. е. холостой ход на входе транзистора) и включении генератора малого переменного сигнала на выходе можно вычислить выходное сопротивление транзистора  $z_{22}$ , измерив напряжение  $U_2$  и ток  $i_2$ . Практически такое измерение вполне осуществимо для транзистора, работающего в режиме А. Иначе обстоит дело при работе в режимах АВ, В или С. В этих режимах во входной цепи транзистора смещение по постоянному току отсутствует полностью или оно настолько мало, что эмиттерный переход закрыт. В результате включение генератора в выходную цепь не дает возможности получить токи  $i_2$ , соответствующие по своим значениям рабочим режимам. Следовательно, само понятие «выходное сопротивление» становится настолько неопределенным, что не может быть использовано. Из этого следует, что и понятие «согласование» теряет обычный смысл (как это принято для малосигнальной модели транзистора).

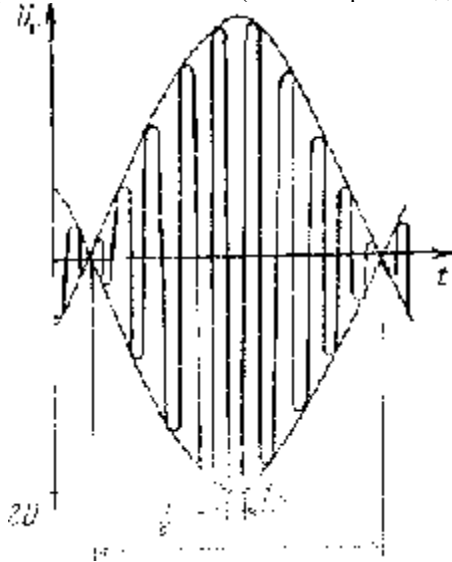


Рис. 3.3. Форма двухтонового сигнала в нагрузке

Для характеристик работы мощных транзисторов, работающих в режимах АВ, В и С, приходится пользоваться только понятиями «сопротивление эквивалентролировать форму сигнала, однако низкая точность подобных измерительных приборов, их ограниченный частотный диапазон, большая собственная индуктивность привели к тому, что такой способ измерений не получил широкого распространения.

В настоящее время наибольшее распространение получил калориметрический способ измерения мощности. Он основан на использовании измерителей мощности, в состав которых входят элементы, поглощающие попадающую в них высокочастотную энергию (резисторы, водяной поток, терморезисторы и т. д.). Значение мощности определяется по температуре нагреваемого ею тела. Основными достоинствами этого метода являются достаточно большой динамический диапазон измеряемых значений (от 10 Вт до 6 кВт) и относительно малая погрешность.

Рассмотрим особенности измерения выходной мощности линейных транзисторов  $P_{\text{вых(по)}}$ , т. е. транзисторов, работающих в двухтоновом режиме. Для них форма сигнала в нагрузке существенно отличается от синусоидальной и может быть записана в следующем виде:

$$U_n = U_1 \sin \omega_1 t + U_2 \sin \omega_2 t = 2U \sin \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t \times \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t. \quad (3.8)$$

Для двухтонового сигнала, показанного на рис. 3.3, справедливы следующие соотношения: частота ВЧ сигнала  $w = (\omega_1 + \omega_2) / 2$ ; частота низкочастотной огибающей  $Q = (\omega_1 - \omega_2) / 2$ . Амплитуды обоих тонов соответствуют следующему условию:  $U_1 = U_2 = U$ . (3.9)

Величина  $P_{\text{вых(по)}}$ , представляющая собой действующую мощность синусоиды с максимальной амплитудой  $2U$ , равна:

$$P_{\text{вых(по)}} = (2U)^2 / 2R_n. \quad (3.10)$$

Вообще говоря, определить непосредственно  $P_{\text{вых(по)}}$  можно, используя вольтметр для измерения максимального значения напряжения на известной нагрузке. Однако этот способ не получил широкого распространения по причинам, изложенным ранее, так как в этом случае требуется еще более строгий контроль формы сигнала. На практике поступают иным образом. Измеряют значение действующей мощности за период  $T = 2\pi/Q$ , а затем вычисляют значение  $P_{\text{вых(по)}}$ . Чтобы найти соотношение этих величин, определим  $P_{\text{вых}}$  как сумму действующих мощностей каждого тона:

$$P_{\text{вых}} = P_{\text{вых1}} + P_{\text{вых2}} = U^2 / R_n. \quad (3.11)$$

Из формул (3.10) и (3.11) следует, что значение  $P_{\text{вых(по)}}$  может быть определено как

$$P_{\text{вых(по)}} = 2P_{\text{вых}} \quad (3.12)$$

Заметим, однако, что использование соотношения (3.12) возможно только в том случае, если форма сигнала описывается выражением (3.8). В противном случае возникает значительная погрешность.

### 3.4. МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ $K_{ур}$ И $n_K$

Для характеристики способности транзистора усиливать сигнал используется коэффициент усиления по мощности  $K_{ур}$ . В обозначение  $K_{ур}$  добавляется индекс (по), если речь идет о линейных транзисторах. Так как методы измерения  $K_{ур}$  и  $K_{ур(по)}$  во многом совпадают, то будем рассматривать метод измерения  $K_{ур}$ , дополняя его особенностями измерения  $K_{ур(по)}$ .

Существуют различные способы определения коэффициентов усиления по мощности в зависимости от конкретных условий измерения на входе и выходе [24]. Для определения  $K_{ур}$  необходимо найти значения входной и выходной мощностей. Вопросы, связанные с измерением  $P_{\text{вх}}$  и  $P_{\text{вх(по)}}$ , были рассмотрены в 3.3, поэтому остановимся только на измерении  $P_{\text{вх}}$  и  $P_{\text{вх(по)}}$ , а также на условиях, при которых на вход транзистора может быть передана достаточно большая доля мощности от генератора возбуждения.

Чтобы получить необходимые значения мощности непосредственно на входе транзистора от генератора возбуждения со стандартным выходным сопротивлением, необходимо включить между ними согласующее устройство, аналогичное выходному. Входное согласующее устройство также является трансформатором сопротивлений, и, следовательно, схема измерения  $K_{ур}$  в целом является узкополосным усилителем мощности (рис. 3.4). Необходимо заметить, что, несмотря на практическое отсутствие потерь активной мощности во входном согласующем устройстве, не вся она поступает с выхода генератора возбуждения на вход испытуемого транзистора из-за неизбежного присутствия отраженного сигнала. Амплитуда этого сигнала может составлять до 1/3 амплитуды падающего сигнала; она уменьшает мощность на входе транзистора в соответствии с выражением  $L_{\text{шх}} = A - (1 - |\Gamma|^2)$ , где  $P_s$  — мощность генератора.

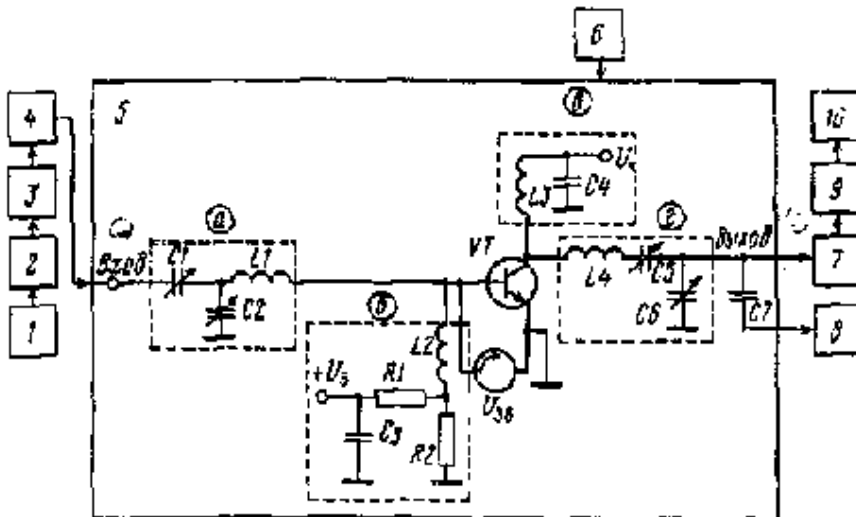


Рис. 3.4. Структурная схема установки для измерения  $P_{\text{вых}}$ ,  $K_{ур}$ ,  $M_3(M_5)$  и  $n_K$ :

1 — генератор возбуждения; 2 — ослабитель входного сигнала; 3 — фильтр высоких частот; 4 — измеритель мощности проходящего сигнала; 5 — контактное устройство (а и г — входное и выходное согласующие устройства); б и в — элементы для задания режима  $I_B$  и  $U_K$ ; 6 — блок питания  $E_K$ ; 7 — фильтр высоких частот; 8 — анализатор спектра; 9 — ослабитель выходного сигнала; 10 — измеритель поглощаемой мощности

Из этого следует, что для измерения  $P_{\text{вх}}$  необходимо иметь во входной цепи измеритель  $|\Gamma|$  или ваттметр проходящей мощности, что не всегда возможно из-за отсутствия приборов с необходимыми характеристиками. По этой причине для мощных транзисторов принято определять номинальный коэффициент усиления по мощности

$$K_{урном} = \bar{P}_{\text{вых}} / P_{\text{вх,ном}} \quad (3.13)$$

Здесь  $P_{\text{вых}}$  — действующее значение мощности сигнала в нагрузке;  $P_{\text{вх,ном}}$  — действующее значение номинальной мощности генератора возбуждения. Под номинальной мощностью генератора понимается мощность сигнала, которую он может отдать на согласованную нагрузку.

Для мощных линейных транзисторов значение  $K_{урном(по)}$  по существу определяется по той же формуле (3.13), что и  $K_{ур}$ . Это объясняется тем, что  $P_{\text{вх(по)}}$  находится так же, как и  $P_{\text{вых(по)}}$ , согласно выражению (3.12). Иногда для краткости индекс «ном» у  $K_{ур}$  и  $P_{\text{вх}}$  опускается, но нужно иметь в виду, что для мощных линейных транзисторов всегда используется выражение (3.13).

Значения  $K_{ур}$  и  $K_{урном}$  будут совпадать только в том случае, если  $|\Gamma|=0$ . На практике значение  $K_{урном}$  всегда ниже значения  $K_{ур}$ , особенно если по условиям измерения других параметров, определяемых одновременно с



Дурном, не всегда целесообразен режим, при котором  $|\Gamma|=0$ . Различие между  $K_{yp}$  и  $N_{в\text{рн\text{ом}}}$  может достигать 20 — 25 %.

Таким образом, практически методика измерения  $K_{yp}$  состоит в подборе эквивалентных комплексных сопротивлений нагрузки  $Z_{гн.э\text{кв}}$  и генератора  $Z_{г.э\text{кв}}$ , которые позволяют получить необходимую мощность в нагрузке при минимальной амплитуде входного сигнала [31]. После того, как подбор сделан, определяется номинальная мощность  $P_{в\text{х}}$  генератора возбуждения, соответствующая данному положению регулятора амплитуды, и по формуле (3.13) рассчитывается значение  $K_{yp}$  или  $K_{yp(по)}$ . При измерении  $K_{yp(по)}$  во входную цепь испытуемого транзистора может быть подано смещение по постоянному току, если это оговорено условиями измерения.

Одновременно с измерением  $P_{в\text{ых}}$ ,  $K_{yp}$ , характеризующими усилительные свойства транзистора, измеряется коэффициент полезного действия коллекторной цепи, являющийся энергетическим показателем режима работы:  $\eta_k = P_{в\text{ых}} / (I_k U_{н.п.})$ , где  $P_{в\text{ых}}$  — мощность сигнала в нагрузке;  $U_{н.п.}$  — напряжение питания коллекторной цепи;  $I_k$  — постоянная составляющая тока коллектора. При измерении параметров транзисторов в режиме однотонального сигнала  $\eta_k = 60 — 70 \%$ , а в режиме двухтонального, когда предъявляют более жесткие требования к форме сигнала,  $\eta_k = 45 — 55 \%$ .

### 3.5. МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ $M_3$ И $M_5$

Принцип измерения коэффициентов комбинационных составляющих  $M_3$  и  $M_5$  заключается в том, что на вход транзистора подается сигнал, состоящий из суммы двух синусоид равной амплитуды с близкими значениями частот, т. е.

$$U_{в\text{х}} = U_1 \sin \omega_1 t + U_2 \sin \omega_2 t \quad (3.14)$$

На выходе транзистора, работающего при большом уровне мощности, спектр сигнала будет содержать различные гармоники с частотами  $m\omega_1$  и  $n\omega_2$  и их комбинационные составляющие  $m\omega_1 + n\omega_2$ , где  $m$  и  $n$  принимают любые целые значения, начиная с нуля. Так как выходное согласующее устройство обладает узкополосной частотной характеристикой, то в нагрузку без изменения пройдут лишь некоторые составляющие. Это будут прежде всего усиленные по мощности основные тона  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , а также комбинационные составляющие с частотами  $(l+1)\omega_1 - l\omega_2$  и  $(l+1)\omega_2 - l\omega_1$  где значения  $l=1, 2, 3, \dots$  (Порядковый номер комбинационных составляющих принято определять как  $2l+1$ .) Полоса пропускания согласующего устройства на выходе транзистора должна быть такой, чтобы соотношение амплитуд основных тонов и близких им по частоте комбинационных составляющих сохранялось в нагрузке таким же, как на выходе транзистора.

На рис. 3.5 показан пример спектра сигнала на входе транзистора, а на рис. 3.6 часть спектра выходного сигнала, прошедшая без изменений в нагрузку. На рис. 3.6 показаны только амплитуды комбинационных составляющих третьего, пятого, седьмого и девятого порядков. Их амплитуда достаточно быстро убывает с возрастанием порядкового номера, поэтому для оцен-

ки линейных свойств транзистора обычно достаточно измерить амплитуды наибольших из них, а именно третьего и пятого порядков.

Принцип измерения  $M_3$  состоит в том, что после достижения требуемого уровня мощности  $P_{в\text{ых}}$  измеряется отношение наибольшей из двух амплитуд комбинационных частот  $2\omega_1 - \omega_2$  и  $2\omega_2 - \omega_1$  к амплитуде основных тонов  $U$  (см. рис. 3.6). Выражение для определения  $M_3$  (в децибелах) имеет вид

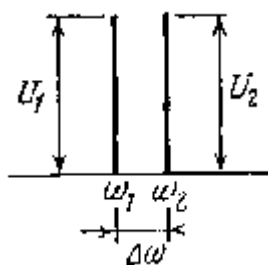


Рис. 3.5. Спектр сигнала на входе транзистора

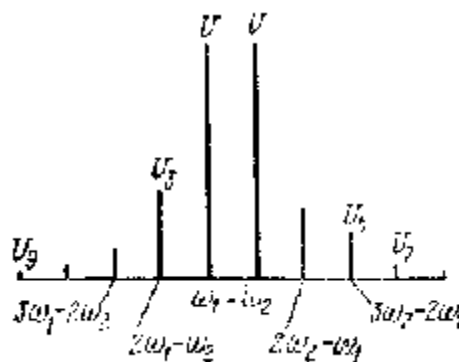


Рис. 3.6. Часть спектра сигнала в нагрузке

$$M_3 = 20 \lg(U_3/U), \quad (3.15)$$

$$\text{а для } M_5 \quad M_5 = 20 \lg(U_5/U). \quad (3.16)$$

Стремясь получить минимальные значения величин  $M_3$  и  $M_5$ , изменяют элементы согласующих устройств, подбирая соответствующие эквивалентные сопротивления на входе и выходе транзистора и, кроме того, меняя смещение входной цепи транзистора по постоянному току. Как правило, наилучший режим измерений соответствует примерно равным значениям  $M_3$  и  $M_5$  и значительно меньшим значениям всех остальных составляющих. Непременным условием измерения является поддержание постоянного уровня мощности сигнала в нагрузке.

Остановимся более подробно на допустимом диапазоне значений  $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$ . Одно из преимуществ двухтонового метода измерений заключается в возможности наблюдать на экране анализатора спектра одновременно и основные тона, и их комбинационные со-

ставляющие, что значительно облегчает настройку измерительной системы. С этой точки зрения значение  $\Delta\omega$  должно быть достаточно малым по сравнению с полосой обзора анализаторов спектра, используемых в этом частотном диапазоне. Уменьшать  $\Delta\omega$  целесообразно и по другой причине. Свойства транзистора усиливать сигнал изменяются с частотой. При значительном увеличении  $\Delta\omega$  (о каждый тон может усиливаться по-разному, что не позволит сделать правильные выводы о линейных свойствах транзистора.

Основным препятствием к уменьшению  $\Delta\omega$  является трудность построения двухтонового генератора с высокой стабильностью частоты каждого тона (см. § 3.10). Кроме того, не меньшую трудность при измерении представляет необходимость поддерживать равенство амплитуд обоих тонов. Покажем, что произойдет, если при измерениях не выполняется условие (3.9). Как известно, нелинейный четырехполюсник, которым можно описать поведение транзистора, может быть в первом приближении охарактеризован следующей зависимостью выходного напряжения от входного:

$$U_{\text{вых}}(t) = k_1 U_{\text{вх}}(t) + k_2 U_{\text{вх}}^2(t) + \dots + k_n U_{\text{вх}}^n(t), \quad (3.17)$$

где члены ряда убывают с возрастанием их порядкового номера.

Из формулы (3.17) с учетом выражения (3.14) можно получить формулы для определения амплитуд симметричных составляющих третьего и пятого порядков (если для простоты ограничиться числом  $n = 5$ ):

$$U_{2\omega_1 - \omega_2} = 0,75k_3 U_1^2 U_2 + 1,25k_5 U_1^2 U_2^3 + 1,25k_5 U_1^4 U_2; \quad (3.18)$$

$$U_{2\omega_2 - \omega_1} = 0,75k_3 U_1 U_2^2 + 1,25k_5 U_1^3 U_2^2 + 1,25k_5 U_1 U_2^4; \quad (3.19)$$

$$U_{3\omega_1 - 2\omega_2} = 0,625k_5 U_1^3 U_2^2; \quad (3.20)$$

$$U_{3\omega_2 - 2\omega_1} = 0,625k_5 U_1^2 U_2^3. \quad (3.21)$$

Из формул (3.18) и (3.19) [а также (3.20) и (3.21)] следует, что при возрастании амплитуды какого-либо одного тона величина  $U_{2\omega_1 - \omega_2}$  перестанет быть равной  $U_{2\omega_2 - \omega_1}$ , а величина  $U_{3\omega_1 - 2\omega_2}$  не будет равняться  $U_{3\omega_2 - 2\omega_1}$ . На практике это будет означать увеличение погрешности измерений комбинационных составляющих в спектре выходного сигнала (см. § 3.10).

### 3.6. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В предыдущих параграфах мы рассмотрели методы измерения энергетических параметров, предполагая, что эти измерения не взаимосвязаны. Однако, как показывает практика, режимы, соответствующие наилучшим значениям  $K_{\text{вр}}(\text{по})$  и  $M_3$ , измеренным в отдельности, различны. Так, максимальное значение  $K_{\text{вр}}(\text{по})$  (для простоты чтения в дальнейшем индекс «по» опускается) достигается в режиме, характеризующемся сравнительно небольшими токами и достаточно большими мгновенными напряжениями на коллекторе в то время, как режим наименьшего значения  $M_3$  характеризуется значительно большими токами коллектора и практически отсутствием перегрузок по напряжению на коллекторе. Иными словами можно сказать, что эквивалентные сопротивления генератора и нагрузки, при которых достигаются наилучшие значения параметров  $K_{\text{вр}}$  и  $M_3$ , различны [29 — 31].

Для разработчика информация о значениях параметров, полученных в различных, не связанных между собой режимах, не имеет практической ценности. Для проектирования аппаратуры необходимо знать значения  $K_{\text{вр}}$  и  $M_3$ , измеренные в одном режиме при определенном уровне отдаваемой мощности. Это означает, что измерение энергетических параметров транзисторов должно проводиться в одном режиме. Следует отметить, что подобная ситуация характерна и для генераторных транзисторов, для которых измеряются  $K_{\text{вр}}$  и  $\eta_k$  в одном режиме при определенном значении  $P_{\text{вых}}$ , и для малошумящих приборов, для которых одновременно измеряются  $K_{\text{ш}}$  и  $K_{\text{вр}}$ .

Для линейных транзисторов положение еще более усложняется, так как режимы наилучших значений  $K_{\text{вр}}$  и  $M_3$  существенно различны и, кроме того, они зависят не только от уровня сигнала, но и от условий измерения на входе и выходе транзистора как на основной частоте, так и на частотах высших гармоник. Условимся характеризовать каждый режим уровнем мощности  $P_{\text{ВЫХ}}$  и комплексными сопротивлениями  $Z_{\Gamma, \text{ЭКВ}}$  и  $Z_{\Pi, \text{ЭКВ}}$ . Пусть наилучшему значению  $K_{\text{вр}}$  соответствуют сопротивления  $Z_{\Gamma, \text{ЭКВ}1}$  и  $Z_{\Pi, \text{ЭКВ}1}$ , а наилучшему значению

$M_3$  —  $Z_{\Gamma, \text{ЭКВ}2}$  и  $Z_{\Pi, \text{ЭКВ}2}$ . Если предположить, что на параметры транзистора установлены нормы, соответствующие наилучшим значениям  $K_{\text{вр}}$  и  $M_3$ , то выпуск таких приборов был бы невозможен, так как сочетание этих значений в одном режиме получить нельзя. Если же уменьшить нормы на параметры  $K_{\text{вр}}$  и  $M_3$ , то появятся определенные области режимов, отвечающие установленным нормам на каждый параметр. Проиллюстрируем это графическим построением областей сопротивлений, например, для  $Z_{\Gamma, \text{ЭКВ}}$ , выполненных на комплексной плоскости.

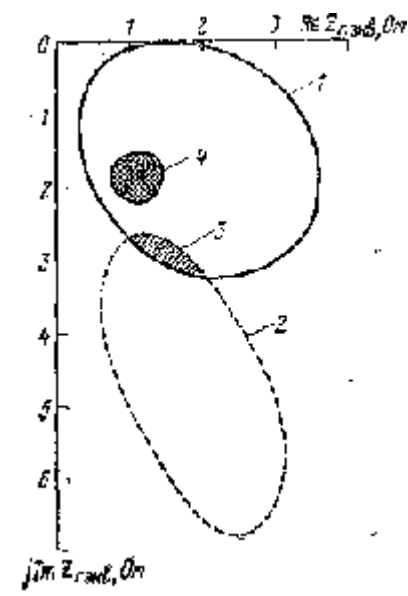


Рис. 3.7. Области сопротивлений для  $Z_{Г.экв} = f(K_{вр}, M_3)$ :

1 — область  $\max K_{вр}$ ; 2 — область  $\min M_3$ ; 3 — область оптимальных режимов; 4 — область минимального отраженного сигнала на входе

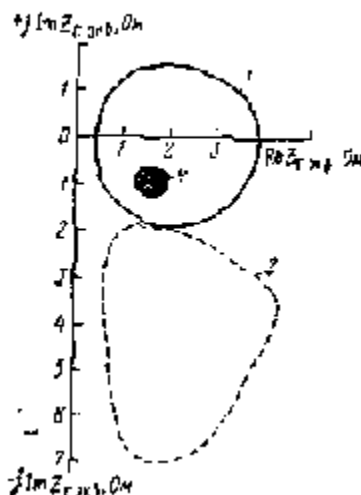


Рис. 3.8. Области сопротивлений для  $Z_{Г.экв} = f(K_{вр}, M_3)$ :

1 — область  $\max K_{вр}$ ; 2 — область  $\min M_3$ ; 4 — область минимального отраженного сигнала на входе измерительной схемы

На рис. 3.7 и 3.8 показаны две области значений  $Z_{Г.экв}$ , соответствующие определенным нормам на  $K_{вр}$  и  $M_3$ , причем на рис. 3.7 эти области пересекаются, а на рис. 3.8 такого пересечения нет. Это означает, что в первом случае существует общая область сопротивлений, позволяющая обеспечить необходимые значения параметров, а во втором — такой области нет, т. е. выпуск приборов невозможен. Такое же построение можно выполнить и для  $Z_{н.экв}$  (рис. 3.9), указав также область, общую для значений  $K_{вр}$  и  $A\beta_3$ , соответствующую заданным нормам. Следует отметить, что размеры и положение области на комплексной плоскости для  $Z_{Г.экв}$  и  $Z_{н.экв}$  взаимозависимы. Это означает, что положение общей области для  $Z_{Г.экв}$  зависит от значений  $Z_{н.экв}$ , при котором оно было получено, и наоборот (рис. 3.10 и 3.11). Такая зависимость существенно усложняет поиск общей области. Если к этому добавить, что у каждого транзистора из-за разброса энергетических параметров имеются свои области, удовлетворяющие требуемым нормам, то станут очевидными трудности, стоящие при измерении энергетических параметров линейных транзисторов в условиях производства.

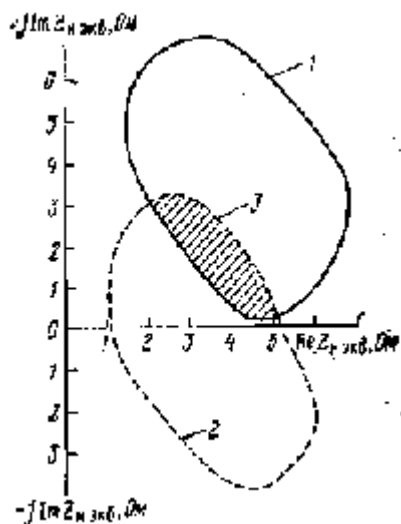


Рис. 3.9. Области сопротивлений для  $Z_{н.экв}$ : 1 — область  $\max K_{вр}$ , 2 — область  $\min M_3$ ; 3 — область оптимальных режимов

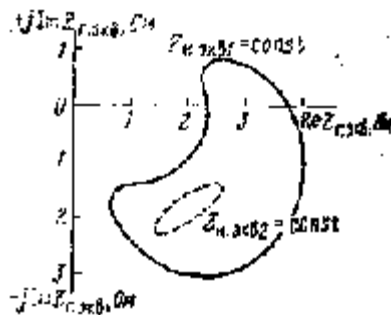


Рис. 3.10. Области оптимальных сопротивлений для  $Z_{Г.экв}$  при разных значениях  $Z_{н.экв}$  на частоте измерений  $\omega$

Обратимся теперь к особенностям измерения энергетических параметров. Поскольку практически невозможно рассчитать или каким-либо другим способом определить сопротивления, которые должны быть установлены на входе и выходе каждого транзистора перед измерением параметров, остается лишь

экспериментальный путь нахождения необходимых значений  $Z_{Г-ЭКВ}$  и  $Z_{Н-ЭКВ}$ . Он может быть трудным или легким в зависимости от размеров общей области (см. рис. 3.7, 3.9 и 3.12). Естественно, что чем больше эта область, тем легче ее найти в процессе измерений. Возможны различные пути расширения этих областей. Один из них — это снижение норм на параметры, что нежелательно. Другой путь — расширение у транзисторов области оптимальных сопротивлений, которая легко находилась бы при измерениях. Этот путь определяется технологическими и конструктивными особенностями изготовления транзисторов, и соответственно нормы на параметры устанавливаются с учетом обеспечения возможности выпуска транзисторов. Однако из-за того, что никогда неизвестно заранее, существует ли у данного транзистора область оптимального режима или она отсутствует и следует ли затрачивать время на ее поиск или нет, в производстве идут на определение потери, измеряя всю партию транзисторов при одних и тех же сопротивлениях  $Z_{Г-ЭКВ}$  и  $Z_{Н-ЭКВ}$ . Это обстоятельство является основной особенностью измерения энергетических параметров транзисторов данного класса.

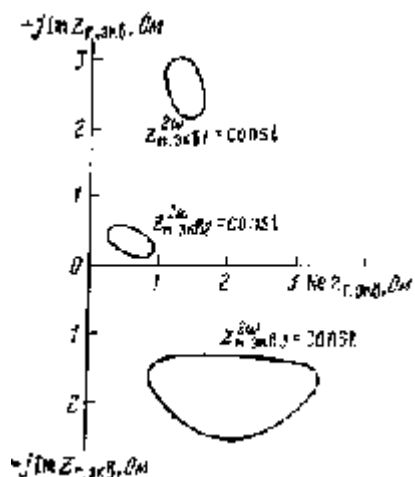


Рис. 3.11. Области оптимальных сопротивлений для  $Z_{Г-ЭКВ}$  при разных значениях  $Z_{Н-ЭКВ}$  на частотах, больших  $w(2w)$

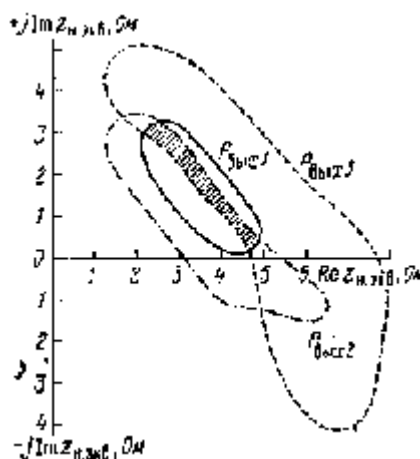


Рис. 3.12. Области оптимальных сопротивлений  $Z_{Н-ЭКВ}$  при разных значениях  $P_{Вых}$  ( $P_{Вых1} > P_{Вых2} > P_{Вых3}$ )

Ответим на вопрос: как находится необходимая пара значений  $Z_{Г-ЭКВ}$  и  $Z_{Н-ЭКВ}$  или (как будет показано далее) как осуществляется фиксированная настройка согласующего устройства? Как правило, эта настройка определяется при разработке транзисторов путем экспериментального подбора сопротивлений для партии. Вначале настраиваются на получение наибольшего значения  $K_{ур}$ . Далее с помощью анализатора спектра производится настройка на заданный уровень значений  $M_3$ . Если транзисторы обладают достаточными запасами по параметрам, то двумя-тремя пробами удастся подобрать такую настройку входной и выходной цепей, при которой основная масса из партии транзисторов окажется годной по установленным нормам. Вслед за этим полученная настройка фиксируется, и в дальнейшем именно она используется для измерения энергетических параметров при производстве.

### 3.7. СОГЛАСУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Как уже было сказано, понятие согласования не может быть применимо при описании работы мощного ВЧ транзистора. Однако при дальнейшем рассмотрении мы будем продолжать называть (как это принято в литературе) соответствующее устройство согласующим, хотя правильнее было бы называть его трансформатором сопротивлений. Остановимся коротко на различных вариантах согласующих устройств [32], наиболее распространенные примеры которых приведены на рис. 3.13. По вариантам включения элементов различают Г, Т и П-образные схемы согласующих устройств.

В процессе производства, где энергетические параметры измеряются в определенном выбранном устройстве при фиксированной настройке не имеет значения, какой из вариантов устройства используется в измерительной установке. Однако, когда предстоит выбрать схему согласующего устройства (например, при разработке нового типа транзистора), правильное решение вопроса помогает быстро провести оптимальную настройку.

Выбор варианта согласующего устройства в первую очередь зависит от того, по какому параметру имеются наименьшие запасы у измеряемого типа транзистора. Даже если каждая из указанных схем может обеспечить одинаковые значения  $Z_{Г-ЭКВ}$  и  $Z_{Н-ЭКВ}$ , условия работы по высшим гармоникам обязательно будут различны, что может повлиять на результаты измерений.

В измерительных схемах на рис. 3.13,а и б сопротивления на входе транзистора для высших гармоник (если эти схемы используются только в коллекторной Цепи) будут большими по сравнению со схемой на трас. 3.13,е и, следовательно, форма тока будет близка к синусоидальной при несинусоидальном напряжении.

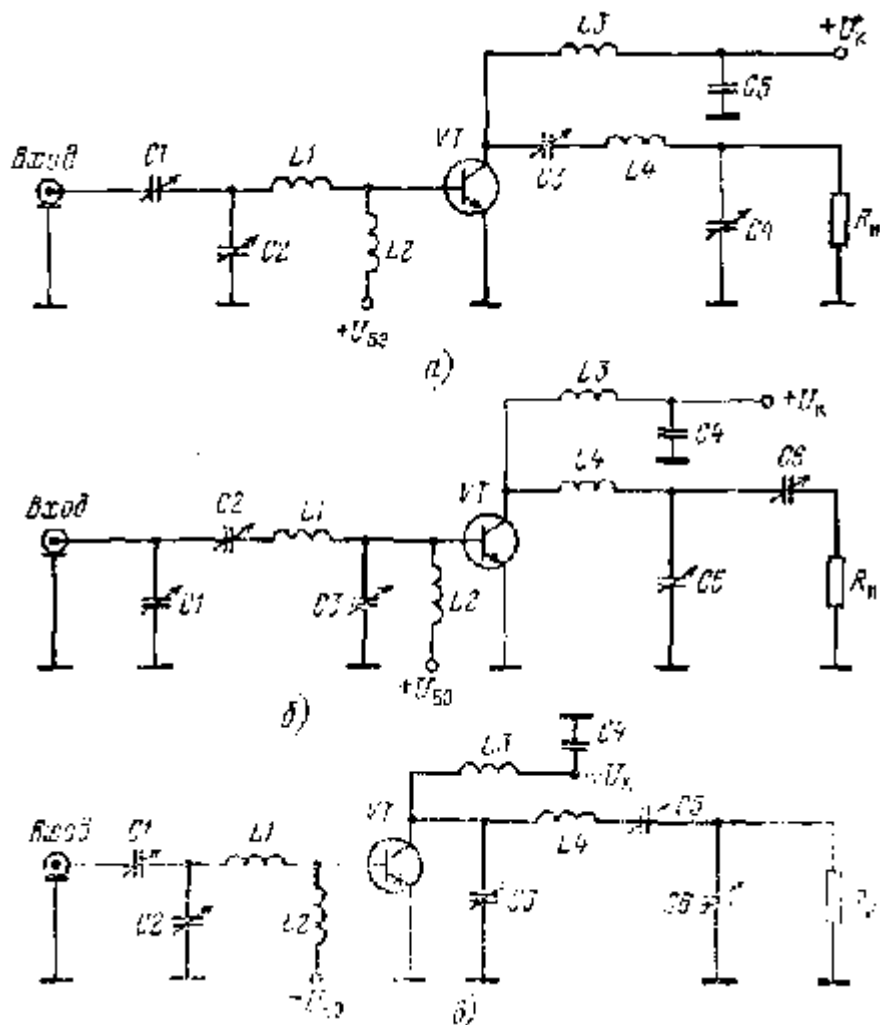


Рис. 3.13. Согласующие устройства:

*а* — измерительная схема с Т-образным входным и Г-образным выходным согласующими устройствами; *б* — измерительная схема с П-образным входным и Т-образным выходным согласующими устройствами; *в* — измерительная схема с Т-образным входным и П-образным выходным согласующими устройствами

Для схемы на рис. 3.13,в положение будет обратным. С этой точки зрения для выявления лучших линейных свойств транзистора целесообразно использовать на входе Т-образную схему, так как она позволяет получить более близкую к синусоидальной форму входного тока, а на выходе — П-образную, обеспечивающую более близкую к синусоидальной форму выходного напряжения. Помимо этого основного фактора обычно учитываются и другие особенности согласующих схем. Так, когда необходимо производить настройку, выбор схемы может определяться удобством поиска оптимальной настройки.

Для оценки различных согласующих устройств с этой точки зрения построим графическое изображение зависимости эквивалентного сопротивления каждого согласующего устройства от изменения емкости одного из переменных конденсаторов при постоянной емкости другого и при нагрузке  $R_H$  (на входе или выходе согласующего устройства в зависимости от места его включения по отношению к транзистору). Построенные таким образом регулировочные кривые для разных типов схем показаны на рис. 3.14 — 3.16.

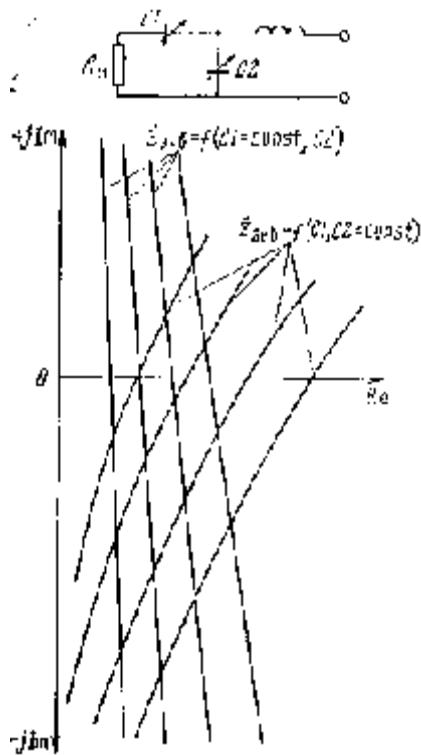


Рис. 3.14. Зависимость сопротивления  $Z_{\text{экв}}$  от емкостей конденсаторов  $C1$  и  $C2$  для Т-образной схемы

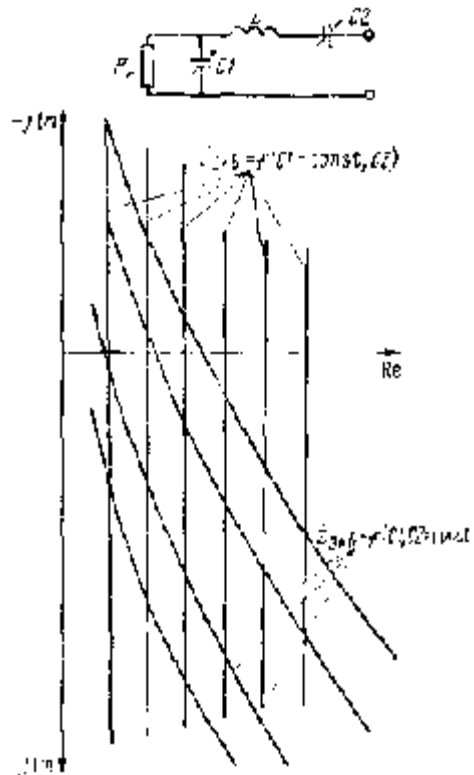


Рис. 3.15. Зависимость сопротивления  $Z_{\text{экв}}$  от емкостей конденсаторов  $C1$  и  $C2$  для Г-образной схемы

Очевидно, что наиболее удобным следует считать семейство регулировочных кривых, которые располагаются параллельно осям мнимых и действительных значений. При этом изменение емкости каждого переменного конденсатора по отдельности позволяет независимо изменять активную и реактивную составляющие и, следовательно, быстрее найти необходимое сопротивление.

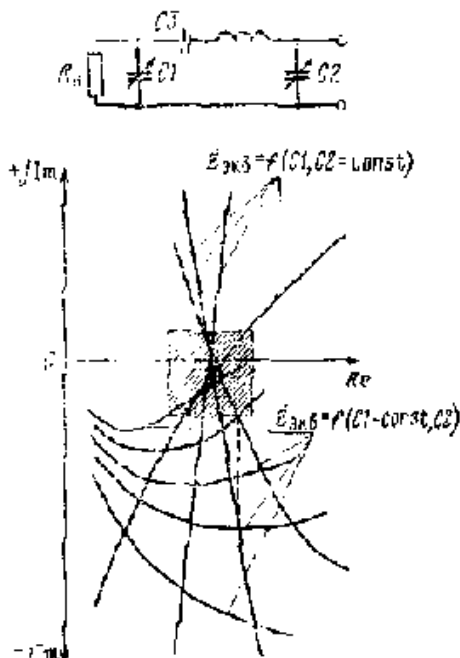


Рис. 3.16. Зависимость сопротивления  $Z_{\text{кв}}$  от емкостей конденсаторов  $C1$  и  $C2$  для П-образной схемы

В наибольшей степени к такому виду прилипают характеристики Г-образной схемы (см. рис. 3.15). Практическое ее удобство заключается в том, что выбор активной составляющей сопротивления достигается изменением емкости только одного конденсатора  $C1$ . С помощью емкости второго  $C2$  подбирается только суммарная реактивная составляющая сопротивления. В этом смысле Т-образная схема не обладает необходимым качеством.

Как следует из регулировочных кривых, при изменении каждого из переменных конденсаторов изменяются

одновременно активная и реактивная составляющие сопротивления. Наихудшей для настройки является П-образная схема, так как ее регулировочные кривые в некоторой области имеют вид расходящегося пучка (заштрихованная часть на рис. 3.16). Таким образом, наиболее предпочтительна с точки зрения быстроты нахождения оптимального сопротивления Г-образная схема.

Рассмотрим еще один фактор, также имеющий существенное значение при выборе согласующего устройства. Очень часто для получения необходимого сопротивления требуется включение в согласующее устройство конденсаторов больших номиналов. Реальные же постоянные и переменные конденсаторы обладают собственной индуктивностью. Если частота измерений велика, то индуктивное сопротивление конденсаторов может стать сравнимым с емкостным.

Расчет показывает, что Т-образная схема согласующего устройства позволяет получить одни и те же эквивалентные сопротивления с меньшими номиналами конденсаторов, нежели Г-образная схема. С этой точки зрения, а также учитывая остальные факторы, на низких частотах в качестве выходного согласующего устройства целесообразно использовать Г-образную схему, а на высоких — Т-образную. В качестве же входного согласующего устройства, как было указано ранее, используется обычно Т-образная схема.

### 3.8. МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ $Z_{ВХ}$

На первый взгляд может показаться, что измерение входного сопротивления транзистора  $Z_{3X}=R+jX$  является достаточно простой задачей. Действительно, обеспечив в процессе измерения энергетических параметров режим, при котором  $|\Gamma|=0$  на входе, и предположив известным выходное сопротивление генератора  $R_g$ , можно измерить конкретные величины элементов согласующего устройства и обычным способом рассчитать эквивалентное сопротивление  $Z_{Г.ЭКВ}$  на входе транзистора. Сопряженная ему величина и будет  $Z_{ВХ}$ . Однако на самом деле определение  $Z_{ВХ}$  — технически сложная задача, ибо сопротивление мощных транзисторов достаточно мало и даже небольшие ошибки в Измерении значений элементов согласующего устройства дают очень большую ошибку в определении  $Z_{ВХ}$  [31]. Кроме того, наличие паразитных реактивностей самих элементов и их монтажа (емкость катушки, индуктивность соединительных проводов и т. д.), сопротивления которых определить достаточно сложно, делает расчетный путь практически бесперспективным. Для измерения  $Z_{ВХ}$  не удастся использовать и выпускаемые в настоящее время измерители сопротивлений РЗ-32 и РЗ-33, а также панорамные измерители, поскольку погрешность этих установок при определении  $Z_{ВХ}$  мощных ВЧ транзисторов превышает сами измеряемые значения.

На практике применяется сложный, но позволяющий достаточно точно определять составляющие  $\Gamma_{ВХ}$ , метод Замещения. Этот метод при определении  $\Gamma_{ВХ}$  заключается в нахождении значений элементов эквивалентного двухполюсника, замещающего в измерительной схеме испытуемый транзистор. Наиболее удобным прибором, определяющим правильность подбора такого двухполюсника, является индикатор падающей и отраженной волн, включенный между генератором и согласующим устройством на входе транзистора. Входное сопротивление измеряется следующим образом. Вначале устанавливается режим измерений энергетических параметров транзисторов в условиях согласования по входу, т. е. при  $|\Gamma|=0$ . (Этот режим близок к режиму наилучшего  $K_{вр}$ .) Затем, устанавливая вместо испытуемого транзистора двухполюсник и подбирая его элементы так, чтобы коэффициент отражения  $|\Gamma|$  был близок к нулю, определяют сопротивление двухполюсника, которое равно  $Z_{ВХ}$  ( $Z_{ВХ}=R\pm jX$ ). Основные трудности описываемого метода заключаются в подборе и определении значений элементов.

Рассмотрим вначале конструкцию двухполюсника. Активная составляющая  $R$  должна иметь возможно малые паразитные индуктивности, поэтому целесообразно резистивные сопротивления изготавливать на плате путем напыления. Размеры таких напыленных сопротивлений не превышают, как правило, десятых долей миллиметра, и их индуктивность пренебрежимо мала. Поскольку реактивная составляющая входного сопротивления может иметь разный знак, то и двухполюсник должен быть выполнен так, чтобы имелась возможность получать как  $+jX$ , так и  $-jX$ . В связи с этим реактивная часть двухполюсника выполняется из последовательно соединенных сосредоточенной индуктивности, изготовленной в виде небольшой катушки, и конденсатора, с помощью которого изменяют знак и значение реактивной составляющей. Таким образом, реактивная составляющая представляет собой алгебраическую сумму сопротивлений  $X=wL - 1/wC$ . Для более удобного выбора диапазона изменения  $X$  емкость должна состоять из суммы двух емкостей — постоянной и переменной. Перед измерениями необходимо снять регулировочный график, подобный показанному на рис. 3.17. Для этого следует знать суммарное значение  $toL$ , которое складывается из постоянной сосредоточенной индуктивности и паразитных индуктивностей реальных элементов (конденсаторов, резисторов, элементов монтажа). Это значение определяется из условия последовательного резонанса. Находя положение ротора переменного конденсатора, соответствующее последовательному резонансу, измеряют затем  $S_{рез}$  и из условия резонанса  $X=Q$  вычисляют значение  $wL$ , после чего путем расчета получают регулировочный график. Само измерение  $\Gamma_{ВХ}$  состоит в последовательном подборе сопротивлений  $R$  и  $X$  двухполюсника с целью получения режима, при котором  $|\Gamma|=0$ .

Описанная методика позволяет измерять достаточно малые сопротивления. В зависимости от качества изготовления двухполюсника и тщательности проведения измерений можно измерить минимальные значения активной составляющей  $\Gamma_{ВХ}$  (0,1 Ом) и реактивной (1,5 Ом).

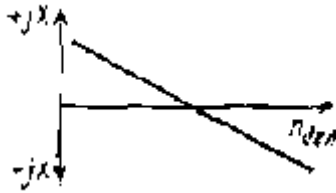


Рис. 3.17. Типовая зависимость  $\pm jX=f(n)$  для эквивалентного двухполюсника

Методика измерения  $Z_{вх}$ , основанная на методе замещения, может быть использована не только тогда, когда измерение энергетических параметров транзистора проводится в режиме согласования по входу. Часто для получения наилучших значений параметров используется режим, отличающийся от согласованного. В этом случае с помощью метода замещения можно определить эквивалентное сопротивление генератора  $Z_{г-экв}$ , включенного на входе транзистора. Порядок измерений остается таким же, так же определяются элементы эквивалентного двухполюсника, а сопротивление  $Z_{R,3кВ}$  является комплексно-сопряженным с сопротивлением эквивалентного двухполюсника.

Отметим, что если наилучшее сочетание значений параметров получено в режиме, где  $|\Gamma| \neq 0$ , то разработчику аппаратуры желательно знать не входное сопротивление  $Z_{вх}$  а сопротивление  $Z_{г-экв}$ , потому что именно с его помощью можно спроектировать аппаратуру оптимальным образом.

### 3.9. ОСОБЕННОСТИ АППАРАТУРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Все методы измерений электрических параметров, рассмотренные в гл. 3, практически реализованы в стандартной или нестандартной измерительной аппаратуре, используемой при разработке и производстве ВЧ транзисторов. Из стандартных приборов следует назвать измеритель Л2-42, предназначенный для измерения статических параметров мощных транзисторов. В нем используется импульсный метод измерения статического коэффициента передачи тока  $h_{21э}$ , а обратные токи измеряются при подаче постоянного напряжения.

Принципы построения измерителей, предназначенных для измерения  $|L_{21э}|$ ,  $C_{к}$ ,  $C_{э}$ , в общем достаточно ясно следуют из рассмотрения соответствующих методов измерения и поэтому не требуют специального обсуждения. Общие требования к контактным устройствам достаточно подробно рассмотрены в [23]. Наиболее сложной и наименее освещенной в литературе является аппаратура, предназначенная для измерения энергетических параметров транзисторов.

Введение для характеристики линейных свойств мощных транзисторов параметров  $M_3(M_s)$  привело к значительному усложнению аппаратуры, используемой обычно для измерения только  $K_{ур}$  и  $R_{вых}$  [32]. Необходимость определения одновременно всей совокупности энергетических параметров, да еще при высоком уровне мощности сигнала в нагрузке, выдвинуло ряд специальных требований к измерительной аппаратуре. Во-первых, для получения больших значений  $R_{вых}$  необходимо на вход испытуемого транзистора подавать сигнал также достаточно большой амплитуды. Во-вторых, для определения всей совокупности энергетических параметров входной сигнал генератора возбуждения должен обеспечивать возможность измерений как в однотоновом, так и в двухтоновом режимах. В-третьих, в измерительной установке должен содержаться источник питания  $U_B$  для задания режима постоянного смещения входной цепи транзистора. В-четвертых, в измерительной установке для испытуемого транзистора должны быть обеспечены достаточно хорошие условия охлаждения. Все сказанное определило принципы построения аппаратуры для измерения энергетических параметров мощных ВЧ транзисторов.

Один из вариантов подобной установки был показан на рис. 3.4. Основной интерес представляет рассмотрение генератора двухтонового и однотонового сигналов 1 и контактного устройства 5. Ослабитель 2 включается для уменьшения влияния нагрузки — входа измерительной схемы — на работу генератора возбуждения. Очевидно, что включение ослабителя вынуждает использовать генератор с большей выходной мощностью. Ослабитель на выходе 9 включается в том случае, когда значение  $R_{вых}$  превышает диапазон мощностей, измеряемых прибором 10. Коэффициенты ослабления должны определяться на рабочей частоте для уменьшения общей погрешности измерения.

Фильтры гармонических составляющих 4 и 7 могут отсутствовать, если полоса пропускания согласующих устройств достаточно узкая и обеспечивает необходимую фильтрацию высших гармонических составляющих.

Генератор возбуждения. Построение двухтонового генератора при создании измерительной установки представляет главную трудность. Как было сказано в § 3.5, сигнал на выходе этого генератора должен состоять из суммы двух синусоид равной амплитуды и с относительно малой разностью частот.

Применение стандартных генераторов при условии, что частота измерения составляет от 1,5 до 100 МГц, а разность частот всего от 1 до 10 кГц, невозможно, так как подобные двухтоновые генераторы нашей промышленностью не выпускаются, а включение двух отдельных генераторов не позволяет получить необходимые значения  $\Delta\omega$ . В связи с этим используются специально разработанные двухтоновые генераторы, структурная схема одного из которых показана на рис. 3.18.



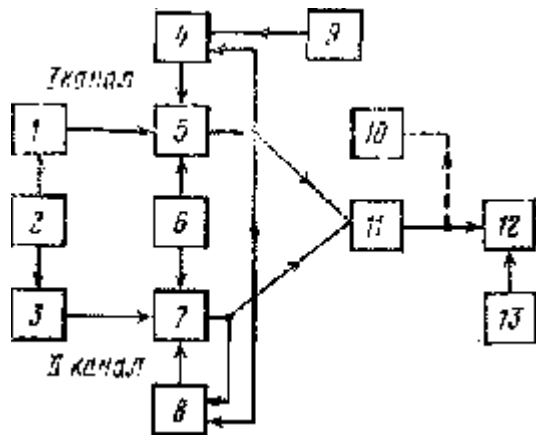


Рис. 3.18. Структурная схема генератора возбуждения:

1, 3 — генераторы основных частот ионов); 2, 6 — блоки питания генераторов и усилителей мощности; 4 — блок управления амплитудой опорного тока; 5, 7 — усилители мощности; 8 — блок управления амплитудой регулируемого тона; 9 — бл задания амплитуды опорного тока; 10 — блок калибровки; 11 — смеситель; 12 — контактное устройство; 13 — блок питания и контроля.

Генератор возбуждения состоит из двух одинаковых каналов, в каждом из которых имеется свой маломощный генератор синусоидального сигнала (блоки 1 и 3), обязательно содержащий кварцевый резонатор, благодаря которому и достигается высокая стабильность частоты каждого тона. Выходной сигнал генераторного каскада усиливается до десятков милливольт, а затем поступает на усилитель мощности (блоки 5 и 7). Между генератором и усилителем мощности включается ослабитель для уменьшения их взаимного влияния. Каждый усилитель мощности состоит из трех каскадов, имеющих устройства для согласования сопротивлений на входе и выходе, аналогичных по своему строению схемам, показанным на рис. 3.13. Это позволяет настраивать каждый каскад отдельно, согласуя его входное и выходное сопротивления с одним и тем же стандартным сопротивлением нагрузки. Выходные сигналы усилителей мощности обоих каналов складываются с помощью мостового смесителя (блок 11), содержащего три основные индуктивности и одну емкость. Такое построение смесителя, во-первых, обеспечивает необходимые фазовые соотношения в нагрузке и балластном резисторе и, во-вторых, позволяет уменьшить взаимное влияние каналов. Для плавной регулировки амплитуд обоих тонов и поддержания равенства их во всем динамическом диапазоне имеются две следящие системы (блоки 4 и 8). Первая из них осуществляет сравнение устанавливаемого постоянного напряжения (блок 9) и напряжения, пропорционального амплитуде одного, принятого за опорный, тона.

Напряжение, равное их разности, усиливается усилителем постоянного тока и поступает в цепь питания первого каскада, уменьшая или увеличивая уровень его выходного сигнала. Так осуществляется влвная регулировка амплитуды одного (опорного) тока. Аналогичная система управляет работой второго усилителя мощности. Различие заключается в том, что одним из сравниваемых является напряжение, пропорциональное амплитуде опорного тона, а вторым — напряжение, пропорциональное амплитуде второго тона.

Как сказано ранее, существенным требованием, которому должен отвечать генератор возбуждения, является низкий уровень собственных комбинационных составляющих спектра. Появление их объясняется смешиванием в оконечном каскаде усилителя мощности двух сигналов: собственного усиливаемого и сигнала, поступающего через мост сложения из другого канала. Уменьшение амплитуды комбинационных составляющих достигается выбором режима смещения по постоянному току в каскадах усилителя и соответствующей корректировкой элементов настройки выходных каскадов, а также элементов моста сложения. Таким образом удается получить собственный уровень комбинационных составляющих не хуже минус (36 — 40) дБ.

**Контактное устройство.** Контактные устройства могут различаться согласующими устройствами, включаемыми на входе и выходе транзистора, как это указано в § 3.7. Пример одного из возможных вариантов контактного устройства показан на рис. 3.4. Любое подобное контактное устройство содержит ряд обязательных элементов. Прежде всего это сами контактные площадки, к которым присоединяются выводы транзистора, включенного по схеме ОЭ. Конструкция непосредственно контактной части должна обеспечивать минимальную индуктивность между эмиттерными выводами и шиной заземления, так как наличие этой индуктивности вызывает уменьшение коэффициента усиления по мощности.

Для охлаждения испытуемого транзистора в измерительной схеме используется принудительный водяной поток. Охлаждение имеет важное значение, так как чрезмерное повышение температуры может привести к выходу прибора из строя в процессе измерения.

Каждое контактное устройство содержит элементы, с помощью которых задается режим смещения по постоянному току на испытуемый транзистор. Последовательно с коллектором обязательно включается индуктивность, сопротивление которой на рабочей частоте должно быть, с одной стороны, достаточно большим, чтобы обеспечить работу транзистора в режиме В (индуктивность  $L_3$  на рис. 3.4). С другой стороны, при увеличении индуктивности возрастают мгновенные напряжения на коллекторе, что создает опасность выхода транзистора из строя при настройке измерительной схемы.

Для обеспечения режима смещения входной цепи транзистора в контактном устройстве имеется индуктивность ( $L_2$  на рис. 3.4). Она выбирается достаточно большой, чтобы не вызывать уменьшения переменного сигнала на входе транзистора. Напряжение смещения  $U_B$  поступает от источника постоянного тока

через делитель  $R1, R2$ . Сопротивления выбираются по возможности малыми, обычно около 1 Ом. Необходимость этого связана с детектированием сигнала на эмиттерном переходе, имеющем диодную характеристику. Вследствие разных прямого и обратного напряжений потенциал базы уменьшается по отношению к эмиттеру при увеличении амплитуды сигнала, т. е. транзистор несколько подзапирается.

Таким образом, напряжение на эмиттерном переходе  $U_{эб}$  в режиме измерений является алгебраической суммой двух величин: открывающего напряжения и запирающего, определяемого детектированием. Именно эта сумма напряжений контролируется вольтметром постоянного тока непосредственно после получения требуемого уровня  $P_{вых}$ .

### 3.10. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Вопросы, связанные с общей методикой расчета погрешности измерения параметров транзисторов, достаточно подробно освещены в литературе. В то же время погрешности измерения энергетических параметров именно мощных транзисторов нигде отдельно не рассмотрены. В связи с этим целесообразно дать оценку возможных значений частных и общих погрешностей этих измерений. Для простоты рассмотрения вопроса примем допущение, что расчет общей погрешности измерительной аппаратуры может быть произведен по формуле

$$\delta_{н.а} = \sqrt{\sum_1^k \delta_i^2}, \quad (3.22)$$

где  $\delta_{н.а}$  — погрешность измерительной аппаратуры;  $\delta_i$  — частная погрешность.

Остановимся специально на одной стороне вопроса, недостаточно четко изложенной в [25]. Речь идет о различии понятий общей погрешности измерения и общей погрешности измерительной аппаратуры. Как известно, при измерении параметров транзисторов может возникать частная погрешность от неточности задания или поддержания режима измерений. Эта погрешность определяется зависимостью измеряемого параметра от величин, характеризующих режим измерений и, следовательно, полностью зависит от свойств транзистора. Поэтому такую составляющую погрешности нельзя рассматривать как частную погрешность, присущую измерительной аппаратуре, а следует трактовать как отдельную режимную погрешность и учитывать при расчете общей погрешности измерения по формуле

$$\delta_{изм} = \sqrt{\delta_{н.а}^2 + \delta_p^2},$$

где  $\delta_{изм}$  — общая погрешность измерения;  $\delta_p$  — режимная погрешность.

Погрешность измерения  $P_{вых}$  и  $K_{ур}$ . Вначале рассмотрим вопросы, связанные с аппаратурной погрешностью при измерении  $P_{вых}$ , а затем остановимся на режимной погрешности, определяемой зависимостью отдаваемой мощности от напряжения питания транзистора.

Для стрелочных измерителей мощности первая составляющая погрешности составляет  $\pm 10\%$ . Использование цифровых измерителей мощности позволяет снизить это значение до  $\pm 5\%$ . Режимная погрешность, если считать, что зависимость  $P_{вых}$  от напряжения питания в первом приближении квадратична, будет близка к  $\pm(1 - 2)\%$ , так как точность установки напряжения коллектора с использованием современных цифровых вольтметров составляет  $\pm(0,5 - 1)\%$ .

Из приведенных данных следует, что доминирующей погрешностью в данном случае является погрешность измерителя мощности, и поэтому использование более точных приборов позволяет решающим образом уменьшить общую погрешность измерения.

Из определения  $K_{ур}$  следует, что основными частными составляющими являются погрешности измерения  $P_{вых}$  и  $P_{вх}$ . Предполагая, что  $P_{вых}$  и  $P_{вх}$  измеряются либо одним и тем же прибором, либо приборами одинакового класса, можно считать, что каждая из этих составляющих находится в пределах от  $\pm 5$  до  $10\%$ . При измерении  $P_{вх}$  появляется еще одна частная погрешность, определяемая точностью градуировки индикатора падающей мощности, если  $K_{ур}$  измеряется в режиме согласования по входу или точностью отсчета  $P_{вх}$  по положению регулятора мощности входного генератора, если измеряется  $K_{ур}$  ком. И в том, и в другом случаях при тщательном выполнении процесса градуировки эта составляющая погрешности может быть сделана менее  $\pm 5\%$ . Используя формулу (3.22), получим погрешность измерения  $K_{ур}$  в наихудшем случае не более  $\pm 15\%$ .

**Погрешность определения  $P_{вых(по)}$ .** Величина,  $P_{вых(по)}$ , как сказано в § 3.3, обычно не измеряется непосредственно измерителем мощности, а вычисляется по значению  $P_{вых}$  согласно формуле (3.12). Однако, поскольку далеко не всегда в процессе измерения контролируется форма выходного напряжения, использование этого соотношения может привести к появлению дополнительной погрешности при определении  $P_{вых(по)}$ . Следовательно, вообще говоря, нужно в каждом конкретном случае находить коэффициент, связывающий величины  $P_{вых}$  и  $P_{вых(по)}$ . Один из наиболее часто встречающихся случаев, когда надо находить такую связь, — это искажение формы двухтонового сигнала в виде уплощения вершины огибающей.

Форма сигнала для этого случая приведена на рис. 3.19. Она может быть записана следующими аналитическими выражениями:

$$u_n(t) = \begin{cases} 2U \cos \Omega t_1 \sin \omega t, & 0 < t < t_1; \\ 2U \cos \Omega t \sin \omega t, & t_1 < t < T/4 - t_1. \end{cases} \quad (3.23)$$

$$(3.24)$$

Если для такого сигнала найти отношение действующего значения мощности за период  $T$ , т. е.  $P_{\text{вых}}$  к мощности для синусоиды с амплитудой напряжения  $2U \cos \Omega t_1$ , то после алгебраических преобразований с учетом того, что  $t_1/T < 1$ , получаем

$$P_{\text{вых(по)}} / P_{\text{вых}} \sim 1 / (0,5 + 2t_1 / T).$$

Отсюда следует, что уже при  $t_1 = 10^\circ$  погрешность определения  $P_{\text{вых(по)}}$ , если пользоваться формулой (3.12), будет более 10 %.

При измерении энергетических параметров мощных транзисторов форма сигнала с помощью осциллографа обычно не контролируется, а определяется его спектр путем использования анализатора спектра. Поэтому представляет интерес вопрос об ограничении уровня значений  $M_3(M_5)$ , при котором дополнительная погрешность не превышает 10%. Экспериментальное сравнение формы и спектра сигнала показало, что если уровень  $M_3(M_5)$  больше — 21 дБ, пользоваться выражением (3.12) нельзя.

**Погрешность измерения  $M_3(M_5)$ .** Переходя к рассмотрению погрешности измерения коэффициента комбинационных составляющих  $M_3(M_5)$ , так же как и в предыдущих разделах, оцениваем отдельно инструментальную и режимную погрешности. Анализ их значений проведем таким образом, чтобы показать возможные пути их уменьшения и одновременно сформулировать соответствующие требования к генератору возбуждения.

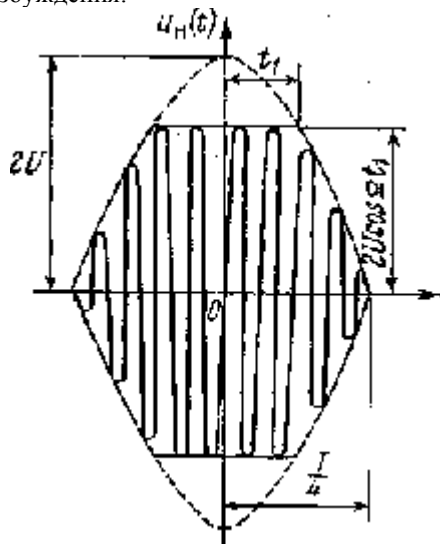


Рис. 3.19. Двухтоновый сигнал искаженной формы в нагрузке.

Инструментальная погрешность измерений  $M_3$  определяется следующими слагаемыми: собственными комбинационными составляющими генератора возбуждения, разностью амплитуд основных тонов этого генератора, изменением коэффициента пропускания выходного согласующего устройства в рабочей полосе частот и погрешностью измерения используемого анализатора спектра. Рассмотрим каждую из этих слагаемых в отдельности.

У реального генератора возбуждения в спектре выходного сигнала всегда содержатся комбинационные составляющие третьего и пятого порядков, которые неизбежно вносят погрешность при измерении комбинационных составляющих транзистора. Если для упрощения считать, что выходной сигнал генератора содержит только основные тона и комбинационные составляющие третьего и пятого порядков, то в нагрузке сигнал кроме усиленных основных тонов будет содержать усиленные во столько же раз комбинационные составляющие третьего и пятого порядков входного сигнала ( $M_{3г}$  и  $M_{5г}$ ), комбинационные составляющие третьего и пятого порядков, обусловленные нелинейностью исследуемого транзистора при поступлении на его вход основных тонов ( $M_{3т}$  и  $M_{5т}$ ), а также дополнительные слагаемые, обусловленные нелинейностью в транзисторе при поступлении на его вход комбинационных составляющих третьего и пятого порядков. Однако в связи с тем, что мы рассматриваем транзисторы с достаточно высокими линейными свойствами, значение последних слагаемых будет настолько мало, что при оценке погрешностей ими можно пренебречь. Каждому значению  $M_{3г}$  и  $M_{5г}$ ,  $M_{3т}$  и  $M_{5т}$  будут соответствовать амплитуды комбинационных составляющих  $U_{3г}$  и  $U_{5г}$ ,  $U_{3т}$  и  $U_{5т}$ , которые можно найти, используя формулу (3.15). Для нахождения результирующих значений  $U_3$  и  $U_5$  воспользуемся правилом сложения случайных величин (так как относительный фазовый сдвиг каждой пары

слагаемых, например  $U_{3г}$  и  $U_{3т}$ , может иметь произвольное значение от 0 до  $360^\circ$ ). В соответствии с этим правилом результирующая амплитуда комбинационной составляющей, например, третьего порядка будет равна  $U_3 = \sqrt{U_{3г}^2 + U_{3т}^2}$ . Определим теперь разность значения  $M_3$  соответствующего амплитуде  $U_3$ , и значения этого коэффициента для идеального генератора. Путем несложных выкладок получим

$$M_3 = M_{3г} - 10 \cdot (10^{0,1M_{3г}} + 10^{0,1M_{3т}}). \quad (3.25)$$

Основываясь на выражении (3.25), можно показать, что для транзисторов, у которых значение  $M_3$  не превышает  $-27$  дБ, погрешность измерения не превышает  $\pm 1$  дБ, если коэффициент комбинационных составляющих генератора будет, по крайней мере, на 6 дБ ниже требуемого уровня  $M_3$  для транзистора (первое требование к генератору возбуждения).

Вторая возможная причина погрешности — разность амплитуд у основных тонов генератора возбуждения. Представим себе, что амплитуда тона с частотой  $\omega_1$  больше относительного среднего уровня  $U$ , а амплитуда тона с частотой  $\omega_2$  меньше. Для простоты расчета рассмотрим часто встречающийся на практике случай, когда в формуле (3.19)  $k_5 < k_3$ , что позволяет воспользоваться упрощенным выражением для нахождения наибольшей амплитуды комбинационной составляющей третьего порядка

$$U_{2\omega_1 - \omega_2} \approx 0,75 k_3 U_1^2 U_2. \quad (3.26)$$

Наибольшую погрешность измерения можно получить, если найти отношение наименьшей амплитуды основного тона  $U_{\omega_2}$  к наибольшей амплитуде комбинационной составляющей третьего порядка  $U_{2\omega_1 - \omega_2}$ . Значение  $U_{вз}$  можно найти, используя формулы (3.17) и (3.14):

$$U_{\omega_2} \approx k_1 U_2. \quad (3.27)$$

Сравним теперь значение  $M_3$  для рассматриваемого случая и тогда, когда амплитуды обоих тонов равны некоторому среднему уровню  $U$ , определив тем самым частную составляющую погрешности. Исходя из выражений (3.26) и (3.27), а также с учетом (3.15) найдем

$$\Delta M_3 = 40 \lg \frac{U}{U_1}. \quad (3.28)$$

Из формулы (3.28) следует второе требование к генератору возбуждения: чтобы рассматриваемая составляющая погрешности не превышала  $\pm 1$  дБ, расхождение тонов относительно среднего уровня, обеспечивающего заданное значение  $P_{ввых}$ , не должно превышать 0,5 дБ во всем диапазоне изменения сигнала генератора (при этом расхождение тонов  $U_1$  и  $U_2$  составит около 1 дБ).

Третьим фактором, представляющим возможный источник погрешности, является уменьшение коэффициента пропускания выходного согласующего устройства в рабочей полосе частот. Эта составляющая погрешности мала, так как полоса пропускания обычно составляет 2 — 3 МГц, а максимальное значение разности частот основных тонов  $\Delta\omega/2\pi = 10$  кГц. Если принять линейный закон уменьшения коэффициента пропускания в полосе обзора, то для комбинационных составляющих третьего и пятого порядков погрешность измерения не превышает  $\pm 0,015$  дБ. Все это позволяет пренебречь этой частной составляющей.

Рассмотрим теперь инструментальную погрешность при измерении анализатором спектра. Она состоит из двух частных погрешностей. Первая из них связана с погрешностью отсчета амплитуд, которая для лучших отечественных анализаторов спектра, работающих в диапазоне 1,5 — 100 МГц, не превышает  $\pm 1$  дБ. Вторая составляющая значительно меньше и зависит от неравномерности собственной частотной характеристики в полосе обзора. Значение этой составляющей не превышает 0,1 — 0,2 дБ, что достаточно мало по сравнению с рассмотренными ранее.

Для нахождения общей погрешности просуммируем все значения частных составляющих в соответствии с формулой (3.22), перейдя предварительно от логарифмической формы к обычной. Найденное таким путем значение инструментальной погрешности не превышает  $\pm 1,8$  дБ при соблюдении рассмотренных ранее требований к генератору.

Остановимся теперь на режимной погрешности. Ее значение определяется зависимостью  $M_3 = f(P_{ввых})$ , типовой характер которой показан на рис. 3.20. Очевидно, целесообразно режим измерения выбирать таким образом, чтобы он соответствовал пологому участку графика. Это позволяет снизить погрешность измерений до значения  $\pm 0,5$  дБ вместо 1 — 2 дБ, соответствующих крутому участку зависимости.

Таким образом, если выполнить все требования, сформулированные ранее к генератору возбуждения, и если правильно выбрать режим измерений, то общее

значение погрешности не превысит  $\pm 2$  дБ. В тех же случаях (например, в условиях производства), когда можно уменьшить различие амплитуд тонов и коэффициент комбинационных составляющих генератора для более узкого диапазона измерения  $P_{ввых}$ , общую погрешность можно снизить до  $\pm 1$  дБ.

Погрешность измерения  $Z_{вх}$ . Рассматривая режимную погрешность измерения  $Z_{вх}$ , отмечаем, что в наибольшей степени ее значение зависит от постоянного смещения  $U_{сб}$  и в наименьшей от  $P_{ввых}$  и  $U_{и-п}$ . Для мощных ВЧ транзисторов эта составляющая погрешности не превышает, как правило, 0,02 — 0,03 Ом при измерении

активной части входного сопротивления и 0,1 Ом при измерении реактивной.



Рис. 3.20. Типовая зависимость коэффициента комбинационных составляющих третьего порядка от выходной мощности

Оценивая инструментальную погрешность, следует разделить ее на две части. Первая часть зависит от погрешности, с которой измеряется значение КСВН (или  $|\Gamma|$ ), и от влияния отклонения этого значения от 1 (или  $|\Gamma|$  от нуля) на погрешность определения  $Z_{вх}$ . Последнее, очевидно, будет зависеть от варианта схемы согласующего устройства и конкретных значений его элементов. На практике эта часть погрешности близка к режимной, т. е. не превышает значения около 0,02 Ом для активной части и 0,1 Ом для реактивной.

Вторая часть инструментальной погрешности имеет значительно большее значение. Она связана с погрешностью измерения  $R$  и  $X$  параметров эквивалентного двухполюсника. При определении сопротивлений точность измерения может быть получена достаточно высокой. В связи с этим полная (с учетом и инструментальной, и режимной составляющих) погрешность измерения активной части сопротивлений не превышает 0,05 Ом. Наибольшая погрешность в измерении реактивной части сопротивления возникает при градуировке двухполюсника. Для определения  $X$  необходимо точно знать значение  $\omega L$  цепи двухполюсника. Трудность заключается в том, что в значение  $L$  входят паразитные индуктивности включенных элементов: индуктивности монтажа, конденсаторов и резисторов. (Индуктивности резисторов можно сделать пренебрежимо малыми (см. § 3.8).)

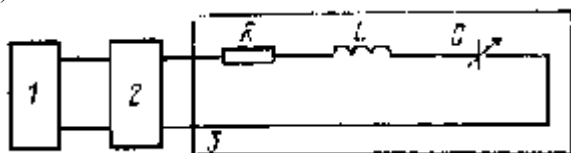


Рис. 3.21. Схема градуировки  $X$  эквивалентного двухполюсника:

1 — генератор сигнала; 2 — измеритель КСВН; 3 — эквивалентный двухполюсник  $R = 75$  (50) Ом

Для измерения суммарной индуктивности цепи используется явление последовательного резонанса;  $\omega L$  определяется из выражения  $\omega L = 1/(\omega C_{рез})$ . Основная погрешность при определении  $X$  возникает не столько за счет погрешности измерения значений  $C$  и  $\omega$  (они могут быть сделаны достаточно малыми), сколько за счет трудности установления  $C_{рез}$  при последовательном резонансе.

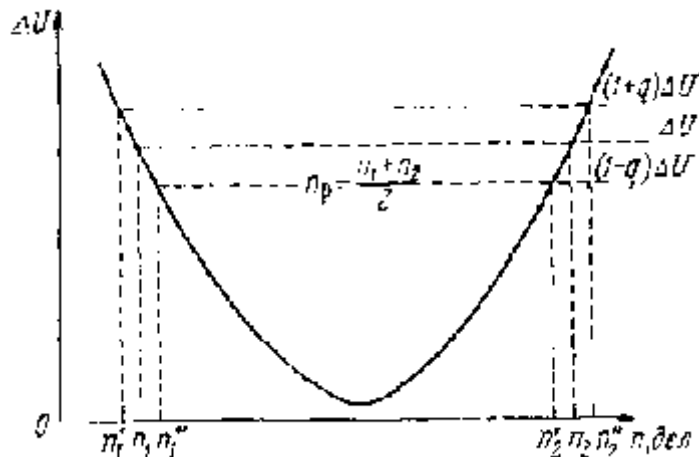


Рис. 3.22. Типовая зависимость  $\Delta U = f(n)$

Это объясняется очень плавным характером изменения напряжения, непосредственно измеряемого при определении  $C_{рез}$ , от его значения при подходе к точке резонанса. Например, если в схеме, показанной на рис. 3.21, измерять  $\Delta U$  — разность напряжений в максимуме и минимуме стоячей волны в зависимости от изменения положения ротора переменного конденсатора ( $n$  — число делений, определяющих это положение), то получается типовой график, показанный на рис. 3.22. Для определения  $C_{рез}$  используется метод двух отсчетов «справа» и «слева» от искомого значения. Считая, что зависимость  $\Delta U = f(n)$  имеет квадратичный характер, можно определить относительную погрешность измерения  $C_{рез}$  согласно формуле, полученной после несложных алгебраических преобразований:

$$DC_{\text{рез}}/C_{\text{рез}} = \pm qV/2. \quad (3.26)$$

Отметим, что в формуле (3.26)  $q$  — погрешность прибора, используемого только в качестве индикатора согласования. При тщательно проведенной градуировке двухполюсника рассматриваемая составляющая инструментальной погрешности может быть уменьшена до  $\pm 0,3$  Ом.

Таким образом, полная погрешность реактивной части входного сопротивления будет составлять не более  $\pm 0,5$  Ом.

В третьей главе нами рассмотрена система параметров мощных ВЧ транзисторов, а также ряд вопросов, связанных с измерением электрических параметров. Показано, что появление линейных транзисторов изменило саму систему и усложнило методы измерения энергетических параметров, в частности привело к необходимости измерений в двухтоновом режиме. Введение контроля коэффициента  $M_3(M_6)$  при производстве потребовало, чтобы линейные транзисторы имели существенно большие запасы по параметрам, нежели другие классы мощных ВЧ транзисторов.

## ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

### НАДЕЖНОСТЬ МОЩНЫХ ВЧ ТРАНЗИСТОРОВ

#### 4.1. ОСНОВНЫЕ ВИДЫ И ПРИЧИНЫ ОТКАЗОВ

Прежде чем перейти к рассмотрению вопросов, связанных с отказами мощных ВЧ транзисторов, целесообразно сказать несколько слов о том, что следует понимать под отказавшими приборами. Помимо катастрофических отказов, т. е. приборов совершенно неработоспособных, среди отказавших различают еще работоспособные приборы и приборы, условно потерявшие работоспособность. Первые из них — это такие приборы, которые вполне могут выполнять свое функциональное назначение, но у которых один или несколько параметров не укладываются в нормы технических условий. Вторые — это приборы, которые в принципе могут выполнять свое функциональное назначение, но у которых один или несколько основных параметров, скажем  $h_{21Э}$  или  $U_{кэR}$ , в такой степени не соответствуют нормам, что практическое применение приборов в устройстве становится нецелесообразным.

В соответствии с этим различают катастрофические отказы, в результате которых прибор полностью теряет работоспособность, и деградационные отказы, в результате которых прибор может или условно потерять работоспособность, или сохранить ее, но параметры его при этом выйдут за пределы, оговоренные нормами технических условий. Если деградационные отказы происходят у изготовителя (например, во время технологических или квалификационных испытаний) или на входном контроле, они всегда будут замечены. Если же прибор установлен в аппаратуру и произойдет такого рода отказ, то вполне вероятно, что он никак себя не проявит и аппаратура останется работоспособной. В дальнейшем этот отказ может привести к катастрофическому или к условной потере работоспособности. Для мощных ВЧ транзисторов, как показывает практика, катастрофические отказы происходят чаще, чем деградационные.

Рассмотрим основные виды катастрофических отказов мощных ВЧ транзисторов. Прежде всего это отказы, связанные с разрушением конструкции прибора. К таким отказам относятся: обрыв внешних ленточных выводов (как правило, речь идет об их отрыве от керамического основания), разрушение керамического основания, отделение этого основания от фланца, обрыв внутренних выводов (обычно в местах их присоединения к кристаллу или ножке), перегорание внутренних выводов, отделение кристалла от основания, разрушение кристалла, электрический или тепловой пробой электронно-дырочных переходов.

В современных многоструктурных приборах может быть не один, а большое число внутренних эмиттерных и базовых выводов. При обрыве одного-двух из них отказа не произойдет. Если же произойдут обрыв или перегорание значительной доли этих выводов в приборе, работающем в аппаратуре, то вслед за этим, как правило, разовьются явления, которые приведут к его пробую.

Пробой переходов как электрический, так и тепловой всегда сопровождается явлениями, приводящими к разрушению кристалла. Кристалл может локально про-плавиться вследствие теплового пробоя или под действием электрического пробоя может разрушиться кристаллическая решетка в микроскопической по размерам области, которую впоследствии трудно обнаружить. В этом смысле разрушение кристалла при пробое отличается от тех разрушений, которые, например, вызываются механическими напряжениями и которые легко обнаруживаются.

Отделение крышечки, герметизирующей прибор, не приводит ни к полной, ни к условной потере работоспособности транзистора, но его принято считать катастрофическим отказом, так как конструкция прибора при этом разрушается. В принципе такое отделение крышечки, поскольку оно приводит к разгерметизации прибора, может стать причиной деградационного, а затем и катастрофического отказа прибора.

Рассмотрим основные виды деградационных отказов. Прежде всего к таким отказам относят уход за границу норм технических условий статических параметров транзисторов, определяющих качество их переходов. Иначе говоря, речь идет об увеличении обратных токов и о снижении пробивных напряжений (обратные токи могут возрасти и у эмиттерного, и у коллекторного переходов, а снижение пробивного напряжения может произойти

практически только у коллекторного). Вполне реальными видами деградационных отказов мощных ВЧ транзисторов являются уход за нормы технических условий или значительное изменение таких статических параметров, как статический коэффициент передачи тока  $h_{21э}$ , сопротивление насыщения и входное сопротивление. Такие параметры, как емкости переходов, не могут претерпевать постепенных деградационных изменений. Что касается основных ВЧ параметров: отдаваемой мощности, коэффициента усиления по мощности  $K_{вд}$ , коэффициентов комбинационных частот  $M_э$  и  $M_s$  и коэффициента полезного действия, — то они могут меняться, выходя за нормы технических условий, вследствие изменения статических параметров  $h_{21э}$ ,  $U_{кэR}$  и  $U_{вх}$ .

К деградационным отказам следует отнести также постепенное снижение допустимой мощности рассеяния прибора, связанное с деградационными изменениями его теплового сопротивления.

Рассмотрим причины отказов мощных ВЧ транзисторов. В принципе они могут быть связаны с дефектами конструкции и нарушениями технологии изготовления приборов, а могут также возникать в процессе неправильной эксплуатации. В последнем случае отказы могут происходить из-за неправильного выбора режима работы, кратковременных или длительных перегрузок по мощности, наличия выбросов напряжений, бросков тока и т. п., а могут вызываться неправильным или недостаточно тщательным монтажом прибора или другими причинами, приводящими к плохому отводу тепла.

Рассмотрим причины отказов, связанные с недостатками конструкции и с нарушением технологии изготовления приборов. Прежде всего остановимся на причинах катастрофических отказов. Обрыв внешних ленточных выводов, если не говорить о нарушениях правил эксплуатации и монтажа приборов у потребителя, может быть связан с механическими напряжениями в керамическом основании под местом припайки выводов (может произойти обрыв вывода по месту пайки, так что произойдет излом керамики и часть ее останется на выводе). Он также может быть связан с плохой металлизацией (отрыв происходит по металлизации) и с плохим качеством пайки (происходит отрыв вывода от металлизации основания ножки). Напряжения в керамическом основании могут быть недостаточно велики для того, чтобы сами по себе стать причиной обрыва ленточного вывода, однако в сочетании с механическими и термическими воздействиями на прибор они могут вызвать такой обрыв.

Причиной разрушения керамического основания корпуса или отрыва основания от фланца (если этот отрыв происходит по керамике) являются внутренние напряжения в керамике в сочетании с напряжениями, возникающими от каких-либо внешних воздействий. Такими воздействиями могут быть чисто механические удары или вибрации, резкое и значительное по величине изменение температуры корпуса, а также периодическое тепловое воздействие, связанное с многократными включениями и выключениями прибора.

Обрыв внутренних выводов может происходить из-за внешних механических или термомеханических воздействий, если места соединения этих выводов с металлизацией ножки или кристалла ослаблены. Ослабление может быть следствием плохого качества приварки (несоблюдение режимов приварки, плохое качество золочения ножки, плохое качество металлизации кристалла), а также длительных процессов, связанных с эффектами типа электромиграции. Надо отметить, что в контактах, которые с самого начала имели худшее качество, эти эффекты выражены сильнее, так как они определяются плотностью тока, а в местах плохих контактов плотность тока всегда выше. Поэтому у этих контактов и вероятность того, что со временем произойдет обрыв, будет выше.

Из сказанного следует, что в мощном ВЧ транзисторе возможна ситуация, при которой произойдет обрыв не всех, а одного или нескольких внутренних выводов. Перегорание внутренних выводов может произойти только из-за перегрузки прибора по току.

Разрушение кристалла или его отделение от основания корпуса может быть следствием внешних механических, термомеханических воздействий, а также результатом электротермомеханических воздействий, возникающих при многократных включениях и выключениях приборов. Такие многократные воздействия приводят к появлению в кремниевом кристалле, керамике и соединяющей их металлической системе знакопеременных механических напряжений. Эти напряжения могут быть намного меньше предела прочности указанных материалов, но при значительном числе циклов приведут к тому, что наступит явление усталости, предел прочности снизится и, в конце концов, разрушится припой, соединяющий кристалл с основанием [33 — 35].

Причиной электрического или теплового пробоя может быть перегрузка по напряжению, току или мощности. Однако пробой может произойти и в результате многих других причин. Например, если в приборе произошло деградационное уменьшение пробивного напряжения перехода, то он может быть пробит напряжением, которое для нормального прибора будет допустимым. К тепловому пробую могут привести деградационные процессы в корпусе и в месте присоединения кристалла к корпусу, следствием которых является постепенное увеличение теплового сопротивления. Одна из основных причин пробоя в мощных ВЧ транзисторах — это явление образования горячих пятен и наступающее вслед за ним шнурование тока. Пробой, происходящий в результате шнурования тока, получил название вторичного [8, 9, 36, 37].

Образование в работающей транзисторной структуре горячих пятен может быть связано с недостаточной степенью стабилизации равномерности распределения тока между отдельными эмиттерами. Причинами образования горячих пятен могут быть также большой разброс входных сопротивлений между отдельными структурами на кристалле или частями одной структуры, или наличие непропаянных мест в соединении кристалла с керамическим основанием, или такого же рода дефекты между основанием и металлическим фланцем. Горячие пятна могут также возникать в местах, где исходный кремний имеет дефекты или скопление дефектов.

Остановимся теперь на причинах деградационных отказов.

Увеличение обратного тока и снижение пробивного напряжения перехода коллектор — база происходят из-за того, что на поверхность структуры в процессе изготовления приборов попадают примеси ионного типа (они могут оказаться на границе между кремнием и окислом, в самом защитном окисле или на его поверхности). В принципе такие примеси могут попасть на поверхность уже готовой структуры, если она плохо защищена (например, если произошла разгерметизация прибора). Под влиянием электрических полей, особенно если прибор одновременно находится при повышенной температуре, эти примеси могут дрейфовать. Дрейф может происходить таким образом, что в кремнии в коллекторной области вблизи от границы *p-n* перехода из-за ионного заряда (положительного), скопившегося на поверхности, будет расти число подвижных электронов, индуцированных этим зарядом. В результате произойдет снижение пробивного напряжения. Возможен случай, когда в результате дрейфа на поверхности структуры образуется канал, шунтирующий *p-n* переход и приводящий к росту обратного тока. Отметим, что увеличение обратного тока перехода коллектор — база  $I_{КБО}$  может в кремниевых приборах приводить к гораздо более резкому увеличению обратного тока между коллектором и эмиттером  $I_{КЭО}$ . Значение  $I_{КЭО}$  примерно в  $h_{21Э}$  раз превышает  $I_{КБО}$ . Но на малых токах в кремниевых транзисторах значение  $h_{21Э}$  резко увеличивается с ростом тока. Поэтому возможно, что при увеличении  $I_{КБО}$  в несколько раз ток  $I_{КЭО}$  возрастает во много раз.

С увеличением обратного тока эмиттерного перехода  $I_{ЭБО}$  приходится сталкиваться гораздо реже, так как степень легирования кремния по обе стороны перехода достаточно велика и для образования канала необходим очень высокий уровень загрязнений.

Для мощных ВЧ транзисторов довольно характерным видом отказа являются деградационные изменения коэффициента усиления, сопротивления насыщения и входного сопротивления. Такие изменения происходят вследствие того, что часть эмиттеров в многоэмиттерном транзисторе или часть структур в многоструктурном приборе перестает работать. Основная причина такого отказа — явление электромиграции, происходящее под воздействием протекающего тока в металлизации, через которую осуществляется контакт внешних выводов с эмиттерными областями транзистора (так как токи в базовой цепи меньше, то для рассматриваемых в данной книге *n-p-n* транзисторов вероятность того, что сильная миграция произойдет в базовой металлизации, мала). В результате электромиграции алюминиевая металлизация в местах с наибольшей плотностью тока утоньшается так, что входное сопротивление для лежащих вблизи от этих мест структур или отдельных эмиттеров резко возрастает и ток, протекающий через них, существенно уменьшается. В конце концов, в этих местах может произойти полный обрыв металлизации, так что часть прибора совсем перестает работать.

Полный обрыв металлизации эмиттерных или базовых зубцов может произойти не только в результате электромиграции алюминия. Его причиной могут стать коррозионные явления на границе между алюминием и никромом, если никром используется в качестве материала стабилизирующих резисторов, включенных между общей эмиттерной шиной и металлизацией эмиттерных зубцов. Коррозия происходит, если после фотолитографии по алюминию не удалены полностью следы травя-теля. Следствием обрыва металлизации эмиттерных или базовых зубцов будет увеличение плотности тока в остальной части прибора. Это приведет к уменьшению статического коэффициента передачи для больших значений тока и может также привести к снижению модуля коэффициента передачи тока  $|A_{21Э}|$  на высоких частотах, т. е. к уменьшению граничной частоты. Увеличение входного сопротивления для отдельных структур или их полное отключение приводит к росту входного сопротивления всего транзистора в целом. Те же явления приводят и к росту сопротивления насыщения прибора, так как этот параметр определяется в основном последовательным сопротивлением тела коллектора. Последовательное сопротивление тела коллектора зависит от поперечного сечения тока, протекающего в коллекторе. При отключении части структур это сечение уменьшается, а сопротивление тела коллектора растет.

Вызванные электромиграцией изменения параметров  $A_{21Э}$ ,  $U_{КЗР}$ ,  $U_{ВХ}$  и  $f_{гр}$  приведут к изменению основных ВЧ параметров: отдаваемой мощности,  $K_{вд}$ ,  $M_3$ ,  $M_5$ , а также коэффициента полезного действия.

Помимо электромиграции указанные деградационные изменения статических и динамических параметров мощных ВЧ транзисторов могут вызываться и обрывом внутренних эмиттерных или базовых выводов; обрыв части этих выводов приводит к отключению части эмиттеров или целых структур, в результате чего изменяются параметры транзистора. Отметим, что если подобные процессы происходят в приборе, работающем с высоким уровнем рассеиваемой и отдаваемой мощности, то после того, как уровень происшедшего изменения параметров становится заметным, скорость деградационных процессов резко возрастает и вскоре может наступить катастрофический отказ. Такой ход явлений — это дополнительная причина того, что в мощных ВЧ транзисторах чаще всего наблюдаются катастрофические отказы.

Те же явления, связанные с прекращением работы части транзисторной структуры, приводят и к росту теплового сопротивления прибора. Другие причины деградационного изменения теплового сопротивления — это знакопеременные термомеханические напряжения, следствием которых могут быть явления усталости, приводящие к появлению трещин в припое, соединяющем кристалл с корпусом, или в месте соединения керамического основания корпуса с фланцем. Все это очевидным образом приводит к увеличению теплового сопротивления и соответственно к уменьшению допустимой мощности, перегреву прибора, вследствие которого может наступить и катастрофический отказ.

Отметим еще один вид отказов, обусловленный процессами вне прибора, но связанный с изменениями в самом приборе. Речь идет о постепенном изменении теплового сопротивления между прибором и теплоотводом. Это тепловое сопротивление зависит от того усилия, с которым прибор прижат к теплоотводу. В процессе работы прибора в составе аппаратуры, особенно если корпус его сильно нагрет, материал фланца



может испытывать пластическую деформацию, в результате которой прижим транзистора к радиатору уменьшится, тепловое сопротивление корпус — теплоотвод возрастет и в конечном счете прибор может перегреться и выйти из строя.

Рассмотренные виды и возможные причины отказов мощных ВЧ транзисторов, безусловно, могут влиять на надежность работы этих приборов. Основной путь повышения надежности транзистора — это устранение всех рассмотренных причин отказов или уменьшение вероятности их возникновения.

## 4.2. КОНСТРУКТИВНЫЕ ПУТИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ

Рассмотрим конструктивные меры, направленные на уменьшение вероятности отказов и повышение надежности мощных ВЧ транзисторов в такой же последовательности, в какой в предыдущем параграфе были рассмотрены причины возникновения отказов. Для того чтобы предотвратить обрыв внешних ленточных выводов в корпусах транзисторов, происходящий из-за различия коэффициентов теплового расширения керамического основания и материала вывода, приходится выбирать толщину этих выводов минимально допустимой (ограничением является необходимость обеспечения не слишком высокой плотности протекающего через выводы тока). В современных мощных ВЧ транзисторах толщина ленточных выводов составляет 0,08 — 0,1 мм. Благодаря уменьшению толщины выводов удается избежать появления чрезмерно высоких напряжений в припое, соединяющем вывод с металлизацией керамики, и в самой керамике, расположенной под выводами.

Из-за внутренних напряжений в керамическом основании корпуса в сочетании с напряжениями, возникающими от различных внешних воздействий, основание может разрушиться. Чтобы предотвратить подобные отказы, можно ввести в конструкцию корпуса между керамическим основанием и медным монтажным фланцем прокладку из металла или сплава, обладающего коэффициентом расширения, близким к коэффициенту расширения керамики. Таким металлом может быть молибден или вольфрам. Надо отметить, что введение подобной прокладки приведет неизбежно к увеличению теплового сопротивления корпуса прибора. Можно вместо вольфрама или молибдена использовать для прокладки композиционный материал, созданный методами порошковой металлургии из тех же металлов с медью. Подобные материалы могут обладать невысоким коэффициентом теплового расширения и высокой теплопроводностью. Однако и их использование приводит к росту  $RT$ , и поэтому для наиболее мощных приборов использование таких прокладок недостаточно эффективно. Для снижения уровня механических напряжений в керамике можно несколько изменить конструкцию монтажного фланца, создав так называемую разгрузочную канавку (рис. 4.1). Такая канавка весьма незначительно повышает тепловое сопротивление и в то же время может заметно снизить механические напряжения в керамическом основании корпуса.

Для того чтобы механические воздействия не приводили к обрыву внутренних проволочных выводов, нельзя допускать, чтобы в собранных приборах эти выводы были натянуты. Поэтому выводам придают форму дуги так, чтобы их длина была больше, чем расстояние между соединяемыми контактными площадками. Для уменьшения вероятности перегорания внутренних выводов их суммарное сечение выбирают таким, чтобы выводы выдерживали ток, превосходящий предельно допустимое значение.

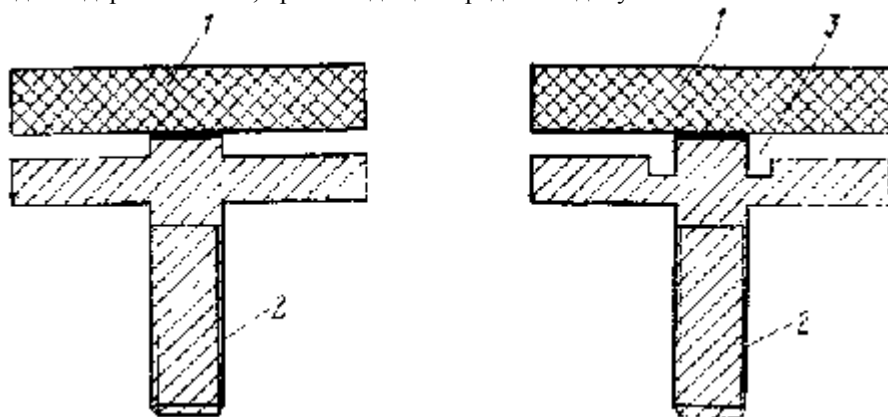


Рис. 4.1. Введение разгрузочной канавки в монтажный фланец корпуса мощного ВЧ транзистора: 1 — окись бериллия; 2 — медь; 3 — разгрузочная канавка

Для предотвращения разрушения кристалла вследствие механических напряжений необходимо снизить их уровень. Механические напряжения возникают в кристалле в результате его взаимодействия с основанием корпуса через слой припоя, соединяющий кристалл с этим основанием. Можно снизить уровень напряжений в кристалле, применяя для его напайки на основание корпуса мягкие припои. Такие припои обладают, как правило, высокой пластичностью, и поэтому через них не может передаваться с основания корпуса на кристалл значительное механическое воздействие. Однако, как уже говорилось в гл. 2, применение мягких припоев в конструкции мощных ВЧ транзисторов нежелательно, так как прослойка мягкого припоя существенно увеличивает тепловое сопротивление прибора. Кроме того, при низких температурах [ниже минус (20 — 40)°С] мягкие припои теряют пластичность и перестают предохранять кристалл от механических напряжений. И наконец,

в мягких припоях велика вероятность явлений усталости. Результаты исследований показывают, что конструкции мощных транзисторов, в которых используются прослойки мягких припоев между кристаллами и основанием корпуса, не обладают высокой устойчивостью к термоэнергоциклированию [40]. Поэтому для напайки кристаллов используются не мягкие припои, а эвтектический сплав золото-кремний (реже золото-германий). При этом низкий уровень механических напряжений в кристалле будет обеспечиваться, только если материал основания, лежащего под кристаллом, обладает коэффициентом термического расширения, близким к коэффициенту расширения кремния, и если слой эвтектического сплава золото-кремний имеет не слишком большую толщину. Керамика на основе окиси бериллия, лежащая под кремниевым кристаллом в корпусах всех мощных ВЧ транзисторов, имеет коэффициент расширения, достаточно близкий к коэффициенту расширения кремния. Что же касается слоя эвтектики, то его толщину выбирают минимальной, обеспечивающей достаточное хорошее качество напайки кристалла. При наличии шероховатостей и неплоскостности, которыми характеризуются металлизированные керамические основания, а также при современном уровне технологии напайки кристалла минимально допустимая толщина слоя эвтектики составляет около 20 — 30 мкм. При этом могут возникать довольно большие механические напряжения, однако усилие от слоя эвтектики будет в связи с его малой толщиной достаточно небольшим и оно будет передаваться в основном не на кристалл, а на керамическое основание, толщина которого намного больше, чем толщина кристалла. Поэтому механические напряжения в кристалле не будут достигать опасного уровня. Что касается явлений усталости, то до настоящего времени в конструкциях типа «кремний — эвтектика — золото — кремний — бериллиевая керамика» они не обнаружены.

Конструктивной мерой, направленной на уменьшение вероятности возникновения электрического или теплового пробоя в структуре мощного ВЧ транзистора, может быть введение запасов по его электрическим и тепловым параметрам. Это запасы по напряжению, допустимой мощности рассеяния, тепловому сопротивлению и по сопротивлению стабилизирующих эмиттерных резисторов. Из-за большого числа взаимнопротиворечивых требований к параметрам транзисторов, к форме и размерам различных областей транзисторной структуры, толщине кристалла и конструкции корпуса нельзя рассчитывать на наличие значительных запасов у приборов рассматриваемого класса. Практически можно говорить о запасе в 10 — 15% по напряжению и допустимой мощности рассеяния (если иметь в виду запас, проверяемый в процессе изготовления прибора). В принципе запас по пробивному напряжению может быть несколько увеличен, если применять конструкцию с достаточно большим числом делительных колец. При этом, однако, может сильно возрасти емкость коллектора и ухудшатся частотные свойства приборов.

Запасы по тепловому сопротивлению и сопротивлению стабилизирующих эмиттерных резисторов трудно определить, так как ни то, ни другое непосредственно в процессе изготовления на каждом приборе не проверяется. Подходя к этой задаче качественно, можно сказать, что возможность создания достаточно больших стабилизирующих резисторов в мощных ВЧ транзисторах имеется, хотя при этом, безусловно, будет расти последовательное сопротивление и уменьшится КПД прибора. Что же касается запасов по тепловому сопротивлению, то это проблема, которую пока что решить не удалось. В связи с этим разработчики аппаратуры практически всегда используют мощные ВЧ транзисторы при сниженном уровне мощности, стремясь обеспечить запас по мощности рассеяния и таким путем повысить надежность работы приборов в устройствах.

Рассмотрим конструктивные пути уменьшения вероятности деградационных отказов.

Для того чтобы снизить вероятность деградационно-го отказа, связанного с увеличением обратного тока коллекторного перехода, возможны два пути — увеличение запасов по этому параметру и повышение стабильности обратного тока. Второй путь носит в основном технологический характер. Увеличение запасов по обратным токам также в значительной мере определяется уровнем технологии. В настоящее время принято выбирать технологическую норму на обратный ток коллекторного перехода в 5 — 10 раз ниже нормы технических условий. При этом следует иметь в виду, что обе эти нормы, как правило, существенно превосходят значения обратных токов перехода, определяемых объемными, а не поверхностными явлениями.

Многие виды деградационных отказов связаны с явлением электромиграции. Как известно, протекание тока через проводник сопровождается переносом вещества. При высоких температурах, достаточно высокой плотности тока и малом поперечном сечении проводника электромиграция может быть выражена очень сильно и через определенное время в результате электромиграции может произойти полный обрыв проводника. Результаты экспериментального изучения электромиграции в тонких алюминиевых пленках позволяют определить связь среднего времени, проходящего до отказа (МТТФ — mean time to failure), с параметрами, характеризующими процесс миграции:

$$\text{МТТФ} = C/AJ \cdot \exp(\phi/kT). \quad (4.1)$$

Здесь  $C$  — экспериментальная константа, зависящая от свойств алюминиевой пленки;  $A$  — поперечное сечение пленки, см<sup>2</sup>;  $\phi$  — энергия активации процесса электромиграции;  $k$  — постоянная Больцмана;  $T$  — температура, К;  $J$  — плотность тока, А/см<sup>2</sup>. Константа  $C$  очень сильно зависит от свойств пленки. Так в зависимости от размера зерен алюминия  $C$  может меняться в 10 — 20 раз. Кроме того, в 10 — 20 раз может возрастать это значение при наличии на поверхности алюминия диэлектрической пленки [41, 42]. Установлено, что при введении в кремний добавок меди константа  $C$  также может резко возрасти [43]. Температурная зависимость, содержащаяся в (4.1), в интервале температур 100 — 200 °С примерно такова, что увеличение  $T$  на каждые 10° приводит к уменьшению МТТФ в 2 раза.

Таким образом, чтобы снизить вероятность миграции в структурах мощных ВЧ транзисторов с алюминиевой металлизацией, следует вместо чистого алюминия использовать сплав алюминия с небольшим (несколько процентов) содержанием меди, увеличивать толщину металлизации, насколько это позволяет технология, уменьшать плотность тока и наносить поверх алюминиевой металлизации диэлектрическое покрытие (например, пиролитически осажденную двуокись кремния). Практически установлено, что плотность тока около  $10^5$  А/см<sup>2</sup> с точки зрения устранения миграции вполне допустима, а плотность  $10^6$  А/см<sup>2</sup> при эксплуатации в режимах, предельных по температуре, резко уменьшает МТТР.

В СВЧ мощных транзисторах существует еще один типичный вид отказа при использовании алюминиевой металлизации. При повышенной температуре перехода с приближением к ее предельно допустимому значению может стать заметным вызванное совместным действием диффузии и электрического тока растворение кремния и алюминия друг в друге, которое может привести к замыканию эмиттерной металлизации с базовой областью. Особенно значительно этот эффект проявляется, если происходит локальный перегрев транзисторной структуры до 280 — 310°C [39]. Чтобы уменьшить вероятность подобной деградации, следует в алюминиевую металлизацию добавлять кремний. Это позволит уменьшить эффекты, связанные с взаимным растворением алюминия и кремния. В отличие от СВЧ приборов, у мощных ВЧ транзисторов это явление наблюдается реже. В частности, это связано с тем, что в них минимальные размеры элементов больше и в соответствии с этим увеличивается расстояние, которое должен пройти алюминий до замыкания с базовой областью.

При принятии необходимых мер алюминиевая металлизация может считаться достаточно надежной с точки зрения опасности миграции. Но существует мнение, что для исключения опасности миграции следует от алюминия переходить к другим металлам. Так, в [44] указано, что в золоте миграция в 15 раз медленнее, чем в обычных алюминиевых пленках. Однако создать металлизацию мощных ВЧ транзисторов путем непосредственного нанесения на поверхность кремния слоя золота (напылением или гальваническим осаждением) нельзя: золото реагирует с кремнием при еще более низких температурах, чем алюминий. Поэтому то, что называют «золотой» металлизацией, представляет собой, по существу, двух- или трехслойную металлизацию. Например, можно использовать системы платина — хром — золото, платина — титан — золото, палладий — хром — золото и др. В этих системах первый из металлов образует с кремнием силицид, что позволяет получить низкоомный контакт. Второй металл образует барьерный слой, предохраняющий золото от взаимодействия с кремнием или лежащим на нем силицидом. Верхний слой — золото — служит для обеспечения длительного протекания токов без заметной миграции. Утверждается также, что если помимо перехода -к трехслойной металлизации с верхним слоем золота заменить алюминиевые внутренние проволочные выводы на золотые, то можно поднять также надежность соединения проволочных выводов с металлизацией корпуса и контактными площадками на кристалле.

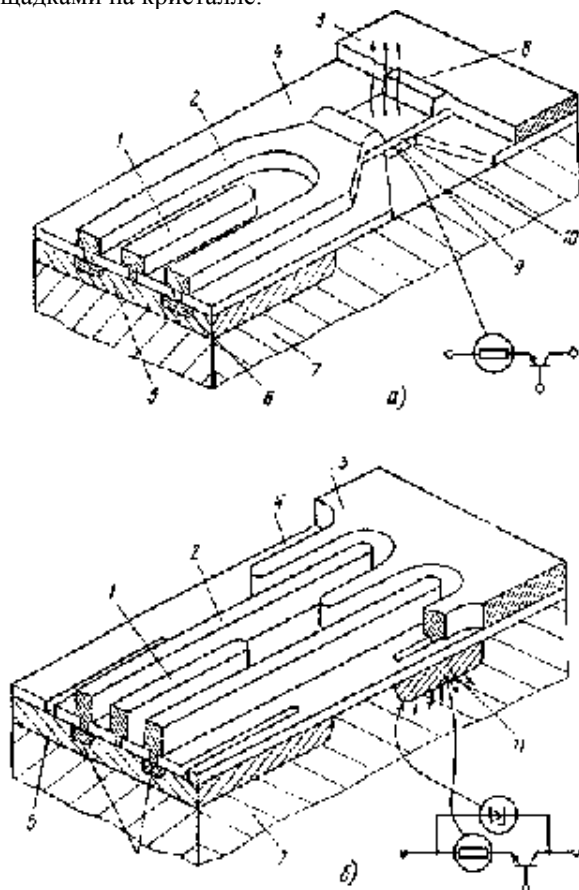


Рис. 4.2. Структура *n-p-n* транзистора с металлическими (а) и диффузионными (б) резисторами типа *p*:

*j* — металлизация базы; 2 — металлизация эмиттера; 3 — общая эмиттерная шина- 4 — слой окисла; 5 — база; 6 — эмиттеры; 7 — коллектор; S — тепловой поток; 9 — тепловой барьер; 10 — тонкопленочный резистор; 11 — диффузионные резисторы

Стабилизирующие эмиттерные резисторы в структурах с полосковыми эмиттерами могут создаваться на

основе пленок из высокоомных металлов и сплавов или с использованием специальных диффузионных областей. На рис 42 [13] приведены металлические и диффузионные резисторы. Использование диффузионных резисторов позволяет повысить надежность приборов, во-первых за счет увеличения номиналов резисторов (так как возможность увеличения номиналов металлических резисторов ограничена более низкими значениями, чем максимально достижимые значения диффузионных резисторов); во-вторых, за счет улучшения воспроизводимости и уменьшения разброса номиналов (при использовании нихромовых резисторов возможен большой разброс контактных сопротивлений между алюминием и нихромом, приводящий к увеличению разброса номиналов резисторов); в-третьих, за счет того, что отвод тепла от диффузионных резисторов лучше, чем от металлических, в результате чего они не перегреваются, и, наконец, в-четвертых, за счет того, что область диффузионных резисторов может иметь пробивное напряжение несколько ниже, чем базовая область транзистора, так что эта область может действовать как стабилизатор, включенный параллельно переходу коллектор — база, и защищать транзистор от перегрузок по напряжению. Этот эффект будет выражен еще сильнее, если вокруг базовых областей создавать делительные кольца, а вокруг областей диффузионных резисторов не делать таких колец.

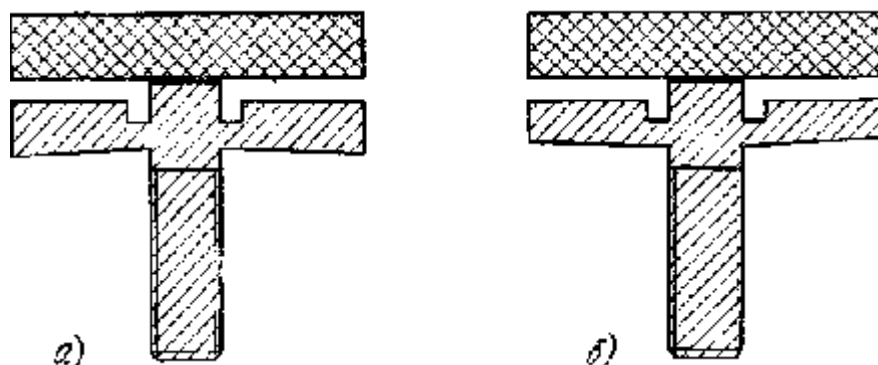


Рис. 4.3. Обеспечение теплового контакта фланца с теплоотводом для корпусов с монтажным винтом:  
*a* — правильно изготовленные фланцы; *б* — неправильно

В предыдущем параграфе говорилось о возможных отказах, связанных с ухудшением теплового контакта между корпусом и теплоотводом. Чтобы избавиться от этого вида отказов можно использовать два конструктивных решения. Во-первых, в медь, из которой изготавливаются монтажные фланцы корпусов ВЧ транзисторов (плоские или с винтом), можно вводить добавки, уменьшающие ее пластичность и увеличивающие предел упругости. Во-вторых, можно при креплении фланцев использовать шайбы Гровера, позволяющие сохранить прижим даже при наличии пластической деформации материала винта или самого фланца. Кроме того, следует придавать фланцам не абсолютно плоскую форму, а предварительно их деформировать так, как это показано на рис. 4.3,а.

### 4.3. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПУТИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ

Если полупроводниковый прибор правильно сконструирован, то основным источником потенциальной ненадежности являются несовершенство технологии его изготовления или разного рода нарушения технологии. Поэтому в основе обеспечения высокой надежности полупроводниковых приборов лежит система технологических мероприятий, направленная на создание совершенной (с точки зрения ликвидации вероятности отказов) технологии и ее выполнение. В полной мере эти утверждения относятся и к мощным ВЧ транзисторам.

Основными мероприятиями являются следующие:

1. Совершенствование технологических операций и процессов, направленное на устранение причин потенциальных отказов.
2. Создание системы контрольных и проверочных операций, позволяющих оценивать правильность выполнения и поддерживать на требуемом уровне основные технологические операции.
3. Создание системы тест-структур.
4. Проведение необходимых технологических испытаний.
5. Создание системы цеховых отбраковок, включающей обеспечение запасов по основным параметрам приборов.

Рассмотрим, что представляют эти мероприятия при производстве мощных ВЧ транзисторов.

**Совершенствование технологических операций.** Приведем некоторые примеры совершенствования технологических операций, направленные на повышение надежности приборов.

Источником деградационных и катастрофических отказов могут быть попадающие на полупроводниковые пластины загрязнения. В связи с этим большое внимание следует уделять дополнительным мерам по очистке используемых в технологии газов, воды, растворителей и химических веществ, а также снижать запыленность в

технологических помещениях и рабочих скафандрах. Необходимо тщательно выполнять такие операции, как подготовка кремниевых пластин к различным технологическим процессам, отмывка и очистка пластин. Недостаточная отмывка после травления во время фотолитографии по алюминию может, например, стать причиной коррозионных процессов, которые могут сначала вызвать деградиционные явления, а затем катастрофический отказ. Такие же последствия может иметь применение флюса при операциях, связанных с пайкой или облуживанием. Наличие следов флюса может стать причиной последующей коррозии. В связи с этим необходимо принимать меры, позволяющие избавиться от флюса: проводить пайку в инертной или восстановительной среде, тщательно очищать облуживаемые поверхности, применять предварительное облуживание.

Надо отметить, что не всегда мероприятия, препятствующие попаданию загрязнений на поверхность пластин, дают результаты. На пластинах могут остаться подвижные ионы, например ионы натрия, которые создадут на поверхности или в защищающем ее окисле подвижные заряды и станут причиной деградиционных изменений — дрейфа обратного тока и снижения пробивного напряжения.

Разработаны специальные технологические мероприятия, позволяющие резко уменьшить подобный дрейф, несмотря на наличие на поверхности полупроводниковых пластин подвижных ионов. К таким мероприятиям относится, например, нанесение на поверхность пластин стабилизирующих покрытий. Так, если вслед за второй стадией диффузии эмиттерной примеси нанести с помощью пиролитического осаждения на поверхность пластины с транзисторными структурами слой фосфорно-силикатного стекла, подвижные ионы, обладающие высокой растворимостью в стекле, соберутся в нем и не будут вызывать дрейфа тока и снижения пробивного напряжения [45]. Существенную роль в процессах стабилизации поверхности могут играть специальные термообработки с применением различных газовых сред.

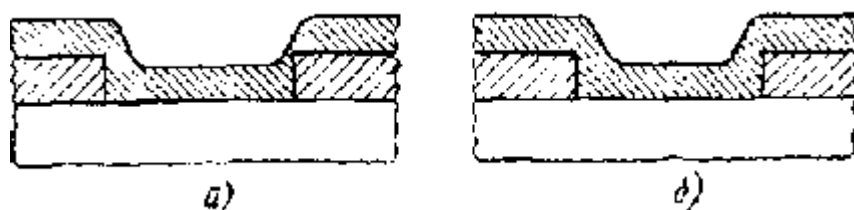


Рис. 4.4. Слои металла, напыленные в обычной установке (а) и в установке с планетарным механизмом перемещения подложки (б)

Одна из причин, вызывающих деградиционные и катастрофические отказы в мощных ВЧ транзисторах, — электромиграция. Скорость электромиграции сильно растет с увеличением плотности тока. В местах, где по каким-то причинам слой металлизации, по которой течет эмиттерный ток, имеет меньшую толщину, плотность тока резко возрастает и скорость миграции значительно увеличивается. Таким местом может быть переход металлизации через ступеньку в защитном окисле. Если напыление ведется из одного источника на неподвижные пластины, то пленка будет иметь вид, показанный на рис. 4.4,а. Несколько лучший результат будет получен, если напыление ведется из нескольких источников под разными углами. Однако достаточно уверенно избавиться от сильного утоньшения металлизации при переходе через ступеньку в окисле удалось, применив для напыления специальные установки с планетарным механизмом перемещения подложек в процессе напыления. В этих установках за время напыления пластина оказывается под самыми разными углами относительно источника, и в результате обеспечивается ее равномерная толщина (рис. 4.4,б).

При химическом процессе травления контактных окон в защитной пленке на поверхности полупроводника возможна ситуация, когда травление базовых и эмиттерных окон идет с разной скоростью. Кроме того, пленка под эмиттерным окном имеет меньшую толщину, чем под базовым. В результате защитная пленка в эмиттерных окнах может протравливаться сильнее, размеры окна сильно увеличатся и впоследствии возрастет вероятность закорачивания алюминия с базовой областью. Замена жидкостного химического травления сухим плазменным травлением, при котором не происходит бокового подтравливания обрабатываемого защитного слоя, позволила устранить этот источник потенциальной ненадежности приборов (рис. 4.5).

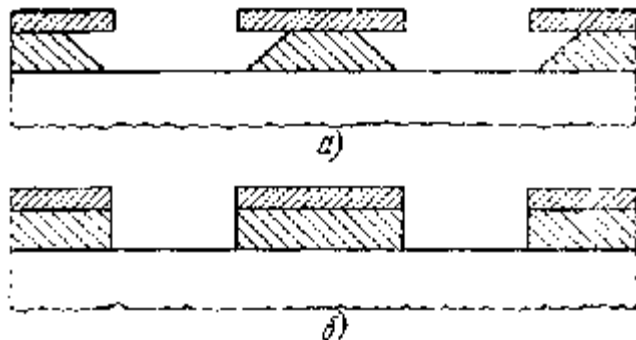


Рис. 4.5. Жидкостное (а) и плазменное (б) травления окисла

Надежность мощных ВЧ транзисторов очень сильно зависит от качества напайки кристалла на основание корпуса. Для повышения качества напайки используется ряд мероприятий: пайка ведется в нейтральной среде; количество эвтектического сплава золото — кремний, используемого при пайке, берется достаточно большим для того, чтобы свести к минимуму вероятность появления несмоченных мест и пустот; иногда пайка проводится с использованием ультразвука. Однако осуществление процесса пайки в значительной степени зависит от искусства оператора. Поэтому в виде дополнительной технологической меры повышения качества пайки иногда ее разбивают на две операции: предварительно облуживают кристалл и, только убедившись в том, что вся поверхность облудилась, напаивают его на основание корпуса.

Создание системы контрольных и проверочных операций. Очень важную роль в обеспечении надежности приборов играют меры, связанные с организацией технологического контроля. Несмотря на высокую трудоемкость и большую сложность многих контрольных операций, их приходится вводить практически после каждой технологической операции. После многих операций проводится визуальный контроль невооруженным глазом или с помощью микроскопа. Визуально контролируется чистота поверхности пластин после их подготовки, после диффузионных операций, после нанесения защитных слоев, контролируется качество фотолитографических и качество сборочных операций.

Исходные материалы, применяемые в технологическом процессе (эпитаксиальные структуры, газы, вода, растворители, кислоты и химические реактивы), подвергаются входному контролю.

При входном контроле исходных эпитаксиальных структур проверяются их электрофизические параметры, а также соответствие плотности разного вида дефектов допустимым значениям. Газы проверяют на содержание в них паров воды и кислорода (для инертных газов и азота). При контроле воды в первую очередь проверяют ее удельное сопротивление (если речь идет о деионизованной воде), а также отсутствие в ней нерастворимых примесей.

После создания диффузионных областей проверяют их глубину, содержание вводимых примесей (по поверхностному электрическому сопротивлению) и качество поверхности. После создания защитных и изолирующих слоев проверяют их толщину и отсутствие в них дефектов. В металлизированных слоях контролируют их толщину. После фотолитографических операций проверяют размеры создаваемых областей, качество края полученного изображения, отсутствие дефектов типа невытравленных участков (островков) или участков, вытравившихся там, где это недопустимо; проверяют отсутствие следов неснятого фоторезиста, а также то, прошло ли травление до конца там, где оно осуществлялось.

Там, где можно организовать проверку электрических характеристик создаваемых структур, эта проверка вводится сразу. Так, уже после создания базовых областей проводится проверка их пробивного напряжения. Различные электрические параметры контролируются на разных стадиях изготовления кристалла и сборки транзистора. Особое значение для мощных ВЧ транзисторов имеют такие контрольные операции, как проверка допустимой статической мощности рассеяния и проверка отсутствия горячих пятен. Для проверки отсутствия горячих пятен используют специальные инфракрасные микроскопы (тепловизоры), в которых инфракрасное излучение, испускаемое прибором, нагреваемым электрическим током, воспринимается чувствительным к ИК излучению видеоконсом и преобразуется в изображение на экране телевизора. Яркость на этом изображении соответствует температуре, до которой нагрет изображаемый участок структуры. С помощью тепловизора удается весьма значительно снизить вероятность вторичного пробоя как на последующих стадиях проверки прибора (в том числе на квалификационных испытаниях), так и при его эксплуатации.

Технологическому контролю подвергается прочность приварки внутренних выводов, для чего проводится выборочный отрыв выводов с помощью динамометра. Это испытание можно упростить, отказавшись от динамометра и потребовав, чтобы сам вывод рвался раньше, чем оторвется место его приварки к кристаллу или корпусу.

Важную роль играет контроль внешнего вида кристаллов перед сборкой и собранных приборов перед герметизацией. При контроле готовых кристаллов на них могут быть обнаружены такие потенциальные источники ненадежности, как царапины на алюминиевой металлизации и микротрещины, возникшие после резки. В том месте, где есть царапина, уменьшается толщина металлизации и растет вероятность миграции. Неотбракованный кристалл с микротрещиной впоследствии в результате механических воздействий может разрушиться. Важным моментом контроля собранного прибора перед его герметизацией является обнаружение металлических частиц. Наличие посторонних частиц в загерметизированном приборе может впоследствии привести к замыканию между электродами и к выходу прибора из строя.

Контролю на геометичность подвергаются приборы после герметизации.

Здесь нет возможности перечислять все контрольные операции или рассматривать, как каждая из этих операций влияет на надежность приборов. В то же время приведенные примеры показали, что отсутствие контрольных операций может привести к резкому снижению надежности.

Система тест-структур. Для осуществления многих контрольных операций могут использоваться тест-структуры. Эти структуры создаются на тех же полупроводниковых пластинах, на которых изготавливаются транзисторные структуры. Тест-структуры могут представлять собой обычные транзисторные структуры, содержащие не сотни, а несколько эмиттеров, а могут быть областями специальной формы, расположенными на определенном расстоянии друг от друга. Если, например, используются две транзисторные тест-структуры, различающиеся наличием и отсутствием стабилизирующих резисторов или делительных колец, то, сравнивая их характеристики, можно определить экспериментально сопротивление стабилизирующих резисторов или тот

эффект, который дают делительные кольца. Транзисторная тест-структура, содержащая одну базовую область и контактные окна эмиттера и базы большого размера (достаточного для того, чтобы в них устанавливались измерительные зонды), позволит оценить усилительные свойства на более ранних технологических этапах, чем это можно сделать на рабочих транзисторных структурах. Тест-структуры, состоящие из групп областей, легированных путем диффузии и расположенных на различных расстояниях, позволяют определить глубину диффузии в базовых и эмиттерных областях. Еще один тип тест-структур позволяет определить поверхностное сопротивление в областях базы и эмиттера, т. е. оценить содержание легирующих примесей в этих областях. Тест-структуры, создаваемые на этапе напыления алюминия и фотолитографии по алюминию, позволяют оценить толщину и площадь поперечного сечения металлизированных дорожек, а также наличие более тонких мест у перехода металлизации через ступеньки в защитном окне.

Наличие нескольких групп подобных тест-структур на каждой рабочей пластине позволяет оценить разброс большого числа различных характеристик как по отдельной пластине, так и между пластинами и партиями пластин. Подобные оценки необходимы при проведении мероприятий, направленных на уменьшение этого разброса, а разброс значений различных параметров транзисторных структур прямо или косвенно может влиять на надежность приборов (например, наличие большого разброса входных сопротивлений и сопротивлений стабилизирующих резисторов может привести к образованию горячих пятен и вторичному пробое).

Проведение необходимых технологических испытаний. В конструкции мощных ВЧ транзисторов учитываются особенности, необходимые для того, чтобы приборы были устойчивы к разного рода механическим, тепловым и электротермическим воздействиям, но нельзя гарантировать, что такая устойчивость будет обеспечена для всех 100 % изготавливаемых приборов. Поэтому в технологии их изготовления предусматриваются специальные меры по выявлению приборов, недостаточно устойчивых к внешним воздействиям. Эти меры называются технологическими испытаниями, среди которых можно отметить следующие:

1. Проверка отсутствия кратковременных коротких замыканий и обрывов. Эта проверка заключается в том, что приборы подвергаются вибрации при одновременной подаче на них электрических напряжений. Если во время вибрации происходят кратковременный обрыв или короткое замыкание, то срабатывает устройство индикации и прибор отбраковывается. Причиной кратковременного обрыва может быть отсутствие сварки вывода с контактной площадкой и в то же время наличие электрического контакта между ними (благодаря тому, что вывод прижат к контактной площадке). В мощных ВЧ транзисторах вероятность обнаружения подобного дефекта очень мала, так как для этого должны произойти одновременно кратковременные обрывы всех внутренних выводов эмиттера или базы. Гораздо более вероятно кратковременное короткое замыкание, которое может произойти при наличии внутри корпуса прибора посторонней металлической частицы (например, капли припоя золота — кремний) или если хотя бы один внутренний эмиттерный вывод слишком близко располагается от базовой металлизации (или базовый вывод — от эмиттерной металлизации).

2. Проверка ударопрочности приборов. Целесообразно эту проверку проводить перед проверкой на отсутствие коротких замыканий и обрывов, так как подобные дефекты могут появиться именно в результате недостаточной устойчивости к воздействию ударов.

3. Проверка устойчивости к циклическому изменению температуры. Приборы подвергают периодическому нагреву и охлаждению до предельно допустимых значений рабочих температур корпуса с выдержкой при этих температурах. Если в испытуемых приборах слишком высок уровень внутренних механических напряжений, то складывающиеся с ними термомеханические напряжения, возникающие в результате этих периодических изменений температуры, могут привести к разрушению конструкции прибора. В связи с этим после проверки устойчивости приборов к циклическим изменениям температуры проводят проверку их герметичности.

4. Тренировка приборов и их старение. Известно, что существуют механизмы отказов, которые действуют в начальный период эксплуатации приборов. Поэтому в ряде случаев, когда это является экономически оправданным, приборы на стадии изготовления подвергают ускоренной эксплуатации (прогону в форсированных электрических режимах, выдержке при повышенной температуре или сочетанию того и другого — термоэлектротренировке). Подобное технологическое испытание является чрезвычайно дорогим и сложным и применять его целесообразно только тогда, когда подтверждена его эффективность, т. е. способность действительно отбраковать потенциально ненадежные приборы, и когда, как было сказано ранее, расходы на его осуществление могут окупаться. Примером целесообразности таких испытаний может быть изготовление приборов для космической аппаратуры.

Система цеховых отбраковок. Технология изготовления любых полупроводниковых приборов, в том числе мощных ВЧ транзисторов, предусматривает проведение системы цеховых измерений электрических параметров готовых транзисторов. У транзисторов измеряются основные статические параметры (обратные токи и пробивные напряжения переходов, статический коэффициент передачи тока). При измерении этих параметров устанавливаются нормы, обеспечивающие запасы по этим параметрам по сравнению с нормами технических условий. Для обеспечения надежности приборов цеховые нормы на обратные токи устанавливают не менее чем с 5 — 10-кратным запасом. Нормы на коэффициент передачи тока выбирают с запасом 10 — 15%. При этом определенная часть приборов уходит в брак, поэтому запасы приходится выбирать не только с точки зрения повышения надежности, но и с учетом обеспечения приемлемого процента выхода годных. Некоторые параметры можно не проверять, так как они или определяются с достаточной точностью размерами областей и распределением концентрации примесей в транзисторной структуре (емкости переходов), или их определенное

значение может быть гарантировано при условии проверки других параметров транзистора (сопротивление насыщения).

Измерения ВЧ параметров (выходной мощности, коэффициента усиления по мощности, коэффициентов комбинационных частот) целесообразно проводить только один раз, лучше всего в процессе цеховых измерений, несмотря на то, что нет возможности заложить при этом высокие технологические запасы. Причина этого заключается в том, что измерения этих параметров весьма сложны и трудоемки, и в процессе этих измерений требуется осуществлять настройку по входу и выходу. При проведении этих измерений возможно возникновение перегрузок, способных в принципе вывести прибор из строя. Несмотря на то, что, как многократно упоминалось, мощные ВЧ транзисторы — это приборы, к которым предъявляются разнообразные и противоречивые требования, и что поэтому они не могут иметь больших запасов по своим электрическим и тепловым характеристикам, особенности их применения заставляют предъявлять к ним дополнительные требования. Речь идет о том, что схемы применения мощных ВЧ транзисторов чрезвычайно трудно сконструировать таким образом, чтобы в них совершенно не создавались перегрузочные режимы. Избавиться от этих перегрузок можно, если использовать транзисторы со снижением режимов (токов, напряжений и мощностей). Но при этом окажется, что возможности транзисторов будут недоиспользованы, по крайней мере, в несколько раз. В связи с этим приходится искать еще одно компромиссное решение: транзистор должен выдерживать определенный уровень перегрузок, а схема должна быть сконструирована так, чтобы этот уровень не превышался. Для мощных ВЧ транзисторов, предназначенных, например, для работы в линейных широкополосных усилителях, требования к допустимым перегрузкам принято формулировать так, чтобы условия при их проверке были максимально близки к тому, с чем приходится встречаться при реальной эксплуатации приборов.

#### 4.4. УСТОЙЧИВОСТЬ ТРАНЗИСТОРОВ К РАССОГЛАСОВАНИЮ НАГРУЗКИ

Как правило, мощные ВЧ транзисторы используются в выходных каскадах линейных широкополосных усилителей, где их нагрузкой является антенное устройство. Для наилучшего использования транзисторов аппаратура должна быть спроектирована таким образом чтобы режим на выходе транзистора был близок к оптимальному. Практически осуществить такой режим довольно сложно, особенно если не идти на подбор согласующих элементов для каждого транзистора, так как разброс характеристик между отдельными экземплярами транзисторов достаточно велик. Однако, даже если такой режим на выходе и может быть получен, в процессе наладки аппаратуры и в процессе ее эксплуатации возможны аварийные ситуации, например обрыв антенны или короткое замыкание на выходе транзистора. Антенна не подключается непосредственно к выходу транзистора, а между ним имеется согласующее устройство. Это устройство может рассматриваться как отрезок длинной линии. При прохождении по этой линии сигнала может возникать стоячая волна. Появление стоячей волны вызовет значительные изменения режима транзистора, которые при неблагоприятных фазах коэффициента отражения приведут к значительным перегрузкам.

В общем случае можно утверждать, что в аварийных ситуациях на выходе транзистора могут происходить произвольные изменения комплексной нагрузки; ее модуль может изменяться от нуля до бесконечности, а фаза может принимать при этом любые значения от нуля до  $360^\circ$ . Экспериментальные исследования показывают, что при таком произвольном изменении нагрузки напряжение на коллекторе транзистора и ток через транзистор могут изменяться весьма значительно: их пиковые значения могут в несколько раз превосходить напряжение и ток, соответствующие оптимальному режиму на выходе транзистора. Если подобные условия возникают на выходе транзистора, работающего в реальном устройстве, то он может оказаться очень сильно перегруженным по напряжению, току и мощности. На случай подобных ситуаций аппаратура снабжается защитными устройствами, но, как правило, такая защита срабатывает через сравнительно большой промежуток времени — до десятых долей секунды. Необходимо, чтобы транзистор, оказавшийся в реальных условиях, выдерживал рассогласованный режим.

Добиться этого можно различными путями. Можно эксплуатировать транзисторы при сниженных значениях выходной мощности и напряжения питания, при этом напряжение и выходную мощность надо снижать до тех пор, пока не будет гарантировано, что при любых условиях рассогласования на выходе ток через транзистор, напряжение на нем и рассеиваемая мощность не будут превосходить предельно допустимые значения. В этом случае транзисторы будут выдерживать рассогласованный режим в течение любого времени. Однако возможности их при этом будут чрезвычайно сильно недоиспользованы. Можно поступить иначе: и транзисторах, работающих в ВЧ усилителе в номинальном режиме по отдаваемой мощности и напряжению питания, определить на основе экспериментальных исследований время, в течение которого они могут выдерживать любое рассогласование, или установить условия рассогласования, которые прибор может выдерживать определенное время (скажем, 1 — 3 с).

Возможен еще один вариант. Транзисторы при работе в номинальном режиме могут не выдерживать произвольного рассогласования, но выдержат его при несколько сниженном режиме, когда токи, напряжения и мощности в момент рассогласования будут достигать значений, превосходящих предельно допустимые, но транзисторы будут еще достаточно устойчивы к подобным перегрузкам.

Способность транзисторов выдерживать перегрузки зависит от имеющихся запасов по напряжению, току и допустимой мощности рассеяния, но при этом надо учитывать следующее. Если перегрузка происходит по на-



пряжению, то транзистор или не выдержит ее при весьма кратковременном воздействии (как только наступит необратимый электрический пробой), или будет устойчив к ней достаточно длительное время (если при перегрузке необратимый электрический пробой не наступает). Если же происходят перегрузки по току или мощности рассеяния, то устойчивость к ним, безусловно, зависит от их продолжительности, так как оба вида перегрузок приводят к общему или локальному разогреву прибора.

Рассмотрим теперь мероприятия, обеспечивающие надежность мощных ВЧ транзисторов, в том случае, когда они подвергаются перегрузкам в результате рассогласования. Если при рассогласовании ни напряжения, ни токи, ни мощности не будут превосходить предельно допустимые значения, то никаких специальных мер по обеспечению надежности не требуется. Если же в процессе рассогласования превышаются предельно допустимые напряжения, ток или мощность, то гарантировать надежность при подобных условиях эксплуатации можно, если технология изготовления транзисторов предусматривает их специальную проверку.

Остановимся на принципах построения методики подобной проверки. Обычно берется ВЧ резонансный усилитель, в котором измеряются основные параметры мощных ВЧ транзисторов ( $P_{\text{вых}}$ ,  $K_{\text{ур}}$ ,  $M_3$ ,  $M_5$ , КПД). После того, как на выходе усилителя устанавливаются оптимальный режим и номинальная мощность, вместо нагрузки подключают испытательное устройство, которое можно рассматривать как отрезок длинной линии, замкнутой активным сопротивлением. Элементы настройки позволяют менять действующую длину линии или, иначе говоря, активную и реактивную составляющие нагрузки. Если в оптимальном режиме нагрузка связана с испытуемым транзистором через линию с волновым сопротивлением 75 Ом, то обычно в рассматриваемом устройстве отрезок линии замыкается резистором сопротивлением 2,5 Ом. При этом КСВН будет равен 30: 1. Такое значение КСВН не позволяет получить условия от полного обрыва до полного короткого замыкания нагрузки, но реально обеспечиваемый диапазон изменений достаточно близок к этим условиям.

Можно проводить разные испытания, создавая на выходе рассогласованные условия: можно сразу после достижения режима номинальной выходной мощности подключить вместо нагрузки рассогласованный отрезок длинной линии, можно перед этим снимать напряжение питания, а после переключения опять подавать это напряжение, а можно перед переключением снять входной сигнал, а после переключения опять подавать на вход тот же сигнал. Но надо следить за тем, чтобы, с одной стороны, снятие и подача напряжения или входного сигнала происходили достаточно быстро (за время, намного меньшее, чем длительность самого испытания) и, с другой стороны, чтобы все эти операции не приводили к появлению значительных бросков напряжения или тока. При значительных бросках испытания фактически могут резко ужесточиться, причем непредсказуемым образом, и они уже не будут соответствовать тем реальным условиям рассогласования, устойчивость к которым следует проверять.

Изменяя в испытательном устройстве активное сопротивление и индуктивность или емкость, можно изменять значение КСВН и фазу отражения. Очевидно, что при более высоких значениях КСВН перегрузки при рассогласовании будут более значительными, чем такие же перегрузки при менее высоких КСВН. Результаты экспериментов показывают, что при рассогласовании напряжение, ток и мощность рассеяния могут возрасти в несколько раз по сравнению с оптимальным режимом, но при этом максимум напряжения, тока и мощности рассеяния наступает при разных значениях фазы нагрузки.

Испытания на проверку устойчивости к рассогласованию должны проводиться так, чтобы транзистор обязательно оказывался в наиболее жестких условиях. В зависимости от длительности испытаний такими условиями могут оказаться положения, соответствующие максимуму мощности рассеяния (при более длительных испытаниях), максимуму напряжения (при более кратковременных испытаниях); возможно, что самым жестким условиям будет соответствовать положение, в котором достаточно высокая мощность рассеяния сочетается с напряжением пусть не максимальным, но достаточно высоким.

Могут применяться два варианта методики испытаний. Один из них основан на том, что предварительно экспериментально определяют, при каких фазах нагрузки создаются наиболее жесткие условия рассогласования. Для каждого транзистора таких положений может быть два или три. Если разброс параметров испытуемых транзисторов невелик, то можно фиксировать эти положения и затем ввести в технологию испытания каждого транзистора в течение заданного времени в каждом из этих положений. Однако в реальных условиях разброс параметров транзисторов часто бывает большим и в соответствии с этим выбор фаз нагрузки, соответствующих наихудшим условиям рассогласования, оказывается достаточно условным. Поэтому можно рекомендовать другой вариант методики испытаний: после подключения к выходу транзистора устройства, эквивалентного изменяемому отрезку длинной линии, специальным приспособлением настраиваемый элемент переводится через все его возможные положения. При этом каждый транзистор, безусловно, окажется во всех наиболее опасных режимах. Недостатком второго варианта методики является то, что испытание, во время которого проходятся все возможные фазы рассогласования, нельзя вести слишком долго, так как оно сопровождается выделением мощностей, значительно превосходящих предельно допустимые. Практика показывает, что такие испытания нельзя продолжать более 1 — 3 с. Однако при этом длительность нахождения в каждом из опасных положений будет длиться около 0,1 — 0,2 с, а это время достаточно для срабатывания в реальной аппаратуре защитного устройства при попадании транзистора в аварийный режим.

Так как процесс испытания транзистора на устойчивость к рассогласованию нагрузки связан с перегрузками, неизбежно возникает вопрос: не приведут ли эти испытания к изменениям деградационного характера, которые впоследствии при эксплуатации вызовут отказ транзистора? В настоящее время единственным способом убедиться в том, что это не произойдет, является многократное проведение подобных испытаний на группе

транзисторов. Если при этом не будет обнаружено никаких изменений в характеристиках и параметрах транзисторов, то с довольно большой степенью достоверности можно считать, что таких изменений испытания на устойчивость к рассогласованию нагрузки не вызывают.

Если же испытания на устойчивость к рассогласованию транзисторов, работающих в номинальном режиме, приводят к их деградационным изменениям или катастрофическим отказам, то целесообразно проверить устойчивость транзисторов к рассогласованию в режимах со сниженным уровнем отдаваемой мощности и в результате установить тот уровень, при котором они выдерживают любой или заданный уровень рассогласования в течение заданного интервала времени достаточно надежно.

Итак, при выполнении конструктивных и технологических мер, направленных на обеспечение высокой надежности, а также при правильном конструировании аппаратуры и соблюдении правил эксплуатации, несмотря на незначительность запасов мощных ВЧ транзисторов по основным их параметрам, эти приборы будут работать в аппаратуре с достаточно высокой надежностью.

## ГЛАВА ПЯТАЯ

### НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ МОЩНЫХ ВЧ ТРАНЗИСТОРОВ

#### 5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСТРОЙСТВАХ НА МОЩНЫХ ВЧ ТРАНЗИСТОРАХ

На мощных транзисторах строят тракты усиления мощности ВЧ сигналов радиопередатчиков [46 — 48], преобразователи напряжения питания подвижной и стационарной аппаратуры [49], блоки развертки телевизионных приемников [50], системы зажигания двигателей внутреннего сгорания [51] и т. п.

Основными энергетическими характеристиками этих устройств являются мощность выходного сигнала и коэффициент полезного действия. Кроме того, в зависимости от назначения и условий эксплуатации аппаратуры нередко используются и другие, среди которых в первую очередь следует отметить уровень нежелательных колебаний, устойчивость к механическим и климатическим воздействиям, восприимчивость к посторонним сигналам, сохранение работоспособности в аварийной ситуации, массогабаритные и стоимостные характеристики. В зависимости от того, какие из указанной совокупности характеристик определяющие, выбираются схема построения, тип полупроводниковых приборов и режим работы того или иного устройства.

Что касается схемы построения, то практически для большинства из перечисленных устройств она содержит один из таких узлов, как усилитель мощности или мощный автогенератор. Нередко эти узлы используются вместе [49].

В усилителях мощности, работающих на частотах до 100 МГц, основной схемой включения транзистора является схема с общим эмиттером (ОЭ). Реже используется включение по схеме с общей базой (ОБ) и крайне редко — по схеме с общим коллектором (ОК). Напомним, что термин «общий» характеризует электрод, являющийся общим для входного и выходного сигналов. На рис. 5.1,а например, показана схема простейшего усилителя с ОЭ. Здесь входной сигнал через конденсатор  $C1$  подается между базой и эмиттером, а вы-

ходной сигнал через конденсатор  $C2$  снимается с промежутка эмиттер — коллектор транзистора. Цепь смещения из источника ЭДС  $U_{см}$  с входным сопротивлением  $R1$  и цепь питания из источника ЭДС  $U_{н-п}$  с дросселем  $L1$  служат для установления требуемого режима работы усилителя. Конденсатор  $C1$ , пропуская входной ВЧ сигнал, разделяет по постоянному току источник сигнала и входную цепь усилителя, а конденсатор  $C2$ , пропуская усиленный ВЧ сигнал в нагрузку, разделяет по постоянному току выходную цепь усилителя и нагрузку. Поэтому указанные конденсаторы нередко называют разделительными.

Аналогичные функции выполняют элементы  $C1$ ,  $C2$ ,  $U_{см}$ ,  $U_{н-п}$ ,  $R1$ ,  $L1$  в других усилителях — усилителе с ОБ (рис. 5.1,б) и усилителе с ОК (рис. 5.1,в).

Термин «общий» не следует путать с термином «заземленный» хотя обычно общий электрод, как это видно из рис. 5.1,а — в, является одновременно и заземленным по высокой частоте, а нередко и по постоянному току. Тем не менее встречаются усилители, в которых один из электродов — общий, а другой — заземленный. Например, на рис. 5.1,г показана используемая иногда на практике схема усилителя с ОЭ и заземленным коллектором. В таком усилителе входной сигнал действует между базой и эмиттером, а выходной — между эмиттером и коллектором, как в усилителе по схеме рис. 5.1,а; в то же время здесь заземлен коллектор, как в усилителе по схеме на рис. 5.1, в, хотя, в отличие от этой схемы, он не является общим. Указанное включение приходится использовать в тех исключительных случаях, когда необходимо обеспечить хороший теплоотвод от транзистора, корпус которого гальванически соединен с коллектором, и в то же время сохранить высокие усилительные свойства, обеспечиваемые при включении транзистора по схеме с ОЭ.

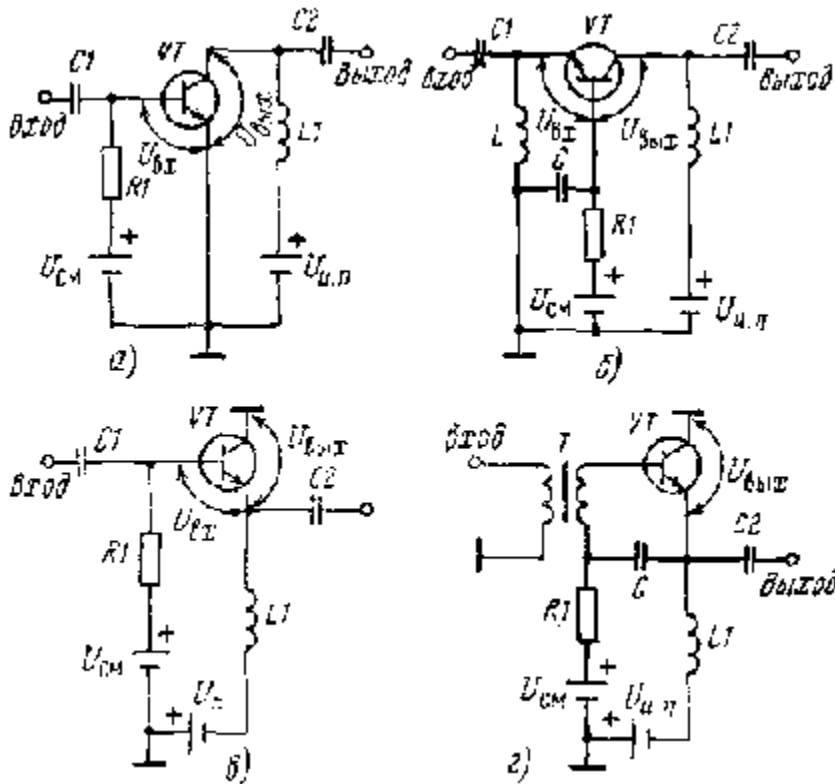


Рис. 5.1. Включение транзистора по схеме ОЭ (а), ОБ (б), ОК (в) и по схеме ОЭ при заземленном коллекторе (г)

Применяя в усилителе мощности положительную обратную связь из выходной цепи во входную и увеличивая ее глубину, можно добиться самовозбуждения усилителя и получить из него таким образом мощный автогенератор [52]. Анализируя устойчивость таких усилителей в отсутствие внешнего сигнала и выявляя на основе такого анализа неустойчивые схемы и режимы работы, можно проектировать устройства, наиболее пригодные для работы в качестве мощных автогенераторов [53]. В этой связи изучение автогенераторов не требует какого-либо специального подхода и может быть проведено на основе тех же схем и с помощью того же аппарата, которые используются при анализе усилителей мощности.

Преобладающим видом приборов, применяемых в усилителях мощности и мощных автогенераторах, являются биполярные транзисторы. Эти приборы обеспечивают высокие энергетические характеристики, имеют широкую градацию номиналов напряжения питания, легки и просты в управлении, а в случае нормирования линейных характеристик обеспечивают усиление ампли-тудно-модулированных сигналов с минимальными нелинейными искажениями. Тем не менее в ряде случаев предпочтение может быть отдано появившимся в последнее время мощным полевым транзисторам, отличающимся меньшим уровнем шума и возможностью работы не только на высоких, но и на низких частотах (вследствие меньшей вероятности вторичного пробоя). Нередко лучшими характеристиками обладают устройства, в которых одновременно используются оба вида полупроводниковых приборов.

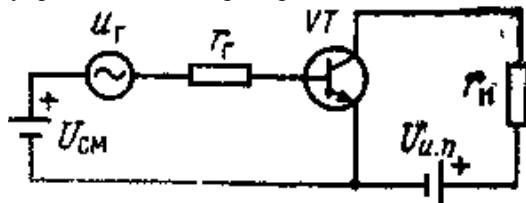


Рис. 5.2. Схема простейшего усилителя (с источником сигнала и нагрузкой)

Наиболее эффективным режимом работы для устройств на мощных транзисторах является ключевой режим. Работу в этом режиме можно проиллюстрировать с помощью простейшего усилителя, схема которого показана на рис. 5.2. Здесь входной сигнал и напряжение смещения подаются на базу транзистора от соответствующих источников через сопротивление  $r_g$ ; нагрузкой служит резистор  $r_n$ , соединяющий источник питания с коллектором транзистора. Считая известными ЭДС источника сигнала и смещения, найдем значение и форму напряжения на нагрузке и выходного тока усилителя. Для этого, пользуясь входной характеристикой транзистора  $I_B(U_B)$ , представленной на рис. 5.3, а кривой  $U$ , и вольт-амперной характеристикой резистора  $r_g$ , показанной на том же рисунке прямой  $II$ , сложим абсциссы то-чек этих характеристик, соответствующие одной и той же ординате. Соединяя полученные таким образом точки кривой, построим вольт-амперную характеристику

входной цепи  $I_B(u_r, U_{CM})$ . Она представлена на рис. 5.3,а кривой III.

Теперь обратимся к семейству выходных характеристик транзистора  $I_K(U_{ЭК})$  (рис. 5.3,б) и нанесем на него нагрузочную характеристику усилителя. Она, как известно, представляет собой прямую, проведенную через две точки на осях координат —  $(U_{и-п}, 0)$  и  $(0, U_{и-п}/r_u)$ .

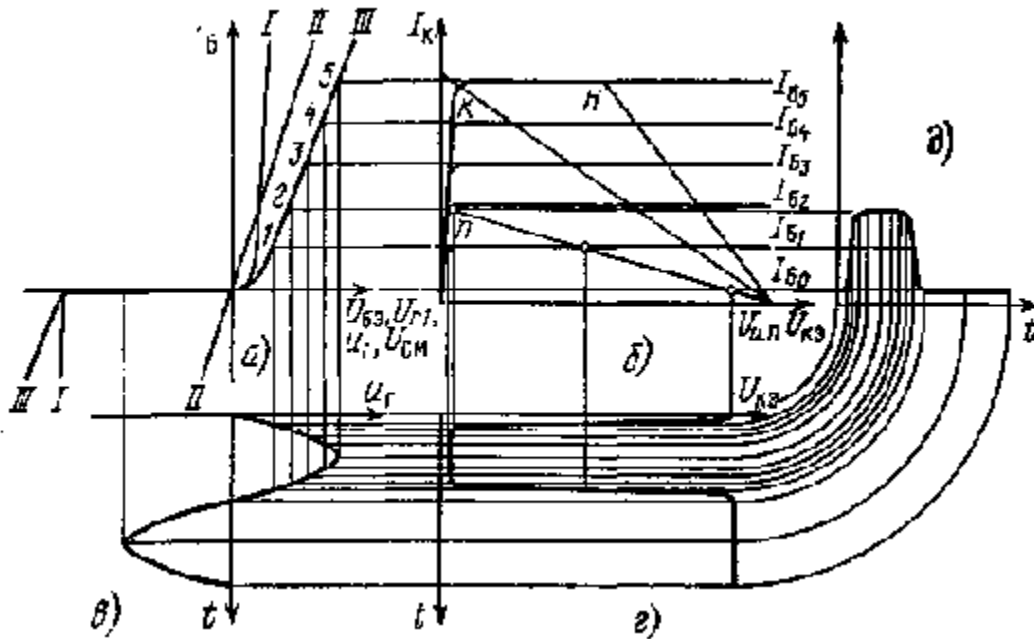


Рис. 5.3. Определение формы выходного сигнала с помощью входной и выходных характеристик транзистора

Из трех показанных на рис. 5.3,б нагрузочных характеристик усилителя, соответствующих различным значениям нагрузочных сопротивлений и представляющих работу усилителя в недонапряженном ( $HU_{и-п}$ ), критическом ( $KU_{и-п}$ ) и перенапряженном или ключевом ( $ПУ_{и-п}$ ) режимах, в рассматриваемом случае воспользуемся последней. Принимая  $U_{CM}=0$  и полагая, что  $u_r$ , как показано на рис. 5.3,а, изменяется по синусоидальному закону, через точки кривой III (рис. 5.3,а) с ординатами, соответствующими токам базы, при которых построены выходные характеристики (рис. 5.3,б), проведем вертикальные прямые до пересечения с кривой  $u_r(t)$  на рис. 5.3,а. Из этих точек кривой  $u_r(t)$  проведем горизонтальные прямые до пересечения с перпендикулярными прямыми, проведенными через точки пересечения нагрузочной характеристики с выходными характеристиками, полученными при исходных значениях тока базы. Соединяя найденные таким образом точки, построим кривую (рис. 5.3,г), представляющую изменение коллекторного напряжения  $u_k(t)$ . Если же через точки пересечения нагрузочной характеристики  $ПУ_{и-п}$  с выходными характеристиками транзистора провести горизонтальные прямые до пересечения с вертикальными прямыми, построенными, как показано на рисунке, с помощью прямых, пересекающих  $u_r(t)$  и соединить полученные точки, то получится кривая (рис. 5.3,д), представляющая изменение тока коллектора  $i_k(t)$ .

Как видно, кривые на рис. 5.3,г и д имеют форму, близкую к П-образной, причем при максимуме тока наблюдается минимум напряжения и, наоборот, при максимуме напряжения — минимум тока. В этом случае мощность рассеивания, определяемая произведением  $u_k(t)i_k(t)$ , мала. Еще меньше она получается при П-образной форме  $u_r(t)$ , когда транзистор, работая практически в чисто ключевом режиме, находится то в состоянии отсечки, то в состоянии насыщения. При этом вовсе не обязательно, чтобы и ток, и напряжение на коллекторе имели бы П-образную форму: достаточно, чтобы в одну часть периода ток, а в другую — напряжение, имели бы по возможности близкие к нулю значения [46]. При этом КПД каскада будет тем выше, чем меньше напряжение насыщения транзистора в открытом состоянии и чем меньше его начальный ток в состоянии отсечки. Важную роль при этом играет длительность переходных процессов из состояния отсечки в состояние насыщения и наоборот: чем она меньше, тем выше КПД. Когда ток закрытого транзистора, напряжение насыщенного транзистора и длительность переходных процессов близки к нулю, может быть получено значение КПД, близкое к 100%. В практических устройствах при существующих типах транзисторов на невысоких частотах при ключевом режиме работы КПД достигает 95 — 98%. С повышением частоты из-за возрастающего влияния барьерных, диффузионных емкостей и индуктивностей выводов прибора относительная длительность переходных процессов увеличивается, что приводит к увеличению мощности рассеивания, а следовательно, и к снижению КПД всего устройства. В настоящее время верхняя граница области частот, в которой реализуется ключевой режим с КПД не хуже 80%, составляет 30 МГц. В отличие от ключевого, другие режимы работы характеризуются меньшими значениями КПД. Однако для них более просто получить высокие значения некоторых других характеристик.

Широко известны режимы работы А, В, С. В режиме А коллекторный ток протекает непрерывно на протяжении всего периода усиливаемого сигнала; в режиме В — только в течение полупериода, а в режиме С — менее полупериода усиливаемого сигнала. При использовании этих режимов следует иметь в виду, что лучшая линейность и худший КПД получаются при работе в режиме А и, наоборот, худшая линейность и более высокий КПД — при работе в режиме С; очень часто для линейного усиления амплитудно-модулированных сигналов используется режим В, несколько уступающий режиму А по линейности усиления, но существенно превосходящий его по энергетическим характеристикам.

По степени напряженности режимы работы делятся на недонапряженный, критический и перенапряженный. Недонапряженный режим реализуется при таких нагрузках и напряжениях возбуждения, когда напряжение на коллекторе в любую часть периода усиливаемого сигнала остается все время выше напряжения насыщения транзистора. Соответствующая этому режиму нагрузочная характеристика, представленная на рис. 5.3,6 прямой  $NU_{и.п.}$ , не достигает линии критического режима ОК даже при максимальном из возможных (при заданном возбуждении) токах базы. Критический режим является промежуточным между недонапряженным и перенапряженным. В этом режиме напряжение на коллекторе достигает напряжения насыщения, но только в одной точке — при максимальном токе базы. Соответствующая этому режиму нагрузочная характеристика ( $KU_{и.п.}$  на рис. 5.3,6) пересекает выходную характеристику транзистора, соответствующую максимальному току базы, в месте ее наибольшей кривизны — при переходе от почти горизонтальной части к участку резкой зависимости  $I_k(u_{эк})$ . И наконец, перенапряженный режим, получается, когда транзистор часть периода находится в состоянии насыщения. В этом режиме нагрузочная характеристика, представленная на рис. 5.3,6 прямой  $PU_{и.п.}$ , пересекает линию критического режима ОК еще до достижения током базы своего максимального (при заданном возбуждении) значения. Таким образом, в соответствии с рис. 5.3,6 область ниже прямой  $KU_{и.п.}$  — это область перенапряженного режима, а выше — недонапряженного. Перенапряженный режим характеризуется большими значениями КПД, а недонапряженный — меньшими, но недонапряженный, в отличие от перенапряженного, пригоден для линейного усиления. Поэтому нередко встречается сочетание недонапряженного режима и режима В или А, когда на первый план выступает требование линейности усиления, и сочетание перенапряженного режима и режима С (или В), когда необходимо получить высокие энергетические характеристики. Последнее сочетание является необходимым для ключевого режима, для реализации которого требуется еще и быстрое переключение транзистора из состояния отсечки в состояние насыщения и, наоборот, из состояния насыщения в состояние отсечки.

Важной характеристикой транзистора при его работе в составе того или иного устройства является входное сопротивление. Входное сопротивление, как показано в [54], наиболее резко зависит от режима работы устройства и частоты сигнала. В меньшей степени проявляется его зависимость от характера и величины нагрузки усилителя. И наконец, от характера выходного сопротивления источника сигнала входное сопротивление почти не зависит. Индуктивности выводов транзистора в области высоких частот оказывают большое влияние на входное сопротивление, увеличивая его активную и реактивную (с учетом знака) составляющие. При этом коэффициент усиления по мощности всего устройства падает. Вывод о слабом влиянии источника сигнала на входное сопротивление представляется особенно важным для практики, поскольку указывает сравнительно простой путь определения оптимального выходного сопротивления источника сигнала (как комплексно-сопряженного к входному сопротивлению, найденному при любом сопротивлении генератора), с помощью которого уже можно при заданном сопротивлении генератора найти параметры согласующего четырехполюсника [55].

Таким образом, в общих чертах мы рассмотрели основные задачи, характеристики, схемы включения транзистора и режимы работы устройств на мощных транзисторах. Материал излагался с позиций применения транзисторов в каскадах усилителей мощности. Это не случайно. Во-первых, как уже отмечалось, усилители мощности служат основой большинства перечисленных устройств. А во-вторых, при использовании на высоких частотах в составе радиопередатчиков усилители в значительной степени определяют параметры передающей аппаратуры и в этой связи заслуживают самого серьезного изучения. Учитывая это и принимая во внимание, что практически любые вопросы реализации ВЧ усилителей мощности имеют самое непосредственное отношение к другим радиотехническим устройствам на мощных транзисторах, остановимся на их изучении более подробно.

## 5.2. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Высокочастотные усилители мощности строят по схеме, содержащей каскады усиления, фильтр и цепи автоматики. Усилители характеризуются номинальной выходной и минимальной входной мощностями, диапазоном рабочих частот, КПД, чувствительностью к изменению нагрузки, уровнем нежелательных колебаний, устойчивостью и надежностью работы, массой, габаритами, стоимостью.

Получаемые в настоящее время максимальные значения выходной мощности на частотах до 100 МГц составляют несколько десятков киловатт. При существенно меньшей мощности, отдаваемой отдельными транзисторами (не более 200 Вт), эти значения достигаются специальными устройствами сложения сигналов, среди которых наиболее распространены делители и сумматоры мощности [46]. Существует множество разновидностей этих устройств [46 — 48, 56]. По величине фазового сдвига их делят на синфазные (с фазовым сдвигом суммируемых сигналов  $\varphi=0$ ), противофазные ( $\varphi = \pi$ ), квадратурные ( $\varphi = \pi/2$ ) и др.; по виду исполнения — с распределенными и сосредоточенными элементами; по способу соединения с нагрузкой — на последователь-

ные и параллельные и т. д.

Одним из основных требований, предъявляемых к устройствам сложения сигналов, является обеспечение наименьшего взаимного влияния отдельных модулей, мощности которых суммируются (так называемая развязка модулей). Посмотрим, как выполняется это требование в простом синфазном сумматоре на трансформаторах. Схема такого сумматора на трансформаторах  $T4$  —  $T6$  вместе с делителем (на трансформаторах  $T1$  —  $T3$ ) и суммируемыми каскадами (на транзисторах  $VT1$  и  $VT2$ ) без цепей смещения и питания показана на рис. 5.4. Трансформаторы  $T4$  —  $T6$  имеют коэффициенты трансформации соответственно 1,1 и  $1/\sqrt{2}$  (здесь  $r_n$  — сопротивление нагрузки,  $R_B$  — балластный резистор, сопротивление которого равно  $2r_n$ ). При нормальных условиях работы, когда напряжения на коллекторах синфазны и их амплитуды равны, ток в балластном резисторе отсутствует. Трансформатор  $T6$  приводит к двум последовательно соединенным обмоткам трансформаторов  $T4$  и  $T5$  сопротивление  $2r_n$ , так что на коллекторе каждого транзистора сопротивление нагрузки составляет  $r_n$ . Представим теперь, что коллектор транзистора  $VT2$  оказался замкнутым с его эмиттером. В таком случае вторичная обмотка трансформатора  $T5$  представляет собой крайне малое сопротивление для ВЧ сигнала, так что сопротивление  $2r_n$ , приведенное к первичной обмотке трансформатора  $T6$ , полностью приводится ко вторичной обмотке трансформатора  $T4$ , а следовательно, и к коллектору транзистора  $VT1$ . Но параллельно  $VT1$  при этом оказывается подключен балластный резистор такого же сопротивления, т. е. несмотря на изменение режима работы, во втором каскаде условия работы первого каскада не изменились — он по-прежнему работает на нагрузочное сопротивление  $r_n$ . Но, поскольку половина его мощности теперь поступает в балластный резистор, в нагрузке остается только половинная мощность одного каскада, что в 4 раза меньше мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку до изменения нормальных условий работы. Чем большее число каскадов используется для получения выходной мощности, тем меньше сказывается изменение условий работы в том или другом каскаде на общей мощности в нагрузке. Например, в усилителе с выходной мощностью 4,5 кВт, получаемой в результате суммирования мощностей 32 транзисторных каскадов, при отказе одного каскада выходная мощность снижалась всего лишь до 4,3 кВт. Таким образом, очень малое взаимное влияние каскадов в устройстве сложения мощностей позволяет, максимально используя усилительные свойства каждого транзистора, обеспечить высокую надежность его работы, а следовательно, безотказную работу усилителя мощности в целом.

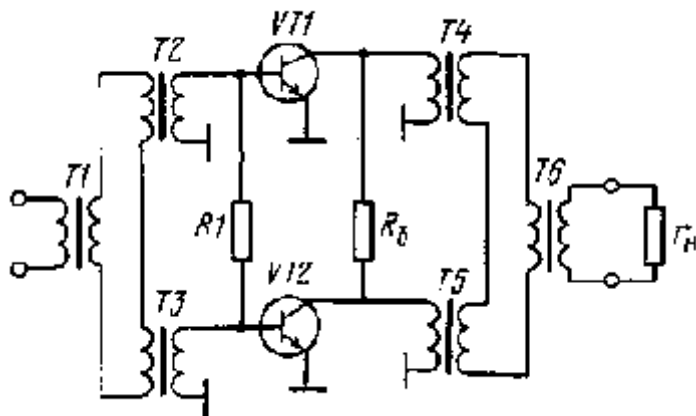


Рис. 5.4. Схема усилителя со сложением мощности на трансформаторах

Суммирующее устройство выбирается исходя из характера и условий работы усилителя, поскольку при решении главной задачи — сложения сигналов — можно, используя те или иные особенности конкретного вида сумматора, улучшить другие характеристики усилителя, например ослабить некоторые виды нежелательных колебаний или уменьшить чувствительность к рассогласованию нагрузки.

Удовлетворительная развязка модулей, а также малый уровень нежелательных колебаний третьего порядка, низкая чувствительность к изменению нагрузки и слабое влияние суммируемых каскадов на предварительный усилитель получаются при использовании квадратурных сумматоров мощности. Противофазные сумматоры при удовлетворительной развязке подавляют нежелательные колебания второго порядка. Чередование квадратурных и противофазных устройств сложения, например, когда два модуля складываются противофазно, а объединенные таким образом пары модулей — квадратурно, в значительной степени сочетает достоинства обоих видов суммирующих устройств. По этим причинам квадратурные и противофазные сумматоры и делители мощности, выполненные, например, на длинных коаксиальных или полосковых линиях, трансформаторах, получили широкое распространение в усилителях с выходной мощностью от 10 Вт и выше.

Следующий параметр усилителя — минимальная входная мощность — определяется допустимым уровнем шума и устойчивостью работы и в этой связи зависит от схемы, режима работы и конструкции усилителя. Влияние шума на чувствительность усилителя объясняется следующим. Известно, что приводимая к входу усилителя мощность шума определяется по формуле  $P_{ш} = 4kTF_{ш}Df$  [57], где  $k$  — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура;  $F_{ш}$  — коэффициент шума;

$A_f$  - ширина полосы частот, в которой определяется

$P_{ш}$ . Но при заданном отношении сигнал/шум  $K_{ш}$  на выходе усилителя мощность входного сигнала  $P_c$  не должна быть меньше, чем  $P_{ш}K_{ш}$ . Отсюда следует, что минимально допустимое значение входного сигнала, характеризующее таким образом чувствительность усилителя, определяется как  $P_{с\text{тш}}=4kTF_{ш}K_{ш}Df$ . При заданных  $K_{ш}$  и  $A_f$  все входящие в это выражение величины известны, за исключением  $F_{ш}$ . С помощью общеизвестных соотношений нетрудно показать, что в нелинейном усилителе, каким в общем случае является усилитель мощности, при достаточно большом коэффициенте усиления по мощности первого каскада

$$F_{ш} = F_{ш1} \prod_{m=1}^n \gamma_{m+1},$$

где  $F_{ш1}$  — коэффициент шума первого каскада;  $\gamma_{m+1}$  — отношение коэффициентов усиления мощности шума к коэффициенту усиления мощности сигнала в  $(m+1)$ -м каскаде усилителя, содержащего  $n$  каскадов. В зависимости от режима работы каскада это отношение определяется по формуле

$$\gamma_{m+1} = (e_1 a_{0E} / a_1) [1 + (a_1 E / 2a_{0E})^2 + (a_2 E / 2a_{0E})^2];$$

входящие в эту формулу коэффициенты находятся по таблицам [58]. Например, для четырехкаскадного усилителя мощностью 50 Вт при  $F_{ш1} = 6$ ,  $Y_2=1,6$ ,  $Y_3=1,7$ ,  $Y_4=1,9$  имеем  $F_{ш}=31$ , что при  $K_{ш}=120$  дБ,  $Df=20$  кГц и  $4kT = 1,62 \cdot 10^{-20}$  Вт/Гцц дает  $P_{ш}=1 \cdot 10^{-14}$  Вт и  $P_{с\text{мин}}=10$  МВт, т. е. при оговоренных условиях минимально допустимое значение входного сигнала характеризуется напряжением около 1 В на сопротивлении 75 Ом. Заметим, что указанное определение чувствительности справедливо, если на входе усилителя действует сигнал, в котором мощность шума, по крайней мере, на порядок ниже, чем приведенная к входу мощность собственного шума усилителя  $P_{ш}$ , так как иначе не будет получено приемлемое отношение сигнал/шум  $K_{ш}$ . Если эта разница в величинах шума на входе не соблюдается, то для обеспечения требуемого значения  $K_{ш}$  между источниками сигнала и усилителем должна быть установлена селективная цепь, приводящая к необходимому подавлению шума при заданной расстройке от рабочей частоты.

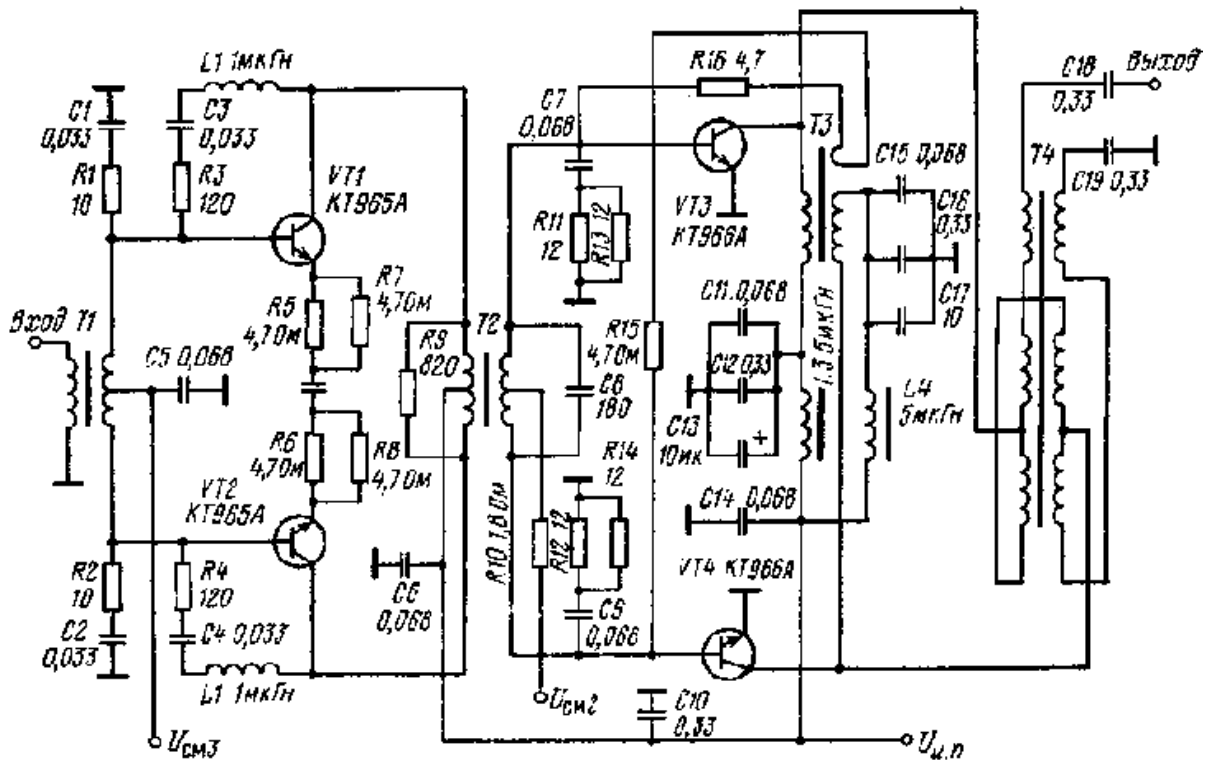


Рис. 5.7. Схема усилителя с выходной мощностью 15 Вт для диапазона частот 2 — 30 МГц

Другим фактором, ограничивающим чувствительность усилителя, является устойчивость. В этом вопросе помимо схемных решений большая роль принадлежит конструктивному выполнению блока, и выбор входного напряжения зависит от соотношения входного сигнала и сигнала, полученного за счет паразитной обратной связи. Усилитель можно считать устойчивым, если разница в уровнях входного сигнала при нормальной его работе и при выключенном напряжении питания выходного каскада не превышает 10 %. Для примера укажем, что такая величина при входном напряжении 0,3 В на сопротивлении 75 Ом получается без усложнения с коэффициентом усиления не менее 19 дБ при напряжении питания 12 В. Схема этого модуля с габаритами не более 30X14X5 мм и массой не более 15 г приведена на рис. 5.5. На рис. 5.6 показана схема построенного на

основе этого модуля усилителя диапазона 30 — 80 МГц с выходной мощностью не менее 1,5 Вт и КПД 35 — 40 %. Близкие характеристики (при других квадратурных делителе и сумматоре мощности) были получены и на более низких, и на более высоких участках диапазона 1,5 — 120 МГц.

Таблица 5.1

Параметр	Значение	
	Выходная мощность, Вт, не менее	15
Напряжение питания, В	12	27
Сопrotивление нагрузки, Ом	50	50
Входное сопротивление (с КСВ<1,6), Ом	50	50
Входное напряжение, В, не менее	1	2
Уровень второй гармоники, дБ, не более	— 30	— 34
Уровень третьей гармоники, дБ, не более	— 18	— 18
Уровень комбинационных колебаний третьего порядка в пике огибающей двухтонового испытательного сигнала, дБ, не более	— 32	— 36
Уровень колебаний паразитной амплитудной модуляции по отношению к величине, вызвавшей эти колебания помехи (на частоте 1000 Гц) в цепи питания, дБ, не более	— 20	— 20
Уровень интермодуляционных колебаний третьего порядка по отношению к величине, вызвавшей эти колебания помехи в цепи нагрузки, дБ, не более	— 15	— 16
Ток потребления при номинальной выходной мощности в режиме однотонового испытательного сигнала, А, не более	3	8
Диапазон рабочих температур окружающей среды (при температуре корпуса транзисторов не более +110°C), град	— 50 + 50	— 50 + 50

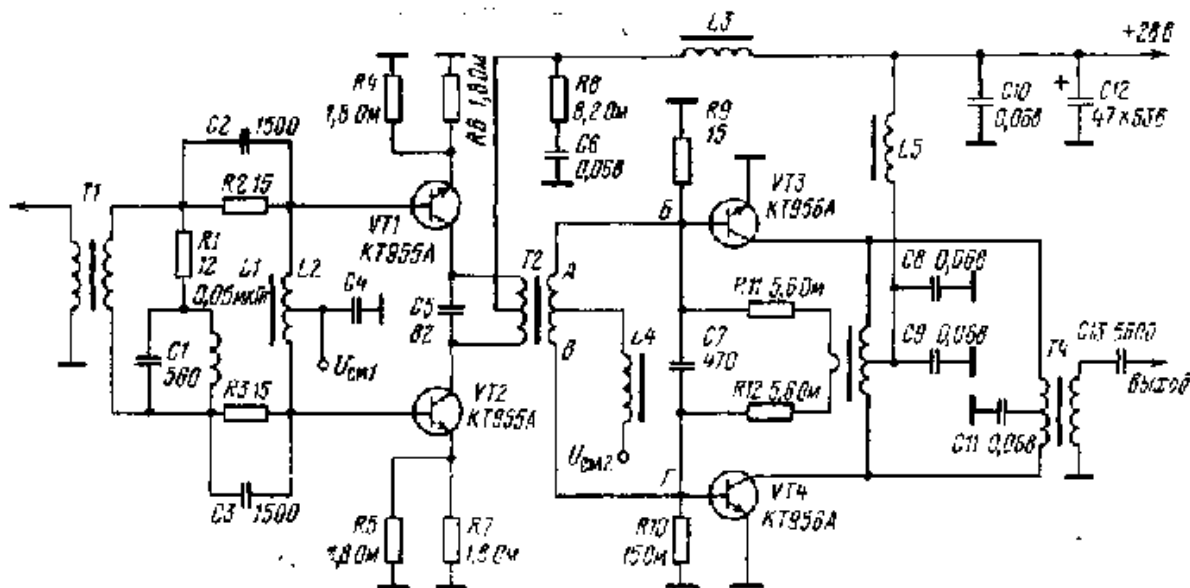


Рис. 5.8. Схема усилителя с выходной мощностью 80 Вт для диапазона частот 2 — 30 МГц

Таблица 5.2

Обозначение	Конструкция сердечника трансформатора или дросселя, вид материала и типоразмер	Число витков в первичной $f$ и вторичной $\Pi$ обмотках, марка провода, вид намотки, особенности конструкции
$T1$ (см. рис. 5.7)	2 столбика из 6 тороидальных сердечников каждый, 1000НМ-3Б, К5Х3Х XL,5	$I$ — 3 витка проводом МПО-0,2; $\Pi$ — 1 виток трубчатой конструкции с отводом от середины; $I$ обмотка расположена внутри $\Pi$



<i>T2</i> (см. рис. 5.7)	2 столбика из 6 тороидальных сердечников каждый, 1000НМ-ЗБ, К5Х3ХХ1, 5	I — 6 витков проводом МПО-0,2; II — 1 виток трубчатой конструкции с отводом от середины; I обмотка расположена внутри II
<i>T3</i> (см. рис. 5.7)	1 тороидальный сердечник, 400НН-4, К 12Х6Х4, 5	I, II — 6 витков из 12 скрученных проводов ПЭВ-0,14, разделенных на 2 группы по 6 проводов; III — 1 виток провода МГШВ-0,35 длиной 10 см
<i>T4</i> (см. рис. 5.7)	1 тороидальный сердечник, 400НН-4, К20Х 12Х6	I — 2 секции по 3,5 витка проводом МГТФЭ-0,14; II-5,5 витка проводом МГТФЭ-0,14
<i>L3, L4</i> (см. рис. 5.7, рис. 5.8)	1 тороидальный сердечник, ЮООНМ-ЗБ, К 10Х6Х3	I — 5 витков провода ПЭВ-0,43
<i>L5</i> (см. рис. 5.8)	2 тороидальных сердечника, 400НН-4, К 12Х6Х4, 5	I — 8 витков провода ПЭВ-0,43
<i>T1</i> (см. рис. 5.8)	2 столбика из 6 тороидальных сердечников каждый, ЮООНМ-ЗБ, К5ХХ3Х1.5	I — 2 витка проводом МПО-0,2; II — 1 виток трубчатой конструкции с отводом от середины; I — обмотка расположена внутри II
<i>T2</i> (см. рис. 5.8)	2 столбика из 5 тороидальных сердечников каждый, ЮООНМ-ЗБ, К7ХХ4Х2	I — 2 витка по 2 провода МПО-0,2 с отводом от точки соединения конца 1 провода с началом 2; II — 1 виток трубчатой конструкции с отводом от середины; I обмотка расположена внутри II

Окончание табл. 5.2

Обовначение	Конструкция сердечника трансформатора или дросселя, вид материала и типоразмер	Число витков в первичной I и вторичной II обмотках, марка провода, вид намотки, особенности конструкции
<i>T3</i> (см. рис. 5.8)	1 тороидальный сердечник, 100НН-4, К 16Х8Х6	I — 6 витков из 16 скрученных проводов ПЭВ-0,31, разделенных на 2 группы по 8 проводов, с отводом от точки соединения конца 1 группы с началом 2; II — 1 виток провода МГШВ-0,35 10 см
<i>T4</i> (см. рис. 5.8)	2 столбика из 7 тороидальных сердечников каждый, 400НН-4, К 16Х8Х6	I — 1 виток трубчатой конструкции с отводом от середины; II — 2 витка из 10 проводов МПО-0,2, включенных параллельно; II обмотка расположена внутри I

Ширина полосы частот при больших уровнях мощности в значительной степени определяется межкаскадными согласующими цепями, в качестве которых используются широкополосные трансформаторы специальной конструкции, а также цепями коррекции амплитудно-частотной характеристики и цепями обратной связи. Так, на рис. 5.7 и 5.8 показаны схемы усилителей с выходной мощностью 15 и 80 Вт для радиопередатчиков мощностью 10 и 50 Вт, работающих в диапазоне 2 — 30 МГц. Их основные характеристики приведены в табл. 5.1, а данные используемых трансформаторов и дросселей — в табл. 5.2. Особенности этих усилителей — относительно низкий уровень нежелательных колебаний и сравнительно малая неравномерность амплитудно-частотной характеристики. Эти параметры, например, в усилителе на 80 Вт достигаются применением частотно-зависимой отрицательной обратной связи в выходном каскаде (со вторичной обмотки трансформатора *T3* через резисторы *R11* и *R12* на базы транзисторов *VT3* и *VT4*) и в предоконечном каскаде (с помощью резисторов *R4* — *R7*), а также корректирующими цепями *C2R2*, *C3R3* и *R1L1C1*.

Уменьшить неравномерность усиления в полосе частот можно также, используя цепи коррекции на входе оконечного каскада (конденсатор *C7* и индуктивности проводников *АВ* и *ВГ*, представляющих собой полоски фольги длиной 30 и шириной 4 мм) и на выходе усилителя (индуктивность трансформатора *T4* и конденсатор

С13). Широкополосные трансформаторы, примененные в этих усилителях, способны обеспечить удовлетворительное согласование не только в диапазоне 2 — 30 МГц, но и на более высоких частотах. Однако на частотах выше 30 МГц лучшие характеристики получаются с трансформаторами на полосковых линиях без ферритовых материалов. Такие трансформаторы, например, были использованы в усилителе с выходной мощностью 80 Вт в диапазоне 30 — 80 МГц (табл. 5.3), схема которого показана на рис. 5.9. Особенность этого усилителя — применение одновременно биполярных и полевых транзисторов. Такое сочетание позволило улучшить шумовые характеристики по отношению к использованию только биполярных транзисторов, а в сравнении с применением только полевых приборов улучшить энергетические характеристики усилителя [59].

Таблица 5.3

Обозначение	Конструкция трансформатора
T7, T6	Направленный ответвитель в виде микрополосковой линии длиной 720 мм и шириной 1,5 мм, выполненной на двустороннем фольгированном стеклотекстолите размером 75X20X0,5 мм и помещенной между двух стеклотекстолитовых пластин, каждая из которых фольгирована с внешней стороны. Общие габариты 75X20X3,5 мм
T2, T3	6 витков скрутки из двух проводов ПЭВ-0,41 с шагом скрутки 3 витка на 1 см на тороидальном сердечнике МРЮОФ-2-8 К7Х4Х3
T4, T5	6 витков скрутки из двух проводов ПЭВ2-0,41 с шагом скрутки 3 витка на 1 см на тороидальном сердечнике МРЮОФ-2-8 К12Х7Х6
T7	I обмотка из 1 витка печатного проводника шириной 5 мм и II обмотка из 2 витков печатного проводника шириной 2 мм, размещенные друг против друга с разных сторон пластины из двустороннего фольгированного стеклотекстолита размером 80X18X0,5 мм, заключенной между изолирующими стеклотекстолитовыми обкладками
T8	Печатный проводник общей длиной 370 мм и шириной 10 мм на расстоянии 168 мм и шириной, плавно меняющейся от 10 до 3 мм, на расстоянии 168 — 370 мм, выполненный на стеклотекстолите ФТС — 1 — 35 — Б — 0,12. Первой обмоткой является первая часть проводника длиной 168 мм; второй обмотка начинается от середины первой и заканчивается концом проводника. Весь проводник намотан в виде спирали на диэлектрическом каркасе

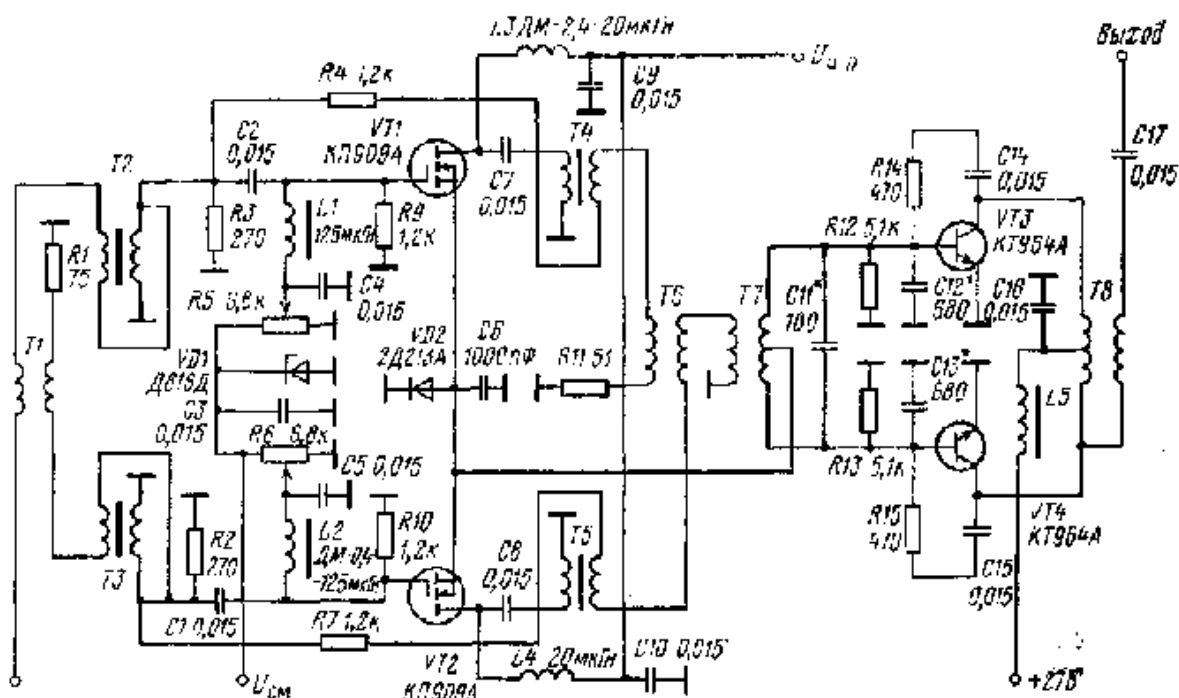


Рис. 5.9 Схема усилителя с выходной мощностью 80 Вт для диапазона частот 30—80 МГц

В результате такой усилитель обеспечил выходную мощность 80 Вт при работе от источника питания с напряжением 28 В с КПД 40 % при уровне шума не выше — 142 дБ в полосе 20 кГц при 5-процентной отстройке по частоте от усиливаемого сигнала. Благодаря меньшему влиянию на энергетические характеристики каскада паразитной индуктивности элементов в цепи истока у полевых транзисторов в сравнении с влиянием

такой же индуктивности в цепи эмиттера у биполярных транзисторов здесь (см. рис. 5.9) сравнительно просто и без лишних энергозатрат удалось решить вопрос стабилизации режима работы выходного каскада. В известной мере этому способствовало сочетание отрицательного температурного коэффициента у тока стока полевых и положительного — у тока коллектора биполярных транзисторов.

Важным параметром ВЧ усилителя является его КПД. Этот параметр зависит от назначения усилителя, условий его работы и, как следствие, от схемы построения и используемых полупроводниковых приборов. Он составляет 40 — 90 % для усилителей сигнала с постоянной или коммутируемой амплитудой (например, при частотной и фазовой модуляции, частотной и амплитудной телеграфии) и 30 — 60 % для линейных усилителей сигналов с амплитудной модуляцией. Более низкие из указанных значений объясняются использованием энергетически невыгодных, но обеспечивающих линейное усиление недонапряженных режимов во всех каскадах, а также режима А в предварительных, а часто и в предоконечном каскаде усилителя. Более высокие значения характерны для ключевого режима усиления сигналов с постоянной или коммутируемой амплитудой (80 — 90 %) или для амплитудно-модулированных сигналов (50 — 60 %) при использовании метода раздельного усиления составляющих сигнала [60]. Например, КПД не ниже 80 % был получен в широкополосном усилителе на 4,5 кВт с выходным каскадом на 32 транзисторах, построенном с учетом общих рекомендаций для ключевого режима [61, 62] и при принятии мер по устранению сквозных токов [63]. Однако, несмотря на очевидные энергетические преимущества ключевого режима работы, он еще сравнительно редко используется в ВЧ усилителях. Это объясняется рядом особенностей, к которым, например, относятся критичность к изменению нагрузки, высокий уровень нежелательных колебаний, большая вероятность превышения предельно допустимых напряжений транзистора и сложность регулировки при получении необходимых фазочастотных характеристик, стабильность которых должна обеспечиваться в условиях изменяющейся нагрузки, напряжения питания и температуры окружающей среды. Кроме того, для реализации ключевого режима на высоких частотах необходимы транзисторы с крайне малой длительностью переходных процессов при включении и выключении.

Перспективным направлением повышения энергетических характеристик усилителей амплитудно-модулированного сигнала является квантование сигнала по уровню с раздельным усилением дискретных составляющих и последующим их суммированием с учетом фазовых сдвигов [64].

В повышении эффективности работы усилителей важную роль играет качество согласования с нагрузкой с учетом возможности ее изменения. В настоящее время этот вопрос просто и в то же время наиболее результативно решается применением ферритовых вентиляй и циркуляторов. Однако так обстоит дело на сравнительно высоких частотах, по крайней мере, выше 80 МГц. С понижением частоты эффективность использования ферритовых развязывающих устройств резко падает. В этой связи представляют интерес изучение и последующее промышленное освоение обладающих свойствами циркуляторов полупроводниковых взаимных устройств [65], принципиально допускающих работу и на низких частотах. Если применение вентиляй или циркуляторов невозможно, удовлетворительные результаты получаются при сочетании обычных согласующих устройств с автоматическим управлением режимом работы усилителя. Так, увеличивая напряжение питания с ростом сопротивления нагрузки (при неизменном или слегка уменьшенном возбуждении) и снижая его с уменьшением сопротивления нагрузки при увеличении возбуждения, можно получить не только постоянную выходную мощность, но и сохранить в условиях изменяющейся нагрузки то высокое значение КПД, которое было получено в номинальном режиме. Возможности такого способа стабилизации выходной мощности, однако, ограничены предельно допустимыми токами и напряжениями используемого транзистора, а также техническими возможностями согласования малых сопротивлений. По этим причинам реализуемая в настоящее время область нагрузочных сопротивлений, в которой таким путем еще можно добиться сравнительно стабильной выходной мощности, ограничена, как показали испытания усилителя с выходной мощностью 4,5 кВт, значением КСВН, не превышающим 3.

Эффект малой чувствительности к рассогласованию нагрузки можно получить и при построении усилителя по схеме сложения мощностей с использованием квадратурных сумматоров и делителей мощности [66]. При соответствующем напряжении возбуждения такого усилителя можно добиться, несмотря на изменение режима работы каждого из суммируемых каскадов, незначительного изменения общего тока потребления и суммарной выходной мощности. При испытаниях таких усилителей было отмечено, что изменение выходной мощности при рассогласовании нагрузки получается таким же, как и в линейных цепях, т. е. описывается выражением, близким к  $P/P_n = 4p/(1+p)^2$ , где  $P_n$  и  $P$  — мощности в номинальной и рассогласованной нагрузке,  $p$  — КСВН, характеризующий степень рассогласования. Такое изменение в среднем, как показали сравнительные испытания, примерно вдвое меньше, чем у усилителя, построенного, например, по двухтактной схеме.

Существуют и другие способы уменьшения чувствительности усилителя к рассогласованию нагрузки, однако все они в той или иной степени уступают рассмотренным.

К числу основных параметров усилителя в последнее время стали относить уровень нежелательных колебаний, возникающих в процессе усиления полезного сигнала. Такие колебания появляются в усилителе мощности вследствие нелинейных процессов под влиянием полезного сигнала  $f$  и помех, поступающих из тракта формирования сигнала ( $f_\phi$ ), источника питания ( $f_n$ ) и антенны радиопередатчика ( $f_a$ ). Посторонние колебания (помехи) из тракта формирования сигнала приводят к нежелательным излучениям радиопередаточного устройства не только на частотах этих колебаний  $f\phi$ , но и на частотах, образующихся под их влиянием комбинационных колебаний  $mf \pm nf_\phi$ . Уровень таких излучений определяется относительным уровнем

нежелательных колебаний на выходе тракта формирования, его изменением (преобразованием) в усилителе мощности, а также фильтрующими и излучающими свойствами следующих за усилителем узлов радиопередающего устройства. Изменение отношения помеха/ сигнал в усилителе ( $K_v$ ) определяется схемой включения транзистора, режимом работы каскадов, значением и частотой полезного сигнала и помехи.

Наибольшее изменение отношения помеха/сигнал наблюдается в усилителе с ОЭ, а также при малом выходном сопротивлении источника сигнала  $r_s$  в усилителе с ОБ и при малом сопротивлении нагрузки  $r_n$  в усилителе с ОК. С увеличением  $r_s$  в усилителе с ОБ и  $r_n$  в усилителе с ОК  $K_v > 1$ . При работе усилителя в режимах А и В с любым включением транзистора относительный уровень помехи не изменяется; смещение режима работы в сторону режима С приводит к росту, а в сторону режима АВ, наоборот, к уменьшению относительного уровня помехи; при этом рост более заметен, чем уменьшение. Повышение напряженности режима уменьшает относительный уровень помехи. Чем больше значение полезного сигнала, тем при одном и том же режиме работы больше изменяется отношение помеха/сигнал. С ростом частоты сигнала и помехи изменение отношения помеха/сигнал уменьшается.

Возникающие под действием помехи комбинационные колебания особенно опасны при работе усилителя в режиме С, где их уровень на выходе усилителя соизмерим с уровнем помехи. С изменением режима работы от С к А уровень комбинационных колебаний второго порядка ( $f \pm f_{\phi}$ ) монотонно убывает, а третьего ( $2f \pm f_{\phi}$ ) проходит через 0 в режиме В и по достижении минимума в области отрицательных значений, свидетельствующей об изменении фазы колебаний на противоположную, при приближении к режиму А стремится к 0.

При прочих равных условиях наибольшим подавлением комбинационных колебаний отличается усилитель с ОК, а затем усилители с ОБ и ОЭ. В многокаскадном усилителе, в отличие от однокаскадного, помехой для каждого следующего каскада, начиная со второго, являются не только усиленные нежелательные колебания тракта формирования, но и комбинационные, а также гармонические колебания предыдущих каскадов. Особенно велико влияние второй гармоники; она увеличивает уровни комбинационных колебаний второго и третьего порядков и уменьшает отношения помеха/сигнал. Это в основном проявляется в режиме С и фактически отсутствует в А. Под ее действием линейный режим работы ( $K_v = 1$ ) смещается из режима В в С. Эти изменения прямо противоположны, если фазу второй гармоники как-то искусственно изменить на л.

Малый уровень комбинационных колебаний, незначительное ухудшение отношения помеха/сигнал и одновременно приемлемые энергетические характеристики характерны для усилителя, предварительные каскады которого работают в режимах А — В, а выходной — в В — С. При включении транзисторов по схеме ОК режимы В — С можно использовать и в предварительных каскадах, но в выходном каскаде включение по схеме ОК неприемлемо из-за высокой восприимчивости усилителя к сигналам сторонних радиопередатчиков. Наилучшим для выходного каскада является включение прибора по схеме ОБ или ОЭ. При этом ухудшение отношения помеха/сигнал в усилителе при малом уровне комбинационных колебаний может составить максимум 3 дБ. Но при неграмотном проектировании усилителя это значение может возрасти до 20 дБ, а наибольший уровень нежелательных колебаний будет не только на частоте помехи, но и на частотах, обусловленных этой помехой комбинационных колебаний.

При расстройке по частоте между полезным сигналом и помехой наиболее эффективно подавляются помехи в усилителях с фильтрами. Подавление реализуется как при электронно-коммутируемых фильтрах, так и путем построения усилителя на основе мощного автогенератора, управляемого с помощью системы фазовой автоподстройки частоты. В последнем случае удается получать ослабления нежелательных составляющих — до 70 — 80 дБ, начиная уже с 5-процентной отстройки их частоты от частоты полезного сигнала [67].

В отличие от помех из тракта формирования сигнала, помехи из источника питания ( $f_n$ ) имеют более низкие частоты и поэтому, достаточно хорошо ослабляясь межкаскадными согласующими и фильтрующими цепями усилителя, в выходном сигнале обычно отсутствуют. Однако в результате различных эффектов, обуславливающих зависимость тока коллектора от коллекторного напряжения, они приводят к колебаниям паразитной модуляции с частотами  $mf + nf_n$ , наибольшим уровнем среди которых отличаются колебания с частотами  $f \pm f_n$ . Вследствие близости по частоте к полезному сигналу фильтрация таких колебаний в усилителе практически невозможна, и единственным средством борьбы с ними является ослабление самого эффекта модуляции в каскадах усилителя. Это может быть обеспечено использованием недонапряженного режима работы и применением транзисторов с наиболее близкими к горизонтальным пологими участками выходных характеристик. Таким образом удается ослабить рассматриваемые колебания до уровня — (17 — 30) дБ по отношению к вызвавшей их помехе. Для сравнения укажем, что при перенапряженном режиме практически независимо от типа транзистора этот уровень составляет — 6 дБ.

Для уменьшения эффекта модуляции (при недонапряженном режиме) необходимо, чтобы предварительные каскады и цепь смещения выходного каскада усилителя питались от отдельного «чистого» источника (в связи с меньшей мощностью такой источник фильтруется более просто). При этом уровень паразитных колебаний всего усилителя определяется только выходным каскадом, в котором и следует принимать меры по его снижению. Если же мешающий сигнал из цепи питания попадает в каскады предварительного усилителя, то уровень паразитных колебаний на выходе всего усилителя, как правило, увеличивается. Однако если мешающий сигнал в предварительных каскадах оказывается в противофазе с мешающим сигналом, действующим на коллекторе транзистора выходного каскада, то эффект модуляции в выходном каскаде может быть частично или полностью скомпенсирован [68]. Такой путь практически позволяет получить дополнительное подавление

рассматриваемых нежелательных колебаний около 20 дБ.

Помехи из антенной цепи ( $f_a$ ), воздействуя на транзисторы выходного каскада, приводят к интермодуляционным колебаниям с частотами  $mf+nf_a$ , наиболее опасными из которых являются имеющие большой уровень и малую отстройку по частоте от полезного сигнала интермодуляционные колебания третьего порядка ( $2f - f_a$ ). Механизм образования этих колебаний фактически тот же, что и колебаний паразитной модуляции. Однако здесь положение усугубляется тем, что вследствие более высокой частоты мешающего сигнала ( $f_a - f$ ) мешающий сигнал по цепи внутренней обратной связи транзистора частично проникает во входную цепь каскада и там за счет эффекта преобразования увеличивает уровень интермодуляционных колебаний. Поэтому для снижения эффекта интермодуляции необходимы транзисторы с минимально возможной емкостью  $C_k$  при включении транзистора по схеме ОЭ или минимально возможным произведением  $\gamma_0 C_{ка}$  при включении транзистора по схеме ОБ. Усилитель с ОК в отношении этого вида колебаний обладает наилучшими характеристиками, так как помеха, во-первых, не только частично, а полностью попадает в его входную цепь, а во-вторых, и на выход предыдущего каскада, что еще более усугубляет эффект интермодуляции.

Существующие в настоящее время транзисторы в недонапряженном режиме работы каскада позволяют получить уровень интермодуляционных колебаний третьего порядка — (15 — 30) дБ по отношению к вызвавшей их помехе при включении по схеме ОЭ, примерно на 15 дБ меньше при включении по схеме ОБ и, наоборот, на 15 дБ больше при включении по схеме ОК [69]. Дополнительное подавление около 15 — 20 дБ можно получить, используя квадратурное суммирование сигналов модулей в выходном каскаде [70] и еще, как минимум, 15 дБ, применяя на выходе усилителя ферри-товый вентиль или циркулятор [66].

Наибольший уровень нежелательных колебаний наблюдается на гармониках полезного сигнала. В однокаскадном усилителе без принятия каких-либо мер по их подавлению этот уровень для второй и третьей гармоник составляет обычно — (15 — 20) дБ. Включением каскадов по схеме сложения мощностей с применением квадратурных и противофазных сумматоров и делителей его удается снизить до — (30 — 40) дБ. Если за усилителем устанавливается блок фильтров, то этот уровень уменьшается еще на величину затухания соответствующего фильтра в полосе задержания.

Блок фильтров обычно содержит полуктавные трех-четырёхзвенные фильтры, число которых определяется шириной рабочего диапазона частот. Каждый фильтр согласуется с нагрузкой, и его входное сопротивление представляет для усилителя номинальную нагрузку. Однако при согласовании на частоте основного сигнала нередко забывают о необходимости согласования на частотах гармоник. Это, как правило, приводит к изменению режима работы выходного каскада усилителя за счет реакции фильтра на частотах гармоник, что в свою очередь проявляется в изменении КПД усилителя и уровня нелинейных искажений усиливаемого сигнала. Кроме того, из-за паразитных реактивностей фильтра иногда создаются благоприятные условия для пропускания в нагрузку наряду с полезным сигналом некоторых его высших гармонических составляющих. В этой связи очень полезно на выходе усилителя устанавливать специальный ферритовый фильтр [71], который за счет поглощения энергии высших гармоник в ферри-товом материале не только повышает их ослабление, но и, предохраняя усилитель от попадания отраженных гармоник, предотвращает ухудшение его параметров на частоте полезного сигнала.

С помощью фильтров можно добиться высокого уровня подавления гармонических составляющих. Однако следует подчеркнуть, что ослабить гармоник;! до уровня ниже — 120 дБ можно только при очень тщательном экранировании ВЧ каскадов и устранении в тракте после усилителя мощности различных контактных соединений, в том числе и ВЧ разъемов, в которых могут образоваться гармонические колебания с тем же уровнем.

Как видно, существующие технические решения обеспечивают высокое подавление нежелательных колебаний. Однако в ряде случаев оно все же оказывается недостаточным для нормальной работы аппаратуры. Так, при сближении расположенных на подвижных средствах приемопередатчиков или при работе в составе радиоконфлексов, где самая разнообразная аппаратура сосредоточена и должна функционировать в условиях крайне ограниченного пространства, радиоприемники нередко не могут работать со своими корреспондентами, как только включается расположенный поблизости радиопередатчик другой линии связи. Такая ситуация возникает вследствие воздействия на приемники некоторых нежелательных излучений радиопередатчика. К ним в первую очередь относятся шумы. Несмотря на малый уровень, именно они пролетавляют

наибольшую опасность в указанных условиях, так как, обладая непрерывным спектром и слабо меняющейся с расстройкой спектральной плотностью, могут, если не принять необходимых мер, практически полностью парализовать работу расположенных рядом приемников [67].

Большую опасность в рассматриваемой ситуации представляют помехи из тракта формирования сигнала передатчика и образованные ими в усилителе мощности комбинационные колебания, которые, как и шумы, занимают обширную область частот и не поддаются существенной минимизации при построении усилителя по рассмотренному ранее принципу прямого покаскадного усиления мощности.

### 5.3. УСИЛИТЕЛИ НА ОСНОВЕ МОЩНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

На рис. 5.10 показана структурная схема усилителя, использующего управляемый с помощью фазовой

автоподстройки частоты (ФАПЧ) мощный автогенератор. Здесь входной сигнал и сигнал от автогенератора через усилители-ограничители 1, 2 поступают на фазовый детектор 3. Выходной сигнал фазового детектора воздействует на управляемый автогенератор 6 через два канала, устанавливая частоту его колебаний равной частоте входного сигнала. Первый из двух каналов содержит устройство коммутации-блокирования 4 и устройство поиска частоты 5, а второй — фильтр нижних частот 7 (ФНЧ). На выход всего тракта сигнал от автогенератора подается через развязывающее устройство 8.

На рис. 5.11 показана принципиальная схема обоих каналов кольца ФАПЧ и автогенератора для усилителя мощности диапазона 30 — 80 МГц. Здесь интегратор на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$  и эмиттерный повторитель на транзисторе  $VT4$  представляют устройство поиска частоты; ключ на транзисторе  $VT3$  и триггер на транзисторах  $V1$  и  $V2$  — часть устройства коммутации-блокирования;  $C2L2C3L3C4$  — ФНЧ; варикапы  $VD2$ ,  $VD3$  и  $VD4$ ,  $VD6$  — управляющие элементы автогенератора, собранного на транзисторе  $VT5$ .

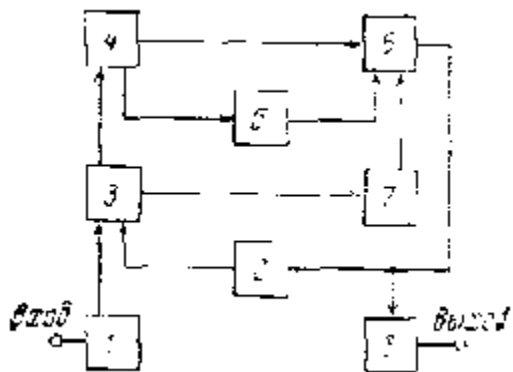
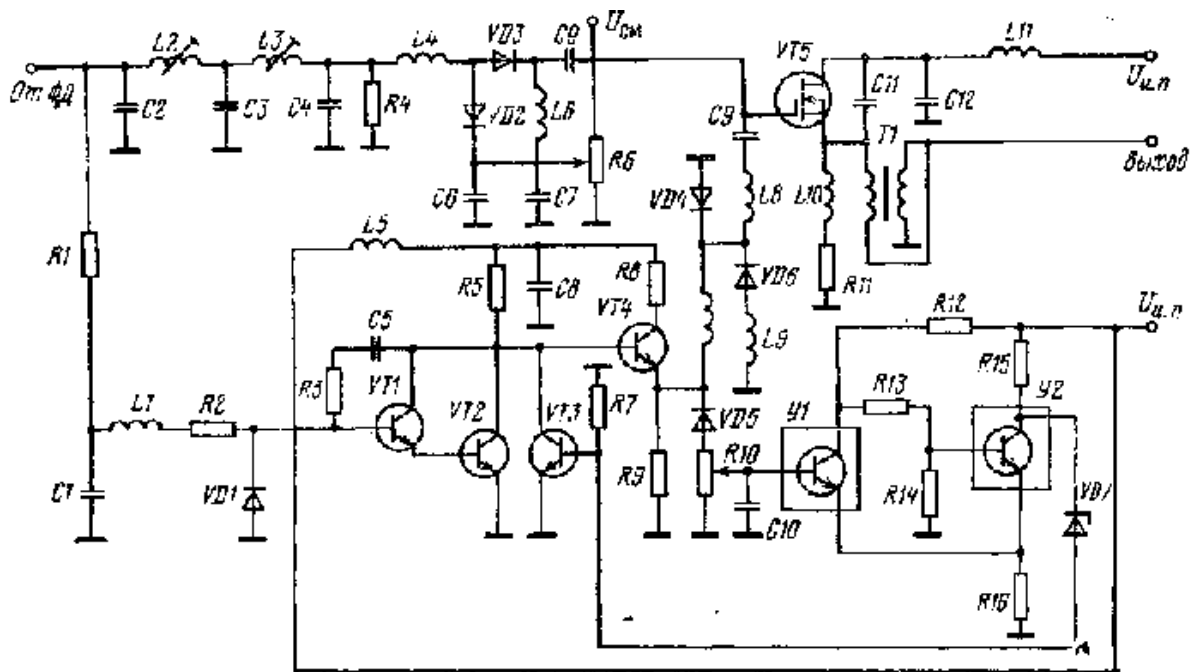


Рис. 5.10. Структурная схема усилителя на основе мощного автогенератора

Работает устройство ФАПЧ следующим образом. При включении питания начинается зарядка конденсатора  $C5$ , в результате чего напряжение на коллекторах транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  возрастает. Изменение этого напряжения через эмиттерный повторитель  $VT4$  и дроссель передается на варикапы  $VD4$ ,  $VD6$  и, изменяя их емкость, меняет частоту колебаний автогенератора. В момент совпадения частот генерируемого и входного сигналов на выходе фазового детектора появляется постоянное напряжение, которое, воздействуя на интегратор через цепь  $RICILIR2VD1$ , переводит его в режим усиления постоянного тока. В результате изменение частоты колебаний автогенератора прекращается. В этот момент в работу вступает второй канал, по которому напряжение от фазового детектора через ФНЧ подается на вторую пару варикапов  $VD2$ ,  $VD3$ . В результате осуществляется непрерывная автоподстройка частоты генерируемого сигнала по частоте входного сигнала, обеспечивающая такую же частотную модуляцию колебаний автогенератора, как и у входного сигнала. Если по какой-либо причине синхронизация колебаний не наступила, то по достижении выходным напряжением эмиттерного повторителя значения напряжения стабилизации стабилитрона  $VD5$  в работу вступают триггер  $V1$ ,  $V2$  и ключ  $VT3$ , разряжающий конденсатор  $C5$ . По возвращении триггера и ключа в исходное состояние (после разрядки конденсатора  $C5$ ) процесс поиска частоты повторяется. Обычно синхронизация колебаний наступает на первом периоде поиска, занимающем по времени несколько миллисекунд.

Таким образом, в устройстве ФАПЧ с мощным автогенератором частота генерируемого сигнала совпадает с частотой входного сигнала, а его амплитуда значительно больше амплитуды входного сигнала, то есть в рассматриваемом устройстве происходит усиление частотно-модулированного сигнала. Однако от обычного усилителя оно отличается тем, что, усиливая полезный сигнал, одновременно отфильтровывает его от нежелательных колебаний. Действительно, согласно рис. 5.10 нежелательные колебания со входа попадают на выход устройства только через систему ФАПЧ, и, следовательно, занимаемая ими полоса частот вблизи частоты полезного сигнала определяется шириной полосы частот наиболее быстродействующего, а значит, и более широкополосного второго канала. Поэтому при ограничении полосы пропускания ФНЧ частотами 0,5 — 1 МГц, что необходимо для получения требуемого быстродействия, этими же частотами оказывается ограничена и та отстройка в ту или иную сторону от частоты полезного сигнала, начиная с которой ослабляются все посторонние колебания во входном сигнале, т. е. построенный на основе мощного автогенератора с ФАПЧ усилитель эквивалентен узкополосному электронно-перестраиваемому усилителю мощности с высокой селективностью.



2 Рис. 5.11. Схема мощного автогенератора с устройствами поиска частоты, коммутации-блокирования и ФНЧ

Шум, являющийся одним из видов нежелательных колебаний, также должен ослабляться при прохождении через такой усилитель. Однако это происходит лишь при условии, что уровень собственного шума автогенератора ниже уровня шума во входном сигнале. В связи с этим далеко не безразлично, на каком транзисторе должен строиться и при каком уровне сигнала должен работать автогенератор. Из трех основных составляющих шума: тепловой, дробовой и полупроводниковой [57] — в диапазоне частот до 100 МГц в биполярных транзисторах преобладает дробовая, мощность которой пропорциональна току, а в полевых — тепловая, не зависящая от режима работы прибора. Отсюда следует, что с ростом мощности генерируемого сигнала (пропорциональной квадрату тока) отношение сигнал/шум улучшается быстрее в полевых, чем в биполярных, транзисторах. Однако, как показали испытания, не все полевые транзисторы обладают указанным преимуществом, а только их часть — приборы с горизонтальным каналом. В частности, при использовании одного из таких транзисторов в усилителе, построенном по рассмотренной схеме, при мощности выходного сигнала 2,5 Вт в диапазоне частот 30 — 80 МГц был получен уровень шума — 156 дБ в полосе 20 кГц при отстройках от частоты сигнала на 2% и более [73].

Если требуется больший уровень сигнала, то он может быть получен с помощью дополнительного усилителя, который, чтобы не ухудшать заметно отношение сигнал/шум, также должен выполняться на полевых транзисторах с горизонтальным каналом. Так, при использовании описанного управляемого автогенератора с дополнительным двухкаскадным усилителем [59] был обеспечен уровень шума — 150 дБ при выходной мощности 50 Вт в диапазоне частот 30 — 80 МГц при общем КПД 27 — 34%. Близкие характеристики были получены и в более высокочастотном усилителе с выходной мощностью 10 Вт, построенном по аналогичной схеме [66]. Эти усилители, как видно, уступают усилителям прямого покаскадного наращивания мощности по энергетическим и массогабаритным характеристикам. Применяя в них вместо полевых биполярные транзисторы, можно несколько улучшить КПД (ухудшая при этом шумовые характеристики), но в целом устранить отмеченные недостатки нельзя, поскольку их главная причина заключается в относительно большом потреблении энергии и громоздкости системы ФАПЧ с двумя каналами управления.

Более удачно с рассматриваемой точки зрения построение усилителя на основе автогенератора с одноканальной ФАПЧ [74]. Канал поиска (см. рис. 5.10) здесь исключен, и управление частотой автогенератора осуществляется только по каналу слежения через ФНЧ. Непременным условием надежной работы такой системы является установка частоты неуправляемого автогенератора в диапазон частот, более узкий, чем полоса частот канала ФАПЧ. При этом следует учитывать, что воздействие различных дестабилизирующих факторов (изменение напряжения питания, температуры окружающей среды; реакция нагрузки; переходные процессы в момент включения и т. п.) приводят к большому уходу частоты автогенератора, что, в свою очередь, требует более широкой полосы частот канала ФАПЧ. В то же время при более широкой полосе уменьшаются достоинства рассматриваемого принципа построения усилителя в отношении фильтрации нежелательных колебаний, в том числе и шума. Однако, где это приемлемо, усилитель на основе автогенератора с одноканальной ФАПЧ дает выигрыш по энергетическим, массогабаритным и стоимостным характеристикам в сравнении с усилителем прямого покаскадного усиления. Например, усилитель, приведенный на рис. 5.12, при выходной мощности 10 Вт в диапазоне частот 151 — 156 МГц и с чувствительностью 1 В на сопротивлении 50 Ом

характеризуется КПД 50% и вдвое меньшими объемом электронной части и стоимостью комплектующих изделий, чем усилитель прямого покасадного усиления с такими же выходной мощностью, чувствительностью и КПД 43% [72].

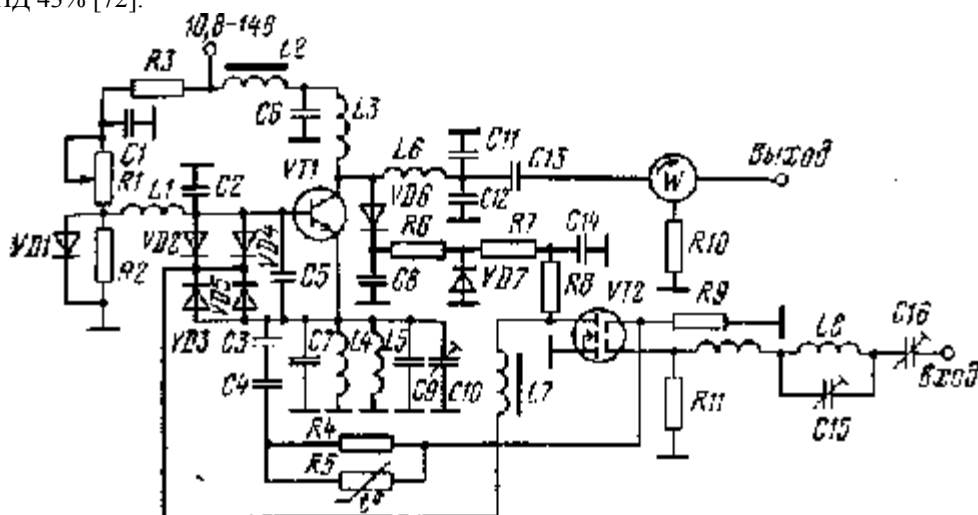


Рис. 5.12. Схема усилителя с выходной мощностью 10 Вт для диапазона частот 151 — 156 МГц на основе мощного автогенератора

Основные узлы этого усилителя — автогенератор на 12 Вт, фазовый детектор на полевом транзисторе, цепь повышенного напряжения ( $VD6$ ,  $C8$ ,  $R6$ ,  $VD7$  на рис. 5.12), необходимого для управления варикапами автогенератора, и циркулятор  $W$ , резко ослабляющий влияние изменения нагрузки и наводимых в антенне радиопередатчика посторонних сигналов на работу автогенератора.

В заключение отметим, что усилитель на основе мощного управляемого автогенератора может быть использован не только для усиления частотно-модулированных, но и амплитудно-модулированных, в частности однополосных, сигналов. Особенно полезным представляется его применение в усилителях, построенных по методу раздельного усиления. Такие усилители, как отмечалось, отличаются высоким КПД, обеспечивая примерно такую же линейность усиления, как и обычные линейные усилители, работающие в недонапряженном режиме. Как известно, линейность усиления может быть повышена введением отрицательной обратной связи. Однако в данном случае обратную связь необходимо разделить на отрицательные обратные связи по амплитуде и по фазе, причем обратную связь по амплитуде ввести в канал усиления амплитудно-модулированной, а обратную связь по фазе — в канал усиления частотно-модулированной составляющей однополосного сигнала. Если введение обратной связи по амплитуде обычно не вызывает затруднений, то реализация ее по фазе в широкополосных усилителях является довольно сложной задачей. Решить ее можно с применением усилителя на основе мощного управляемого автогенератора: он вводится в канал усиления частотно-модулированной составляющей сигнала и позволяет управлять фазой сигнала в широком диапазоне частот. Используя, таким образом, отрицательные обратные связи как по амплитуде, так и по фазе усищаемого сигнала, можно добиться высокой линейности усиления, сохранив присущий методу раздельного усиления высокий КПД. При этом сохраняется и такое положительное качество усилителя на основе мощного управляемого автогенератора, как высокая степень фильтрации присутствующих во входном сигнале нежелательных колебаний. В [75], например, сообщается о построении такого усилителя (правда, с маломощным автогенератором и дополнительными каскадами усиления) с выходной мощностью около 100 Вт с КПД 55% в диапазоне частот 1 — 30 МГц при уровне комбинационных колебаний третьего порядка не хуже — 58 дБ.

#### 5.4. АВТОМАТИКА И УПРАВЛЕНИЕ В УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ

Важной составной частью усилителя мощности являются цепи автоматики и управления. Их функции заключаются в стабилизации уровня выходного сигнала, защите транзисторов выходного каскада при нарушении нормальных условий эксплуатации, обеспечении возможности контроля основных характеристик и индикации работоспособности усилителя, а также во включении, переключении на пониженную мощность и выключении усилителя, коммутации фильтров и т. п. [74].

Две первые функции осуществляются путем изменения уровня сигнала по команде устанавливаемых в различных местах датчиков. Одним из таких датчиков является датчик согласования с нагрузкой. Обычно он устанавливается на выходе фильтра и дает информацию об отклонении нагрузки усилителя от установленного значения. С помощью этого же датчика устанавливается требуемый уровень сигнала ири работе на согласованную нагрузку. Электрическая схема датчика, примененного в усилителе с выходной мощностью 80 Вт диапазона 2 — 30 МГц, показана на рис. 5.13. Здесь информация о падающем и отраженном сигналах, получаемая посредством трансформатора тока  $T1$ , конденсаторов  $C2$  и  $C4$ , выпрямителей на диодах  $VD1$  и  $VD2$ , через усилитель  $VI$  и диод  $VD3$  поступает на усилитель постоянного тока цепи автоматической регулировки



усиления (АРУ). Переменными резисторами  $R1$  и  $R4$  устанавливается необходимый порог срабатывания регулировки.

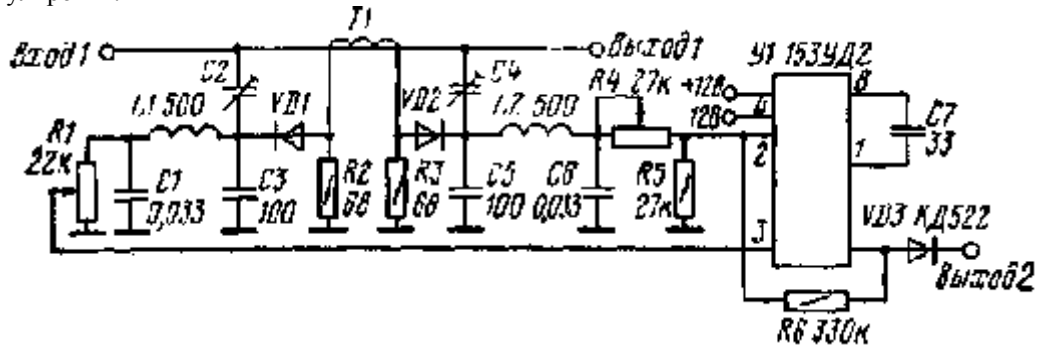


Рис. 5.13. Слема датчика падающего и отраженного сигналов с использованием трансформатора тока (Вход 1 — от фильтра усилителя; Выход 1 — к согласующему устройству; Выход 2 — к УПТ АРУ)

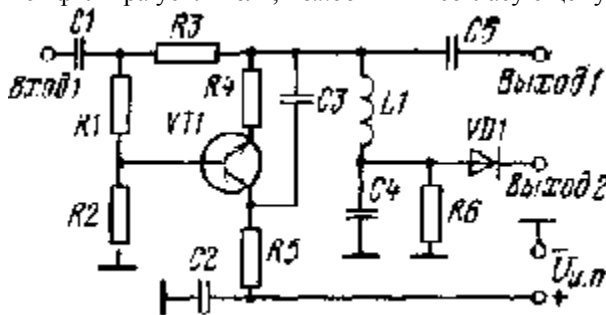


Рис. 5.14. Схема датчика падающего и отраженного сигналов на основе резистивного моста (Вход 1 — от фильтра усилителя; Выход 1 — к согласующему устройству; Выход 2 — к УПТ АРУ)

На рис. 5.14 показана схема более простого датчика, регистрирующего изменения нагрузки, начиная с определенного предела [76]. Его основу составляет сбалансированный мост из резисторов  $R1$  —  $R3$  и сопротивления нагрузки (включаемого через согласующее устройство); в одну диагональ моста включен выход усилителя (через фильтр), а в другую — промежуток эмиттер — база транзистора  $VT1$  и резистор  $R4$ . Конденсатор  $C3$  необходим в этом устройстве для предотвращения пробоя транзистора при превышении амплитудой сигнала напряжения питания датчика.

При использовании таких датчиков особое внимание следует обращать на необходимость их слабой связи с каналом передачи сигнала. При несоблюдении этого требования за счет нелинейных элементов датчика возрастают нежелательные колебания. Часто именно по этой причине уровень гармоник не удастся ослабить ниже минус 70 — 80 дБ.

Среди других датчиков следует отметить датчик тока потребления. Его основу, как правило, составляет включаемый в цепь питания резистор, по падению напряжения на котором устанавливается порог регулирования; по достижении порога регулирующий элемент цепи АРУ снижает уровень входного сигнала, обеспечивая работу усилителя без превышения потребляемой от источника питания мощности.

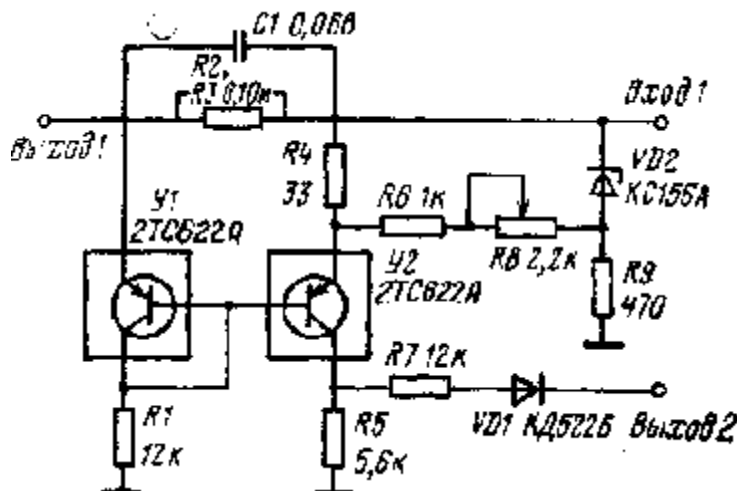


Рис. 5.15. Схема датчика потребляемого тока (Выход 1 — к клеммам питания усилителя; Выход 2 — к УПТ АРУ; Выход 1 — от источника питания)

Схема такого датчика, примененного в усилителе выходной мощности 15 Вт диапазона 2 — 30 МГц,

показана на рис. 5. 15. Работает датчик следующим образом. С повышением тока через резисторы  $R_2$ ,  $R_3$  возрастает ток транзистора  $V_2$ , и увеличившееся напряжение на резисторе  $R_5$  через резистор  $R_7$  и диод  $VD_1$  поступает в цепь авторегулировки. Транзистор  $V_1$  в диодном включении и стабилитрон  $VD_2$  здесь необходимы для обеспечения стабильной работы датчика в условиях меняющихся температуры окружающей среды и напряжения питания.

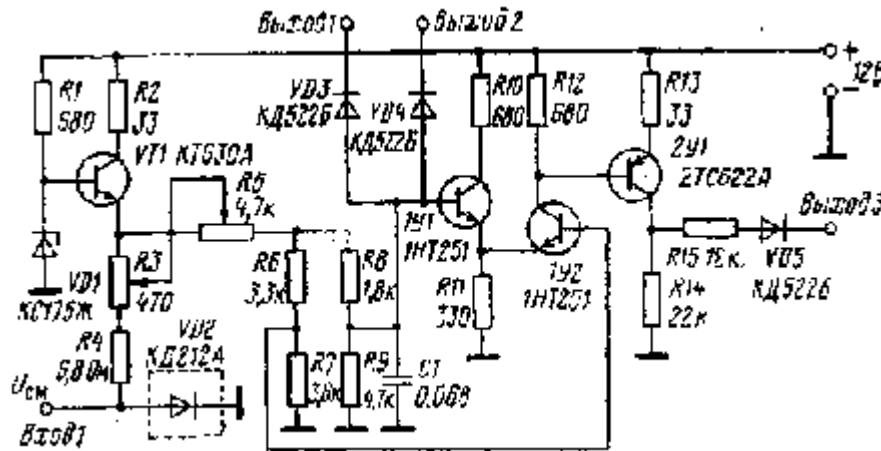


Рис 5.16. Схема датчика остаточного напряжения и устройства стабилизации режима предоконечного каскада (Вход У — смещение предоконечного каскада; Выход 1, 2-к коллекторам транзисторов выходного каскада усилителя; Выход 3 - к УПТ АРУ)

В линейных усилителях часто используется датчик остаточного напряжения на коллекторах транзисторов выходного каскада. С его помощью снижается уровень сигнала, как только режим работы достигает границы области недонапряженного режима, при переходе через которую начинают резко расти нелинейные искажения. Схема этого датчика вместе со схемой источника смещения транзисторов предоконечного каскада усилителя с выходной мощностью 15 Вт диапазона 2 — 30 МГц приведена на рис. 5.16. Работа устройства заключается в следующем. При уменьшении остаточного напряжения на коллекторах транзисторов выходного каскада ниже напряжения открывания любого из обратносмещенных диодов  $VD_3$ ,  $VD_4$  Диод  $VD_4$ , выпрямляя переменный сигнал, уменьшает положительное напряжение смещения транзистора триггера  $1V_1$  и тем самым  $2V_1$ . Появляющееся вследствие этого напряжение на резисторе  $R_{14}$  через резистор  $R_{15}$  и развязывающий диод  $VD_5$  поступает в канал авторегулировки. Каскад на транзисторе  $VT_1$  вырабатывает напряжение, определяющее порог открывания диодов  $VD_3$ ,  $VD_4$ , и напряжение смещения для транзисторов триггеров  $1V_1$  и  $1V_2$ . Кроме того, этот каскад обеспечивает необходимое для работы в линейном режиме напряжение смещения транзисторов предоконечного каскада усилителя мощности и его изменение по требуемому закону [77] с изменением температуры корпуса радиатора в месте расположения этих транзисторов (с помощью диода  $VD_2$  — датчика температуры). Такая же цепь, обеспечивающая требуемые для линейного усиления напряжение и выходное сопротивление источника смещения выходного каскада, показана на рис. 5.17.

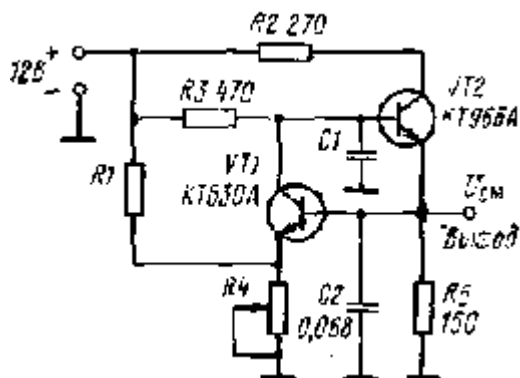


Рис. 5.17. Схема устройств стабилизации режима оконечного каскада

В усилителях мощности часто применяются датчики температуры, с помощью которых снижается уровень сигнала при достижении заданного наибольшего значения температуры корпуса транзистора или, что проще, температуры определенного места радиатора. В качестве такого датчика обычно используется имеющий хороший тепловой контакт с радиатором терморезистор или полупроводниковый диод, включаемый в цепи, аналогичные показанным на рис. 5.15 и 5.16.

На рис. 5.18 показана схема усилителя постоянного тока АРУ усилителя с выходной мощностью 15 Вт диапазона 2 — 30 МГц вместе с необходимой при усилении АМ сигнала цепью, обеспечивающей малую

постоянную времени установления и большую — поддержания авторегулировки, а также с целью снижения постоянной времени поддержания АРУ при настройке антенно-согласующего устройства (на транзисторе триггера 2У1).

Наряду с датчиками и усилителем постоянного тока важную роль в цепи автоматики играет регулирующий элемент. Как правило, это малосигнальный усилитель с регулируемым коэффициентом

передачи [78, 79], устанавливаемый в канале промежуточной частоты тракта формирования сигнала или в тракте усиления сформированного сигнала. В самом усилителе мощности его роль может также играть управляемый регулятор напряжения питания предварительного усилителя. В этом случае обеспечивается высокая устойчивость усилителя в процессе регулировки, но такая регулировка к сожалению, неприемлема для линейных усилителей. Нередко в качестве регулирующих элементов, особенно на высоких частотах и при больших уровнях сигналов, используются цепи на *p-i-n* диодах. Иногда, как уже отмечалось, цепи автоматики используются для контроля основных параметров усилителя и индикации его работоспособности. Для этого на соответствующие разъемы (для контроля) и люминесцентные диоды (для индикации на табло оператора) подаются усиленные сигналы соответствующих датчиков.

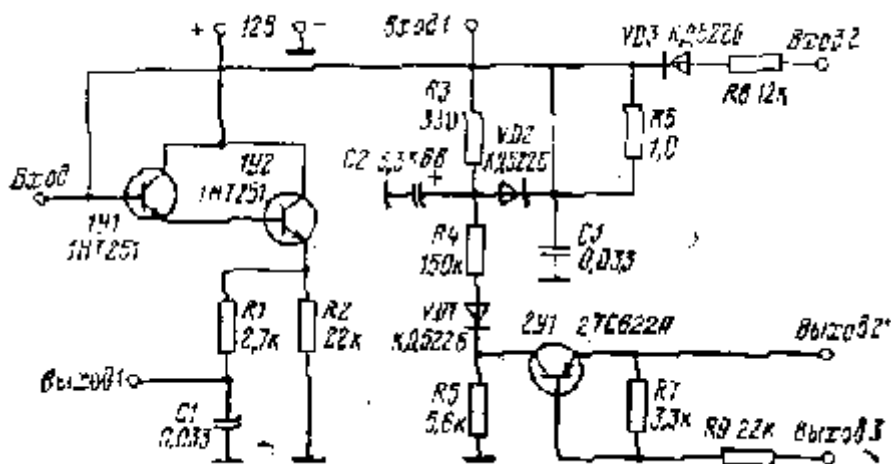


Рис. 5.18. Схема усилителя постоянного тока системы АРУ с цепями управления (*Вход 1* — датчики АРУ; *Вход 2* — внешнее управление; *Выход 1* — на регулировочный элемент АРУ; *Выход 2* — к цепи смещения; *Выход 3* — управление при настройке СУ)

## 5.5 КОНСТРУКЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Важную роль как при построении, так и при эксплуатации усилителя мощности играют конструкция и связанные с ней вопросы теплоотвода. Поскольку конструкцией в значительной степени определяется объем усилителя, в последнее время все чаще используется оценка по такому параметру конструкции, как удельная мощность, определяемому отношением номинальной выходной мощности к объему усилителя. Если не учитывать радиатор, функции которого в усилителях с выходной мощностью до 15 Вт обычно выполняет корпус приемопередатчика, то для современных усилителей мощности диапазона до 100 МГц, характеризующихся максимальным перекрытием по частоте, удельная мощность составляет 20 - 40 Вт/дм<sup>3</sup>. На частотах выше 100 МГц это значение возрастает до 60 — 100 Вт/дм<sup>3</sup> за счет сокращения числа сосредоточенных и увеличения занимающих значительно меньший объем распределенных элементов. Интересно, что соотношение объемов трех составляющих усилитель мощности узлов: каскадов усиления, фильтрации и автоматики — примерно одинаково во всех диапазонах частот и составляет соответственно 40, 45 и 15 %. Это, например, видно из рис. 5.20, где в развернутом виде показан усилитель с выходной мощностью 80 Вт диапазона частот 2 — 30 МГц. Здесь фильтры поддиапазонов частот, коммутируемые с помощью электромагнитных реле, размещены на печатной плате, крепящейся к откидной крышке корпуса усилителя (см. рис. 5.20 слева). Катушки индуктивностей фильтров не видны, так как они расположены с обратной стороны платы. Каскады усиления и цепи автоматики смонтированы на печатных платах, крепящихся к корпусу-радиатору (см. соответственно внизу иверху правой части рис. 5.19).

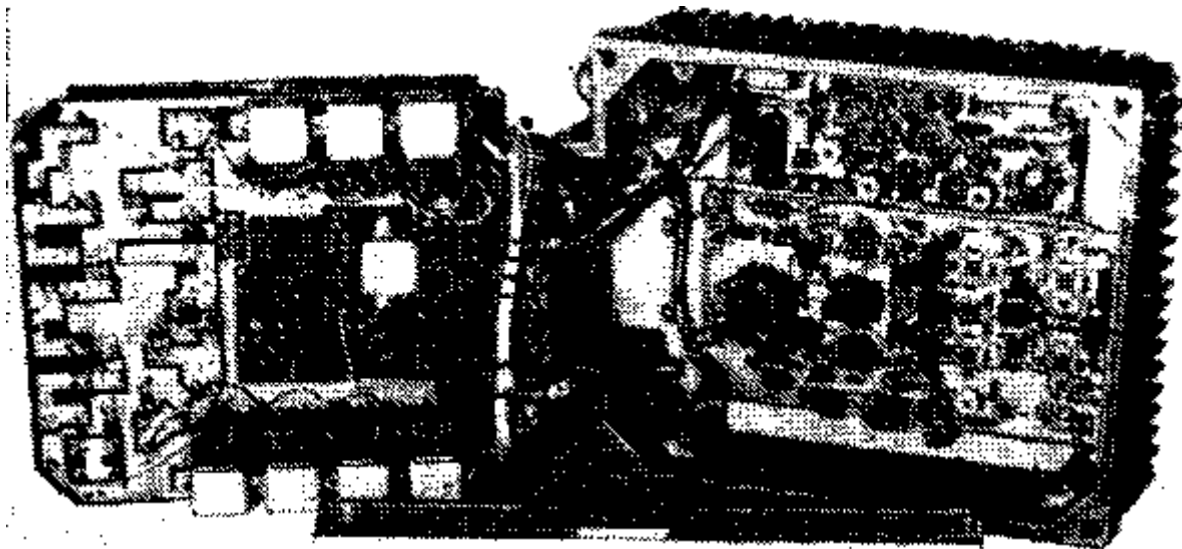


Рис. 5.19. Внешний вид усилителя с выходной мощностью 80 Вт для диапазона частот 2 — 30 МГц

Наибольший объем, как видно, занимают фильтры и каскады усиления, что объясняется сосредоточением в этих узлах наиболее громоздких и трудно поддающихся миниатюризации элементов — катушек индуктивности, электромагнитных реле, трансформаторов, конденсаторов, предназначенных для работы на больших уровнях сигнала. В этой связи миниатюризация элементов электронной техники и на сегодняшний день продолжает оставаться одним из эффективных направлений снижения габаритов радиопередающих устройств. Важнейшими задачами в этом направлении на современном этапе являются: расширение номенклатуры существующих и создание новых малогабаритных безвыводных конденсаторов на большие реактивные мощности; создание малогабаритных электронных коммутаторов, способных коммутировать большие мощности не только на высоких, но и на низких частотах; расширение диапазона частот, увеличение мощности и повышение степени интеграции монолитных модулей усилителей; создание единой унифицированной большой интегральной схемы цепи автоматики.

Однако решение этих задач даст значительный эффект в основном при конструировании усилителей с небольшой выходной мощностью — до 15 Вт. С увеличением выходной мощности, а следовательно, и мощности рассеивания эффективность рассматриваемого направления постепенно снижается из-за увеличения объема системы стока тепла.

Наиболее простой путь решения тепловых вопросов заключается в сокращении времени непрерывной работы передатчика и увеличении длительности интервалов между включениями. Процесс охлаждения в таких устройствах состоит в использовании теплоемкости небольшого радиатора с последующим излучением тепла (конвекцией, теплоотдачей и частично лучеиспусканием) в окружающее пространство. Совершенствование этого направления привело к использованию заполненных плавящимся веществом (например, стеариновой кислотой, азотнокислым никелем, эвтектикой на основе висмута, олова, свинца и кадмия) радиаторов, которые за счет скрытой теплоты плавления увеличивают длительность непрерывной работы.

При необходимости очень продолжительной непрерывной работы, например в течение суток, такой параметр, как теплоемкость, отступает на задний план, а первостепенным становится тепловое сопротивление корпус транзистора — окружающая среда. Это сопротивление, в свою очередь, состоит из трех последовательно включенных: сопротивления «корпус транзистора — радиатор», сопротивления растекания тепла по радиатору и сопротивления «радиатор — окружающая среда». Первое определяется чистотой обработки теплоотводящей поверхности транзистора, обработкой радиатора и зазором между транзистором и радиатором. Этот зазор обычно заполняется пастой КПТ-8, снижающей тепловое сопротивление.

Тепловое сопротивление, связанное с растеканием тепла по радиатору, зависит от его материала и размеров. Обычно используемые материалы — это алюминий и его сплавы, реже — медь. Из размеров радиатора наиболее важна площадь его сечения в плоскости, перпендикулярной направлению теплового потока. Чем она больше, тем ниже рассматриваемое тепловое сопротивление.

Самый сложный вопрос — излучение тепла в окружающее пространство. Оно осуществляется, как правило, естественной конвекцией или принудительным воздушным либо жидкостным охлаждением. При естественной конвекции габариты радиатора существенно превышают габариты электрической части усилителя. Так, усилитель на 50 Вт диапазона 120 — 180 МГц, предназначенный для непрерывной круглосуточной работы, с радиатором игольчатого типа занимает объем 5 дм<sup>3</sup>, в то же время как объем его электрической части не превышает 0,65 дм<sup>3</sup>. При принудительном охлаждении габариты получаются меньшими, однако такое охлаждение не всегда возможно. В этой связи проблема повышения эффективности отвода тепла выступает на первый план в решении задачи дальнейшей миниатюризации усилителей с выходной мощностью более 15 Вт.

Решение этой проблемы представляется целесообразным вести параллельно со снижением мощности рассеивания, что при неизменной выходной мощности обеспечивается только путем повышения КПД

усилителей. Такой путь, как отмечалось, реализуется схемотехническими решениями, опирающимися на ключевой режим работы, одинаково пригодный как для усиления сигналов с неизменной или коммутируемой амплитудой, так и для усиления амплитудно-модулированных, в частности однополосных, сигналов. Для развития этого направления необходимы специальные ключевые приборы с большими значениями предельно допустимых токов и напряжений, характеризующиеся малой длительностью переходных процессов при включении и выключении, что особенно важно на высоких частотах. В этой связи, несмотря на значительные успехи в создании мощных ВЧ транзисторов, решивших проблему полной транзи-сторизации передающей аппаратуры практически с любым уровнем выходной мощности (по крайней мере, до десятков киловатт), продолжают оставаться актуальными вопросы разработки более мощных и в то же время более высокочастотных и широкополосных полупроводниковых приборов.

Итак, в настоящей главе, посвященной применению мощных транзисторов, были рассмотрены как общие вопросы, касающиеся основных характеристик, схем построения, вида используемых транзисторов и режимов работы усилительных устройств, так и специальные, касающиеся главным образом применения транзисторов в ВЧ усилителях мощности. Более того, усилителям мощности как одному из наиболее распространенных классов преобразователей энергии, сочетающему в себе все многообразие характеристик устройств этого типа, была посвящена значительная часть материала. В частности, было показано, что усилители мощности могут строиться по двум направлениям: прямому покаскадному усилению мощности и получению требуемой мощности сразу — от мощного автогенератора, управляемого усиливаемым сигналом с помощью системы фазовой автоподстройки частоты. Отмечено, что усилители, использующие второе направление, эквивалентны узкополосным электронно-перестраиваемым мощным усилителям с высокой селективностью, которая необходима для качественной «очистки» сформированного ВЧ сигнала от посторонних сопутствующих сигналов, в том числе и шума. Отмечена также целесообразность использования этого направления при построении усилителей по методу раздельного усиления, позволяющая за счет введения корректирующей обратной связи по фазе сигнала наряду с отрицательной обратной связью по его амплитуде получить низкий уровень комбинационных искажений. В то же время показано, что усилители на основе управляемых автогенераторов, за исключением некоторых частных случаев, уступают усилителям прямого усиления по энергетическим, массогабаритным и стоимостным характеристикам.

При анализе усилителей большое внимание уделялось рассмотрению путей получения высоких значений энергетических характеристик, особенно при работе на изменяющуюся нагрузку; изучению путей снижения уровней нежелательных колебаний, возникающих в усилителе под действием помех из тракта формирования сигнала, источника питания и антенны радиопередатчика; обеспечению широкой полосы частот; определению минимального уровня входного сигнала по величине шума на выходе и устойчивости усилителя; обеспечению высокой надежности работы усилителя путем соответствующих устройств деления и суммирования мощности, а также мер по защите транзисторов и автоматическому регулированию режима работы. Отмечено большое влияние на качество работы усилителя его конструкции и связанных с ней вопросов теплоотвода. Приведены примеры построения усилителей с выходной мощностью от 1,5 до 80 Вт, предназначенных для работы в различных участках диапазона частот от 2 до 150 МГц.

При освещении всех этих вопросов обращалось внимание на связь параметров используемых транзисторов с основными характеристиками устройств. В частности, отмечено, что эти характеристики получаются тем выше, чем меньше барьерная емкость коллекторного перехода  $C_k$ , поразведение  $r^{61} C_{ка}$ , паразитные индуктивности выводов и корпуса прибора, отклонение выходных характеристик от горизонтальных прямых, длительность переходных процессов при переключении и уровень собственного шума. В этой связи, безусловно, целесообразно проведение дальнейших работ по созданию мощных ВЧ транзисторов с улучшенными значениями этих параметров, а также с более высокими предельно допустимыми токами и напряжениями.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мазель Е. З. Мощные транзисторы. — М.: Энергия, 1969. — 280 с.
2. Кремниевые планарные транзисторы/ Под ред. Я. А. Федотова. — М.: Советское радио, 1973. — 336 с.
3. Трутко А. Ф. Методы расчета транзисторов. — М.: Энергия, 1971. — 272 с.
4. Van Vliet K. M. Theories of the *p-n* junction in the charge neutrality approximation. — Solid State Electronics, 1966, v 9, № 3, p. 185 — 201.
5. Кремниевые мощные меза-планарные транзисторы с мощностью-рассеяния 30 — 60 Вт и предельной частотой более 200 МГц/ Е. З. Мазель и др. — Электронная техника. Сер. 2, 1966, вып. 2, с. 203 — 212.
6. Кэрли, Макджаф и О. Брайен. Многоэмиттерный транзистор. — Электроника, 1965, № 17, с. 15 — 22.
7. Chen J. T. C., Snapp C. P. Bipolar microwave linear power transistor design. — IEEE Transactions, 1979, v. 27, № 5, p. 423 — 430.
8. Шаффт. Вторичный пробой. — ТИИЭИР, 1967, 8 с. 33 — 51.
9. Hower P. L., Reddi V. G. K. Avalanche injection and second breakdown in transistors. — IEEE Transactions, 1970, v. ED-17, № 4.
10. Пат. 3358197 (США). Semiconductor device/ Scarlett R. M. И. Пат. 4157561 (США). High power transistor/ Yochiaki Nawata et al.

12. **Мощные** высокочастотные транзисторы для аппаратуры связи КВ и УКВ диапазонов/ Е. З. Мазель, А. П. Гуров, А. Ф. Бобров-ников, Е. А. Никольский. — Электронная техника. Сер. 2, 1983,-вып. 3, с. 162.
13. **Отказы** ВЧ транзисторов, которых не должно быть. — Электроника, 1977, № 10, с. 99 — 101.
14. **Sze S. M., Gibbons G.** Effect of junction curvature on breakdown voltage in semiconductors. — Solid State Electronics, 1966, v 9, № 9, p. 831 — 845.
15. **Као, Уоллей.** Высоковольтные планарные *p-n* переходы — ТИИЭИР, 1967, № 8, с. 183 — 189.
16. **Adler M. S., Temple V. A. K., Ferr A. P., Rustav R. C.** Theory and breakdown voltage for planar devices with a single field limiting ring. — IEEE Transactions, 1977, v. ED-24, № 2, p. 107 — 113.
17. **Альтман.** Состояние и перспективы развития дискретных полу-проводниковых приборов. — Электроника, 1973, № 9, с. 85 — 94.
18. **Основы** технологии кремниевых интегральных схем. Окисление, диффузия, эпитаксия: Пер. с англ./ Под ред. В. Н. Мордковича и Ф. П. Пресса. — М.: Мир, 1969. — 451 с.
19. **Мазель Е. З., Пресс Ф. П.** Планарная технология кремниевых приборов. — М.: Энергия, 1974. — 384 с.
20. **Пресс Ф. П.** Фотолитография в производстве полупроводниковых приборов. — М.: Энергия, 1968. — 200с.
21. **Мощный** охлаждаемый водой ВЧ транзистор. — Электроника, 1982, № 17, с. 20 — 21.
22. **Радиопередающие** устройства на полупроводниковых приборах/ Под ред. Р. А. Валитова, И. А. Попова. — М.: Сов. радио, 1973. — 462 с.
23. **Линде Д. П.** Радиопередающие устройства. — М.: Энергия, 1969. — 680 с.
24. **Транзисторы.** Параметры, методы измерений и испытаний/ М. Г. Агапова и др.; Под ред. П. Г. Бергельсона, Ю. А. Каменецкого, И. Ф. Николаевского. — М.: Сов. радио, 1968. — 504 с.
25. **Аронов В. Л., Федотов Я. А.** Испытания и исследования полупроводниковых приборов. — М.: Высшая школа, 1975. — 325 с.
26. **Choma G.** High frequency breakdown in diffused transistors — IEEE Transactions, 1971, v. ED-18, № 6, p. 347 — 349.
27. **Малиновски Х.** Максимальное напряжение на коллекторе мощного ВЧ транзистора. — ТИИЭИР, 1969, т. 57, № 10, с. 150.
28. **Джонсон И., Мэллинджер М.** Высокочастотные мощные транзисторы. — Электроника, 1971, т. 44, № 19, с. 58.
29. **Каганова И. И., Миркин А. И.** Особенности методики измерения выходной мощности, коэффициента усиления по мощности мощных ВЧ транзисторов. — Электронная техника. Сер. 2, 1974, вып. 3, с. 51 — 64.
30. **Каганова И. И., Миркин А. И.** Методика измерения сопротивления нагрузки в узкополосном усилителе. — Электронная техника Сер. 2, 1977, вып. 7, с. 59 — 66.
31. **Каганова И. И., Миркин А. И.** Измерение входных импедансов мощных транзисторов в области ВЧ. — Электронная техника. Сер. 2, 1979, вып. 3, с. 82 — 89.
32. **Каганова И. И., Миркин А. И.** Измеритель  $R_{вх}$ , /Сур,  $M_3$  мощных транзисторов. — Электронная промышленность, 1973 вып. 7/21, с. 42 — 43.
33. **Скопенко А. И., Махненко В. И., Пивторак Н. Н.** Упруго-пластические деформации в многослойных паяных соединениях полупроводниковых приборов при циклических теплосменах. — Автоматическая сварка, 1974, № 3, с. 33 — 36.
34. **Lang G. A., Feder B. J., Williams W. D.** Thermal-fatigue in Si power transistors. — IEEE Transactions, 1970, v. ED-17, № 9.
35. **Reich B.** A study of accelerated storage test conditions applicable to semiconductor devices and microcircuits. — IEEE Transactions 1978, v. R-27, № 3, p. 178 — 180.
36. **Beatty B. A. et al.** Second breakdown in power transistors due to avalanche injection. — IEEE Transactions, 1977, v. ED-24, Л° 6.
37. **Bennett W. P., Kumbatowic R. A.** Power and energy limitations of bipolar transistors imposed by thermal-mode and current-mode second breakdown mechanisms. — IEEE Transactions 1981 v. ED-28, № 10, p. 1154 — 1162.
38. **Poole W. E.** Electromigration in microwave power transistors. — Microelectronics, 1973, v. 5, № 1, p. 40.
39. **Ca Combe D. J., Naster R. J., Carroll J. E.** A study of the reliability of microwave transistors. — IEEE Transactions Part. Hybrid and Packag, 1977, v. 13, № 4, p. 354 — 361.
40. **Sommer N. D., Feucht D. L., Heckel R. W.** Reliability and thermal impedance studies in soft-soldered power transistors. — IEEE Transactions, 1976, v. ED-23, № 8, p. 843 — 850.
41. **Learn A. J., Shephard W. H.** Reduction of electromigration-induced failure in aluminum metallization through anodization. — IEEE 9<sup>th</sup> annual reliability symposium, 1971, p. 129 — 134.
42. **Ainslie N. G., d'Heurle F. M., Wells O. C.** Coating, mechanical constraints and pressure effects on electromigration. — Appl. Phys. Letters, 1972, v. 19, p. 173 — 174.
43. **Ames I., d'Heurle F. M., Horstmann R. E.** Reduction of electro-migration in aluminum films by copper doping. — IBM Journ. of Res. and Development, 1970, v. 14, p. 461 — 465.
44. **Garbonshain V.** Gold: the new standard in transistor reliability. — Microwaves, 1972, v. 4, № 7, p. 54 — 55.
45. **Tadatoshi Nazaki, Hidekazu Okabayashi.** Suppression of mobile ion related instability in Mo-gate MOS-structures. — Journ. of Electrochem. Society, 1981, v. 128, № 1, p. 175 — 179.
46. **Каганов В. И.** Транзисторные радиопередатчики. — М.: Энергия, 1976. — с. 75 — 261, 337 — 423.

47. **Радиопередающие** устройства/ Под ред. О. А. Челнокова. — М.: Радио и связь, 1982. — с. 107 — 125.
48. **Широкополосные** радиопередающие устройства/ Под ред. О. В. Алексеева. — М.: Связь, 1978. — с. 73 — 175.
49. **Ромаш Э. М.** Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981. — с. 139 — 176.
50. **Афонин Л. Н., Мазель Е. З., Митрофанов А. В.** О влиянии индуктивности в цепи базы на процесс выключения высоковольтных транзисторов в каскадах строчной развертки. — Радиотехника, 1975, т. 30, № 11, с. 101 — 104.
51. **Бела Буна.** Электроника на автомобиле. — М.: Транспорт, 1979.
52. **Радиопередающие** устройства/ Под ред. М. В. Благовещенского, Г. М. Уткина. — М.: Радио и связь, 1982, с. 135 — 153.
53. **Завражнов Ю. В.** Устойчивость усилителей мощности на полевых транзисторах. — Радиотехника, 1983, № 6, с. 29 — 32.
54. **Завражнов Ю. В.** Эквивалентный входной импеданс транзистора в схеме усилителя мощности. — Электронная техника. Сер. 2, 1978, вып. 3, с. 14 — 23.
55. **Демидов В. М., Корчажкина О. М.** Проектирование широкополосных согласующе-трансформирующих цепей с помощью ЭВМ/ Под ред. В. М. Богачева. — М.: МЭИ, 1982, с. 3 — 96.
56. **Устройства** сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний/ Под ред. З. И. Моделя. — М.: Сов. радио, 1980.
57. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — М.: Энергия, 1977, с. 226 — 233.
58. **Левшин В. И., Дмитриев И. С.** Таблицы коэффициентов для расчета нелинейных искажений транзисторных каскадов. — Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи, 1979, вып. 7, с. 141.
59. **Завражнов Ю. В., Пупыкин Г. А.** Выбор полупроводниковых приборов для усилителей мощности радиопередатчиков подвижных средств связи. — Средства связи, 1982, № 3, с. 22 — 25.
60. **Шахгильдян В. В., Розов В. М., Козырев В. Б.** Методы построения усилителей однополосных транзисторных радиопередатчиков. — Электросвязь, 1976, № 10, с. 47 — 55.
61. **Богачев В. М., Никифоров В. В.** Транзисторные усилители мощности. — М.: Энергия, 1978, с. 278 — 301.
62. **Проектирование** радиопередающих устройств/ Под ред. В. В. Шахгильдяна. — М.: Связь, 1976. — 432 с.
63. **А. с. 936380 (СССР).** Двухтактный усилитель мощности (его варианты)/ Коваленко В. Б., Федотов М. Г., Завражнов Ю. В., Кравец Я. Е. Оpubл. в Б. И., 1982, № 22.
64. **Пат. 1586550 (Франция).** Berman L., Cheillan J. Dispositif amplificateur de puissance a rendement ameliore.
65. **Красич Г. П.** Расчет полупроводникового вентиля. — Известия вузов СССР. Радиоэлектроника, № 3, с. 86.
66. **Радиопередатчик** с низким уровнем нежелательных колебаний/ Ю. В. Завражнов, В. Т. Аралов, И. А. Бурков и др. Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи, 1983, вып. 4, с. 83 — 92.
67. **Пути** снижения шумовых излучений радиопередатчика. — В кн.: Полупроводниковая электроника в технике связи/ Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Радио и связь, 1983, вып. 23.
68. **Завражнов Ю. В.** Паразитная амплитудная модуляция в транзисторных радиопередатчиках. — Электросвязь, 1978, № 7.
69. **Завражнов Ю. В., Чугаев В. Н.** Влияние схемы включения транзистора в выходном каскаде радиопередатчика на уровень искажений обратной взаимной модуляции. — Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи, 1976, вып. 4, с. 123 — 130.
70. **Ku W. H., Frickson J. E., Rabe R. E., Slasholtz G. L.** Design techniques and intermodulation analysis of broad-band solid-state power amplifiers. — IEEE Transactions, 1977, v. EMC-19, № 2.
71. **А. с. 964797 (СССР).** Высокочастотный фильтр/ Бурков И. А., Завражнов Ю. В., Пупыкин Г. А. Оpubл. в БИ, 1982, № 37.
72. **Завражнов Ю. В., Аралов В. Т., Волков А. М.** Два направления в проектировании усилителей мощности радиопередатчиков. — Средства связи, 1982, вып. 3, с. 37 — 40.
73. **Завражнов Ю. В., Аралов В. Т.** Шум автогенератора на полевом транзисторе. — Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи, 1981, вып. 4, с. 32 — 41.
74. **Каганов В. И.** Системы автоматического регулирования в радиопередатчиках. — М.: Связь, 1969.
75. **Warren G., Petrovic V., Gosling W.** Application of the polarloop technique to HF SSB transmitters. — Conf. Radio transmitt. and modul. techn, 1980, 24 — 25 March, p. 103 — 109.
76. **А. с. 440976 (СССР).** Индикатор согласования передатчика с нагрузкой/ Завражнов Ю. В., Завалишина З. В., Чугаев В. Н. Оpubл. в БИ., 1974, № 31.
77. **Завражнов Ю. В., Федотов М. Г.** Температурная стабилизация линейного режима работы транзисторного усилителя. — Радиотехника, 1974, т. 29, № 5, с. 96 — 100.
78. **А. с. 919048 (СССР).** Усилитель с регулируемым коэффициентом передачи/ Завражнов Ю. В., Чугаев В. Н. Оpubл. в БИ 1982, № 13.
79. **Чугаев В. Н., Волков А. М.** Автоматическая регулировка усиления в однополосном транзисторном

радиопередатчике. — В кн.: Полупроводниковая электроника в технике связи/ Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1976, вып. 17, с. 17 — 21.

**80. Окснер Э. С.** Мощные полевые транзисторы и их применение: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1985, с. 241.

## **ОГЛАВЛЕНИЕ**

Предисловие

### **ГЛАВА ПЕРВАЯ**

#### **ОСОБЕННОСТИ СТРУКТУРЫ МОЩНЫХ ВЧ ТРАНЗИСТОРОВ**

1.1. Параметры

1.2. Электрофизические характеристики различных областей транзисторной структуры

1.3. Выбор размеров и формы различных областей транзисторной структуры. Типы структур

### **ГЛАВА ВТОРАЯ**

#### **ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ И КОНСТРУКЦИИ МОЩНЫХ ВЧ ТРАНЗИСТОРОВ**

2.1. Особенности технологии изготовления кристаллов

2.2. Требования к корпусам и особенности конструкции

2.3. Особенности сборки

### **ГЛАВА ТРЕТЬЯ**

#### **ПАРАМЕТРЫ МОЩНЫХ ВЧ ТРАНЗИСТОРОВ И МЕТОДЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЯ**

3.1. Система электрических параметров

3.2. Методы измерения статических параметров и ВЧ параметров малого сигнала

3.3. Метод измерения  $-R_{\text{вых}}$

3.4. Метод измерения  $K_{\text{ур}}$  и  $g|k$

3.5. Метод измерения  $M_2$  и  $M_3$

3.6. Особенности измерения энергетических параметров линейных транзисторов

3.7. Согласующие устройства

3.8. Методика измерения  $\Gamma_{\text{Б1}}$

3.9. Особенности аппаратуры для измерения энергетических параметров

3.10. Погрешности измерения энергетических параметров

### **ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ**

#### **НАДЕЖНОСТЬ МОЩНЫХ ВЧ ТРАНЗИСТОРОВ**

4.1. Основные виды и причины отказов ....

4.2. Конструктивные пути обеспечения надежности

4.3. Технологические пути обеспечения надежности

4.4. Устойчивость транзисторов к рассогласованию нагрузки

### **ГЛАВА ПЯТАЯ**

#### **НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ МОЩНЫХ ВЧ ТРАНЗИСТОРОВ**

5.1. Общие сведения об устройствах на мощных ВЧ транзисторах

5.2. Высокочастотные усилители мощности

5.3. Усилители на основе мощных автогенераторов .

5.4. Автоматика и управление в усилителях мощности

5.5. Конструкция усилителей мощности

Список литературы



ББК 32.852.3  
М 87 УДК 621.382.345

**Ю. В. Завражнов, И. И. Каганова, Е. З. Мазель, А. И. Миркин**

Мощные высокочастотные транзисторы/Ю. В. За-М 87 вражнов, И. И. Каганова, Е. З. Мазель и др.; Под ред. Е. З. Мазеля. — М.: Радио и связь, 1985. — 176 с., ил. 50 к.

Рассматриваются особенности работы мощных высокочастотных транзисторов в линейном режиме. Излагаются вопросы конструирования, технологии транзисторов и методы измерения их параметров. Приводятся области применения таких транзисторов. Для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и применением мощных высокочастотных транзисторов.

2403000000 — 033<sup>М</sup>

046(01 )-85 108-85

Рецензенты доктор техн. наук Я. А. ФЕДОТОВ и инженеры И. Э. МАЧ, А. П. ГЕРАСИМЕНКО

**Редакция литературы по электронной технике**

*ЮРИИ ВИКТОРОВИЧ ЗАВРАЖНОВ, ИРИНА ИЗРАИЛЬЕВНА КАГАНОВА, ЕВГЕНИИ ЗИНОВЬЕВИЧ МАЗЕЛЬ, АЛЬБЕРТ ИЗРАИЛЕВИЧ МИРКИН*

**МОЩНЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ**

Редактор Т. В. Жукова  
Обложка художника Н. А. Пашуры  
Художественный редактор Н. С. Шеин  
Технический редактор И. Л. Ткаченко  
Корректор Н. Л. Жукова

ИБ № 321

**ББК 32.852.3 6Ф0.32**

Сдано в набор 07.08.84  
Т-24009

Гарнитура литературная

Усл. кр.-отг. 9,45

Изд. № 20161

Формат 84 X 108/32

Печать высокая Уч.-изд. л. 10,44 Зак. № СО

Подписано в печать 06.12.84 Бумага книжно-журн. Усл. печ. л. 9,24 Тираж 40 000 экз. Цена 50 к.

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени Первая Образцовая типография имени А. А. Жданова Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113054, Москва, М-54, Валовая, 28

OCR Pirat