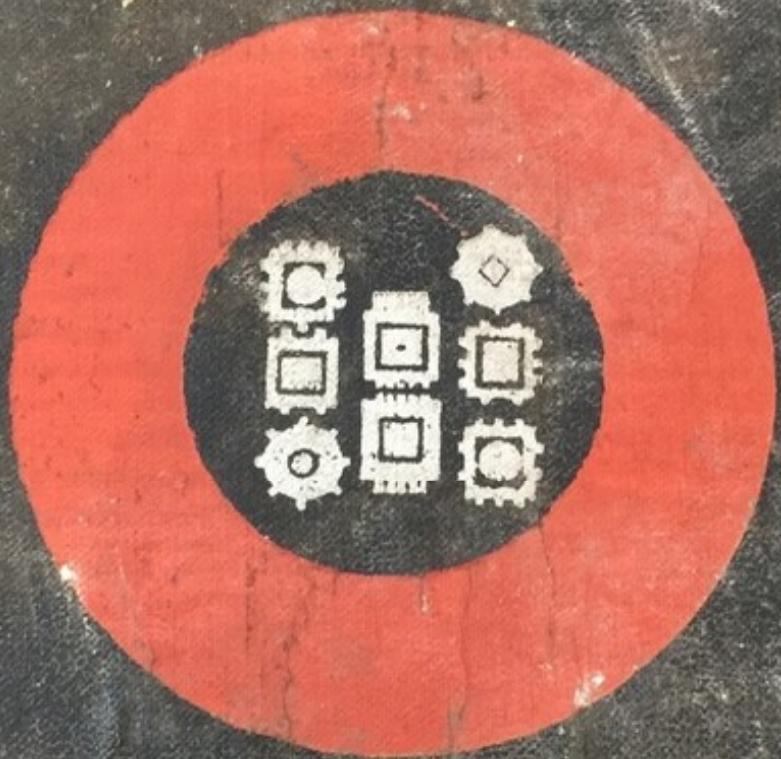


МИКРО-  
МИНИАТЮРНЫЕ



ТРАНЗИСТОРНЫЕ  
УСИЛИТЕЛИ

6918454  
Banco  
B6\*

Chuchuan  
Yunnan



621845 ч  
В67

Волков В. М. и др.  
Микроэлектронные  
устройства.  
~ 079305  
4428

УДК 62-501.7

139. Мюллер И. А. Идентификация динамических характеристик с помощью настраиваемых моделей в режиме нормальной эксплуатации. «Информационные материалы», М., 1968, вып. 8(21), стр. 53—54. (Научный Совет по комплексной проблеме «Кибернетика» АН СССР).

Приводятся осн. выводы по диссертационной работе, которые сводятся к следующему: эксперим. исследования, проведенные для некоторых моделированных на ЦВМ технол. объектов, показывают эффективность применения настраиваемых моделей для определения динамич. х-к; при достаточно хорошем выборе параметров модели Якоби и Лежандра пригодны для представления передаточных ф-ций, полосы которых значительно отличаются; модель Лагерра применима для представления передаточных ф-ций с малоотличающимися полюсами. Разработаны методы расчета динамич. х-к модели; произведен анализ идентичности х-к модели и объекта.

Ш. В. Р.

РИР, № 1, 1969.

o. B. u

1005

Б. М. Волков,  
Б. П. Попов,  
В. К. Степаненко

621.315.4

В 67

МИКРО-  
МИНИАТЮРНЫЕ  
ТРАНЗИСТОРНЫЕ  
УСИЛИТЕЛИ

Под редакцией  
докт. техн. наук  
В. М. Волкова



Издательство «Техника»  
Киев — 1973

6Ф2. 12  
В 67

УДК 621.382.3

Микроминиатюрные транзисторные усилители. В. М. Волков, В. П. Попов, В. К. Степаненко. «Техника», 1973, 208 стр.

Изложены задачи и основные направления комплексной микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры и особенности микроминиатюризации избирательных усилителей. Рассмотрены конструкции и теория пассивных и активных элементов дискретных, пленочных и полупроводниковых интегральных схем, изложена теория  $RC$ - и  $RLC$ -нулевых фильтров, теория избирательных усилителей на биполярных транзисторах. Даны методики и примеры инженерного расчета, принципиальные схемы микроминиатюрных избирательных усилителей в дискретном и гибридно-пленочном исполнении.

Рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и конструированием радиоэлектронной аппаратуры, а также может быть использована аспирантами и студентами радиотехнических вузов.

Табл. 12, илл. 127, библ. 55.

Рецензент М. З. Чаповский, канд. техн. наук

Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи

Заведующий редакцией инж. З. В. Божко

ХАРЬКОВСКАЯ КНИЖНАЯ ФАБРИКА «КОММУНИСТ»

В 3312 — 095  
М 202 (04)-73 128-73

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Одним из решающих условий дальнейшего мощного подъема общественного производства, намеченного в решениях XXIV съезда КПСС, является ускорение научно-технического прогресса на базе широкого внедрения во все области народного хозяйства сложной и высоконадежной радиоэлектронной аппаратуры, выполняющей самые разнообразные функции. Указанная проблема успешно решается на основе микроэлектроники.

Известно, что практически во всех электронных устройствах различного назначения имеются усилители. Поэтому проблема создания высоконадежных и малогабаритных радиоэлектронных устройств связана с разработкой микроминиатюрных усилителей.

В настоящее время имеется значительное число книг, посвященных технологиям и проектированию микроминиатюрных интегральных схем. Однако вопросы проектирования и инженерного расчета высокочастотных транзисторных избирательных усилителей в микроминиатюрном исполнении, предназначенных для усиления сигналов с частотами несколько десятков мегагерц, в настоящее время освещены недостаточно, что затрудняет разработку таких усилителей.

В настоящей работе сделана попытка на основе опыта разработки микроминиатюрных транзисторных

МИКР

усилителей восполнить указанный пробел, изложить теорию и дать примеры инженерного расчета микроминиатюрных избирательных усилителей на высокочастотных биполярных микротранзисторах в дискретном и гибридно-пленочном исполнении, а также многокаскадных усилителей на типовых интегральных микросхемах.

Книга может быть использована при проектировании и расчетах микроминиатюрных усилителей на унипольярных транзисторах, в которых избирательность реализуется на основе частотнозависимой обратной связи.

Материал, излагаемый в главах 3—7, в значительной мере является оригинальным. Главы 1 и 2 написаны В. М. Волковым, гл. 3 и 5 — В. М. Волковым и В. К. Степаненко, гл. 4 — В. М. Волковым и В. П. Поповым, гл. 6 — В. К. Степаненко, гл. 7 — В. П. Поповым.

Все замечания по книге просим направлять по адресу: 252601, Киев-1, ГСП, Пушкинская, 28, издательство «Техника».

## МИКРОМИНИАТЮРИЗАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

### Задачи микроминиатюризации

Последнее десятилетие характеризуется исключительно быстрым прогрессом во всех областях человеческой деятельности. Бурное развитие науки и техники привело к созданию чрезвычайно сложных технических устройств и целых систем, примерами которых могут служить автоматизированный завод, автоматическая поточная линия производства и сборки агрегатов и т. д.

Высокую сложность современного радиоэлектронного оборудования можно показать на следующих примерах. Современные быстродействующие электронные вычислительные машины содержат десятки, сотни тысяч дискретных элементов, электронное оборудование сверхзвукового пассажирского лайнера — 250—450 тыс. дискретных элементов, оборудование космического корабля — 500—800 тыс. и т. д. В дальнейшем следует ожидать еще большего возрастания сложности технических устройств вообще и радиоэлектронного оборудования в частности.

С увеличением размеров и сложности технических систем взаимовлияние отдельных наук и технологических методов, заложенных в основу действия этих систем, может привести к появлению чрезмерно громоздких по габаритам систем, многие из которых могут «умереть» вскоре после «рождения» от таких «болезней», как неэффективность, высокая стоимость, большое потребление энергии и низкая надежность.

При использовании обычных дискретных активных и пассивных элементов такой метод повышения надежности сложных электронных систем, как резервирование, практически не приемлем.

Основным путем повышения надежности радиоэлектронной аппаратуры с одновременным уменьшением веса, габаритов, стоимости, потребляемой энергии и улучшением технологии является переход к микроминиатюризации с одновременной стандартизацией отдельных функциональных элементов и узлов.

Необходимо отметить, что не все блоки и узлы сложных радиоэлектронных устройств в равной мере поддаются микроминиатюризации. Например, электронные вычислительные машины, структуры

которых, в основном, состоят из однородных логических схем, легко поддающихся микроминиатюризации, в настоящее время микроминиатюризованы в наибольшей степени. В то же время в передающих устройствах вещательных радиостанций, в радионавигационных и радиолокационных станциях различного назначения и тому подобных устройствах миниатюризованы и микроминиатюризованы только отдельные элементы и блоки, в частности, блоки генерирования малой мощности, усиления и вторичной обработки сигналов.

Такие узлы, как антенно-фидерные устройства, тракты генерирования и передачи мощных высокочастотных сигналов пока остаются без изменения, так как они на данном этапе развития техники очень трудно поддаются микроминиатюризации. Однако микроминиатюризация отдельных блоков или узлов не дает значительного выигрыша в повышении надежности и уменьшении веса и габаритов сложного радиоэлектронного устройства в целом.

Поэтому необходима комплексная микроминиатюризация всего технического устройства, под которой понимают совокупность технических и технологических решений, направленных на снижение габаритов, веса, потребляемой энергии и повышение надежности технического устройства в целом при выполнении заданных технических требований.

При микроминиатюризации радиоэлектронных устройств, очевидно, необходимо решать задачи не только уменьшения габаритов, улучшения надежности, экономических и технологических характеристик устройства на основе повторения известных схем и конструкций в миниатюрном исполнении, но и задачи оценки потенциальных возможностей существующих схем, задачи оптимизации электрических и конструктивных характеристик как отдельных функциональных элементов, так и устройств в целом, на основе разработки новых схем и конструктивных решений с улучшенными характеристиками.

Поэтому задачами комплексной микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры в самом общем случае являются:

оценка потенциальных возможностей микроминиатюризации;

оптимизация внешних (электрических и конструктивных) характеристик и параметров радиоэлектронных устройств;

повышение надежности и улучшение эксплуатационных характеристик с одновременным уменьшением габарита, веса и стоимости устройства в целом;

улучшение технологических показателей.

Рассмотрим кратко основные из этих задач и возможные пути их решения для сложных радиоэлектронных устройств вообще и для усилителей на транзисторах в частности.

**Оценка потенциальной возможности комплексной микроминиатюризации.** Целесообразность микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры зависит от ее сложности и назначения (например, бортовое или наземное оборудование, стационарное или переносное и т. д.). Следовательно, прежде чем микроминиатюризировать радиоэлектронное устройство, необходимо в каждом конкретном случае определить эффект микроминиатюризации по вполне определенным критериям, которые могут быть как общими, так и частными (специфическими) в зависимости от назначения устройства и целей, предусматриваемых микроминиатюризацией. Совершенно очевидно, что критерии оценки должны быть количественными, так как только в этом случае возможна инженерная оценка эффективности микроминиатюризации.

Для выработки общего критерия такой оценки необходимо определить основные характеристики, которые являются общими как для простых, так и для сложных устройств различного назначения. Под простым радиоэлектронным устройством условимся понимать структурный электрический элемент, выполняющий определенную функцию и конструктивно оформленный в виде отдельной микросхемы. К таким элементам следует отнести отдельные усилительные каскады, детекторные и смесительные каскады приемника и т. д.

Под сложным радиоэлектронным устройством условимся понимать устройство, состоящее из значительного числа структурных электрических элементов и выполняющее более сложную функцию или ряд функций. Это — отдельные тракты, блоки, узлы и т. д. Например, тракт усиления, тракт генерирования сигналов, блок приемника, блок усиления высокой частоты приемника, блок усиления промежуточной частоты и т. д.

Очевидно, что к общим характеристикам любого устройства можно отнести: надежность, габариты, вес, потребляемую мощность и стоимость.

Для ориентировочной количественной оценки эффекта микроминиатюризации любого сложного электронного устройства по перечисленным общим характеристикам можно использовать соотношение

$$\mathcal{E}_m = \varepsilon_H \lg h + \varepsilon_V \lg v + \varepsilon_G \lg g + \varepsilon_C \lg c + \varepsilon_P \lg p, \quad (1.1)$$

где  $h = \frac{H_m}{H}$  — нормированный показатель увеличения надежности микроминиатюризированного сложного устройства;  $v = \frac{V}{V_m}$ ;  $g = \frac{G}{G_m}$ ;  $c = \frac{C}{C_m}$ ;  $p = \frac{P}{P_m}$  — нормированные показатели уменьшения объема, веса, стоимости и потребляемой мощности соответственно;

$H, V, G, C, P$  — надежность, объем, вес, стоимость и потребляемая мощность сложного устройства в обычном исполнении;  $H_m, V_m, G_m, C_m, P_m$  — те же характеристики микроминиатюризированного сложного устройства;  $\varepsilon_H, \varepsilon_V, \varepsilon_G, \varepsilon_C, \varepsilon_P$  — весовые коэффициенты, учитывающие степень важности соответствующего показателя (или характеристики) в разрабатываемой аппаратуре.

Найдем выражения для общих характеристик  $H_m, V_m, G_m, C_m, P_m$  микроминиатюризированного устройства. Для этого предположим, что сложное электронное устройство состоит из микросхем  $m$  типов, причем число микросхем  $j$ -го типа ( $j = 1, 2, 3, \dots, m$ ) в сложном устройстве равно  $n_j$ . Микросхемы данного  $j$ -го типа однаковы и имеют следующие характеристики: надежность  $H_j$ , объем  $V_j$ , вес  $G_j$ , стоимость  $C_j$ , потребляемую мощность  $P_j$ .

Надежность разрабатываемого сложного устройства определяется надежностью микросхем и внешних контактов. Ориентировочно можно записать

$$H_m = \mu_n \left( \sum_{j=1}^m H_j n_j + H_k l_k \right), \quad (1.2)$$

где  $H_k$  — надежность одного внешнего контакта;  $l_k$  — число внешних контактов;  $\mu_n$  — коэффициент, учитывающий ухудшение надежности за счет межблочных связей и компоновки.

Значения  $H_m, H_j, H_k$  определяются числом отказов на 1000 часов работы.

Объем сложного устройства равен сумме полезных объемов корпусов микросхем и паразитных объемов между микросхемами, т. е.

$$V_m = k_V \sum_{j=1}^m V_j n_j, \quad (1.3)$$

где  $k_V$  — коэффициент, учитывающий увеличение объема за счет компоновки устройства (значение коэффициента  $k_V$  в зависимости от типа корпуса микросхем колеблется в пределах 2—5).

Общий вес микроминиатюризированного сложного устройства равен сумме весов микросхем и каркаса, на котором они крепятся,

$$G_m = G_k + \sum_{j=1}^m G_j n_j, \quad (1.4)$$

где  $G_k$  — вес каркаса и других вспомогательных деталей и элементов монтажа.

Суммарная мощность, потребляемая микроминиатюризированным устройством,

$$P_m = \sum_{j=1}^m P_j n_j. \quad (1.5)$$

Общая стоимость микроминиатюризированного устройства определяется стоимостью микросхем и производственными затратами на изготовление каркаса, проведения монтажа и т. д.

$$C_m = k_c \sum_{i=1}^m C_i n_i, \quad (1.6)$$

где  $k_c = 1,05 \div 1,1$  — коэффициент, учитывающий увеличение стоимости за счет производственных затрат.

Значения нормированных показателей  $h$ ,  $v$ ,  $g$ ,  $c$  и  $p$ , входящих в выражение (1.1), изменяются от единицы и выше. Для устройства, выполненного из обычных элементов и деталей, эти коэффициенты равны единице и эффект микроминиатюризации, согласно выражению (1.1), равен нулю. Чем больше значение  $\mathcal{E}_m$  отличается от нуля, тем больше эффект микроминиатюризации сложного устройства.

Необходимо отметить, что в выражении (1.1) отсутствуют показатели, учитывающие улучшение конструкции микроминиатюрного устройства. Конструктивные показатели характеризуют рациональность построения устройства на базе стандартных микросхем. К таким показателям можно отнести: степень использования стандартных  $S_m$  и однотипных  $O_m$  микросхем, избыточность микросхем. Рассмотрим эти показатели.

*Показатель стандартизации.* В связи с быстрым ростом степени и объема микроминиатюризации электронных устройств данный показатель приобретает все большее значение. В настоящее время в нашей стране разработано и выпускается значительное количество интегральных микросхем.

Достаточно указать, что в 1971 г. в Советском Союзе произведено несколько миллионов интегральных микросхем; ряд ведущих организаций продолжают разрабатывать новые типы их. Для устранения элементов стихийности при разработке интегральных схем в нашей стране проведена большая работа по стандартизации выпускаемых и вновь разрабатываемых микросхем. В настоящее время стандартизированы значения напряжений источников питания. Согласно ГОСТу для микросхем разрешен следующий ряд напряжений питания: 1,2; 2,4; 3; 4; 5; 6,3; 8; 10; 12,6; 20; 27; 50 и 100 в. Проведена унификация корпусов микросхем.

В нашей стране в последнее время предложена так называемая параметрическая стандартизация микросхем, при которой стандартизация схем проводится по каким-либо двум основным параметрам. Для параметрической стандартизации все типы микросхем разделены на группы, для которых определены стандартизирующие параметры. Например, линейные и импульсные схемы разделены на усилители, преобразователи, детекторы, ограничители и т. д. Каждая группа в свою очередь разделена на подгруппы. Например,

детекторы подразделены на детекторы амплитудных сигналов, частотные и фазовые детекторы; усилители — на усилители радиочастоты и усилители видеосигналов. В качестве классификационных параметров для усилителей приняты коэффициент усиления и полоса пропускания частот усиливаемых колебаний.

При указанной стандартизации получаются дискретные ряды микросхем, в которых значения параметров каждой последующей микросхемы должны отличаться от значений параметров предыдущей в три раза.

Стандартизация исключает ненужное дублирование в разработке новых микросхем и позволяет достаточно легко подбирать необходимые микросхемы при создании новой радиоэлектронной аппаратуры в микроминиатюрном исполнении. Необходимо отметить, что в настоящее время в нашей стране разработано значительное количество так называемых базовых схем, в том числе и усилительных. Некоторые из этих микросхем и их параметры приведены в приложениях 1 и 2.

Разработка и применение нестандартных микросхем частного применения допустимы, если отсутствуют стандартные микросхемы с требуемыми параметрами и сложное устройство может быть реализовано с меньшим числом более дешевых специально разработанных нестандартных микросхем.

Коэффициент, определяющий степень стандартизации сложного устройства,

$$S_m = \frac{N_c}{N}, \quad (1.7)$$

где  $N_c$  — количество стандартных микросхем;  $N$  — общее число микросхем.

Для удобства использования показатель стандартизации целесообразно записать в виде

$$S = 1 + S_m. \quad (1.8)$$

*Показатель использования однотипных микромодулей в сложном устройстве*

$$O_m = \frac{m_{тр}}{m_{исп}}, \quad (1.9)$$

где  $m_{тр}$ ,  $m_{исп}$  — количество требуемых и использованных типов стандартных микросхем соответственно.

С уменьшением числа типов использованных микросхем, что соответствует увеличению показателя  $O_m$ , упрощается настройка сложного устройства, поиск неисправностей, комплектование запасных элементов, благодаря чему улучшаются эксплуатационные показатели устройства. Очевидно, что с увеличением коэффициента

$O_m$  упрощается компоновка и конструкция сложного устройства в целом.

*Показатель избыточности.* При функционально-узловом методе проектирования на основе стандартных микросхем, как правило, используются не все их элементы (детали). Поэтому для оценки полноты использования микросхем целесообразно ввести показатель избыточности

$$l = \frac{L_{исп}}{L}, \quad (1.10)$$

где  $L_{исп}$  — число использованных деталей,  $L$  — общее число деталей (компонентов) в сложном устройстве. Чем ближе показатель  $l$  стремится к единице, тем рациональнее спроектировано устройство.

Суммарная эффективность микроминиатюризации по конструктивным показателям

$$\mathcal{E}_{м.к} = \varepsilon_s \lg s + \varepsilon_0 \lg o_m + \varepsilon_l \lg l, \quad (1.11)$$

где  $\varepsilon_s$ ,  $\varepsilon_0$ ,  $\varepsilon_l$  — весовые коэффициенты.

Рассмотрим оценку эффективности микроминиатюризации сложного устройства по специфическим (частным) характеристикам, которые определяют качество функционирования устройства. Для усилителей, рассматриваемых в данной книге, такими характеристиками являются: коэффициенты усиления напряжения  $K$  или мощности  $K_P$ , полоса пропускания  $P$ , коэффициент шума  $Ш$ , динамический диапазон по входному сигналу  $D$ .

Для ориентировочной количественной оценки эффективности микроминиатюризации сложного устройства усилителя по качеству функционирования можно использовать следующее выражение:

$$\mathcal{E}_{м.ф} = \varepsilon_{ш} \lg q_{ш} + \varepsilon_{д} \lg q_{д}, \quad (1.12)$$

где  $q_{ш} = \frac{Q_{ш.м}}{Q_{ш}}$ ;  $q_{д} = \frac{Q_{д.м}}{Q_{д}}$  — нормированные показатели улуч-

шения шумовой и динамической добротностей усилителя;  $Q_{ш} = \frac{P}{Ш}$ ;  $Q_{д} = KД$  — шумовая и динамическая добротности усилителя в обычном исполнении, немикроминиатюризированного;  $Q_{ш.м}$ ,  $Q_{д.м}$  — те же добротности для микроминиатюризированного усилителя (усилительного тракта);  $\varepsilon_{ш}$ ,  $\varepsilon_{д}$  — весовые коэффициенты.

Общий эффект микроминиатюризации равен сумме эффектов микроминиатюризации сложного электронного устройства по всем характеристикам, т. е.

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_m + \mathcal{E}_{м.к} + \mathcal{E}_{м.ф}. \quad (1.13)$$

Чем больше значение суммарного коэффициента  $\mathcal{E}$  отличается от нуля, тем больше эффект микроминиатюризации сложного электронного устройства.

Оптимизация внешних (электрических и конструктивных) характеристик и параметров микроминиатюризированного устройства. Поскольку целью микроминиатюризации является улучшение параметров устройства, естественно, что разрабатываемое устройство должно иметь лучшие параметры и характеристики по сравнению со своими прототипами в обычном исполнении. В идеальном случае микроминиатюризированное устройство должно обладать оптимальными параметрами и характеристиками, которые могут быть реализованы на базе современного уровня радиоэлектроники. Следовательно, оптимизация параметров и характеристик радиоэлектронных устройств является неотъемлемой составной частью процесса микроминиатюризации.

Количество оптимизированных характеристик зависит от сложности технического устройства. Например, разрабатывая блок высокой частоты приемника, необходимо оптимизировать частотные, шумовые и усиительные характеристики в широком диапазоне перестройки по частоте при работе в линейном режиме. Разрабатывая усилитель промежуточной частоты (УПЧ) приемника, необходимо оптимизировать амплитудные и фазочастотные характеристики при изменении входного сигнала в широком динамическом диапазоне, т. е. в линейном и нелинейном режимах работы УПЧ.

При разработке сложных радиоэлектронных устройств оптимизируют более общие характеристики, такие как энергетический потенциал, надежность и т. д.

Задачи оптимизации характеристик сложных радиоэлектронных устройств в общем случае являются нелинейными экстремальными задачами, решаемыми на ЭВМ с помощью нелинейного программирования. Методы решения нелинейных экстремальных задач в значительной мере рассмотрены в трудах советских [6, 11, 22] и зарубежных [37, 54] ученых.

Необходимо отметить, что большинство известных методов решения нелинейных экстремальных задач достаточно громоздки, требуют затраты большого машинного времени и допускают возможность принятия локального минимума за абсолютный. Поэтому одной из актуальных задач микроминиатюризации является разработка новых более эффективных математических методов оптимизации сложных технических устройств.

Задача по разработке микроминиатюрного многокаскадного усилителя или другого электронного устройства с оптимальными характеристиками может быть решена в первом приближении следующим образом. Предварительно принимают несколько вариантов возможного технического решения микроминиатюризуемого устройства. В результате расчета принятых вариантов получают систему

показателей для каждого из них:

$$H_1, V_1, G_1, C_1, P_1, Q_{ш1}, Q_{д1}, S_1, O_1, l_1, \dots;$$

$$H_2, V_2, G_2, C_2, P_2, Q_{ш2}, Q_{д2}, S_2, O_2, l_2, \dots;$$

$$\dots$$

$$H_i, V_i, G_i, C_i, P_i, Q_{шi}, Q_{дi}, S_i, O_i, l_i, \dots$$

$$\dots$$

Поскольку все показатели относятся к микроминиатюризованным вариантам, то индекс «м» для упрощения записи формул опущен.

Для отыскания оптимального варианта по формуле (1.13) необходимо произвести нормировку рассчитанных показателей по следующему принципу. Те показатели, которые в результате оптимизации должны возрастать, например,  $H$ ,  $Q_{ш}$ ,  $Q_{д}$ , необходимо про- нормировать по минимальному значению показателя, т. е.  $h_i = \frac{H_i}{H_{\min}}$ ;  $q_{шi} = \frac{Q_{шi}}{Q_{ш.\min}}$ ;  $q_{дi} = \frac{Q_{дi}}{Q_{д.\min}}$ . Те показатели, которые должны уменьшаться, например,  $V$ ,  $G$ ,  $C$ ,  $P$  необходимо прона- нормировать следующим образом:  $v_i = \frac{V_{\max}}{V_i}$ ;  $q_i = \frac{G_{\max}}{G_i}$ ;  $c_i = \frac{C_{\max}}{c_i}$ ;

$p_i = \frac{P_{\max}}{P_i}$ , где  $V_{\max}$ ,  $G_{\max}$ ,  $C_{\max}$ ,  $P_{\max}$  — максимальные значения показателей. В этом случае нормированные показатели будут изменяться по величине от единицы и выше. Показатели  $S$ ,  $O$ ,  $l$ , определяемые по формулам (1.8), (1.9) и (1.10), не нормируют, поскольку они изменяются по закону нормированных показателей.

После подстановки нормированных показателей в выражения (1.1), (1.11), (1.12) и суммирования по формуле (1.13) оптимальным вариантом следует считать тот, при котором значение суммарного коэффициента  $\mathcal{E}$  наибольшее.

**Повышение надежности** сложной микроэлектронной аппаратуры наряду с уменьшением габаритов, веса и стоимости является одной из основных задач комплексной микроминиатюризации, поскольку высокие плотности упаковки элементов аппаратуры достигаются специальными методами микроэлектроники в схемах и системах, фактически не поддающихся ремонту.

Хотя большинство соображений, относящихся к надежности обычных электронных схем, аналогичны и для микроэлектронных устройств, можно указать на некоторые из них, специфические только для последних. Рассмотрим некоторые факторы, которые способствуют повышению надежности микроэлектронных схем [19].

1. Малые размеры. Большое количество выходов из строя электронных схем обусловлено высокой рабочей температурой, механическими сотрясениями, химическим воздействием и т. д. Чем меньше размеры устройства, тем более эффективно можно защитить его от случайных повреждений без увеличения общего размера. В данном случае легко реализовать прочную конструкцию с хорошей герметизацией. Следовательно, малые размеры микроэлектронных схем позволяют создать лучшую защиту от случайных внешних воздействий в пределах постоянного веса и объема.

Кроме того, известно, что вес твердого тела пропорционален кубу линейных размеров, а прочность — квадрату. Следовательно, при уменьшении размеров увеличивается отношение прочности к весу.

2. Уменьшение количества соединений между разнородными материалами. Низкая надежность соединений между разнородными материалами является одной из основных причин низкой надежности микросхем. Интегральные микросхемы могут быть созданы с меньшим числом соединений разнородных материалов по сравнению с дискретными устройствами. Следовательно, по сравнению с дискретными интегральные микросхемы могут быть созданы более надежными.

3. Сильные связи — тепловая, химическая, механическая и электрическая — между элементами в микроэлектронных схемах вследствие их близкого расположения. Это приводит к тому, что изменения характеристик и параметров различных микроэлементов являются идентичными и могут быть учтены при разработке микросхемы.

4. Резервирование, которое в интегральных схемах требует меньших затрат по сравнению с обычными схемами. Поэтому в микроэлектронных устройствах может быть применено более широко как активное, так и пассивное резервирование.

5. Меньшая стоимость микроэлектронных схем за счет улучшения качества технологии и, в итоге, продукции.

6. Меньшее число операций при изготовлении интегральных схем, которые, следовательно, являются более однородной продукцией, чем обычные схемы.

Наряду с отмеченными положительными имеются и отрицательные факторы, уменьшающие надежность микроэлектронных схем. Важнейшие из них такие [19]:

1. Большой процент брака малогабаритных элементов из-за сложности технологического процесса. Имеется оптимальный размер элементов, который намного превышает теоретический минимальный размер [19].

2. Малый размер устройства обуславливает малую тепловую,

механическую и электрическую инерции и, следовательно, резко увеличивает чувствительность устройства к соответствующим динамическим перегрузкам.

3. Сильные паразитные связи различных типов при значительных изменениях характеристик элементов и необратимых процессах (неисправностях) — расплавление элемента, растрескивание кристалла, отслаивание защитного покрытия или контакта. Поэтому при больших отклонениях от номинальных условий связь между элементами микросхемы должна быть слабой.

4. Чрезмерная плотность упаковки может привести к высоким рабочим температурам и к меньшему сроку службы элементов.

При разработке новой микроэлектронной аппаратуры с оптимальными параметрами необходимо учитывать специфику технологических процессов и влияние рассмотренных факторов на надежность устройства.

## 2. Основные направления микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры

Как отмечалось выше, задачи уменьшения габаритов, веса и стоимости с одновременным увеличением надежности радиоэлектронных устройств решаются на основе микроэлектроники, имеющей несколько направлений (рис. 1).

Микроминиатюризация, основанная на дискретных элементах. Для создания микроминиаторных схем и устройств как низкочас-



Рис. 1. Основные направления микроминиатюризации.

тотных, так и на сверхвысоких частотах (СВЧ) используются пропорционально уменьшенные дискретные элементы произвольной или однородной формы: транзисторы, диоды, сопротивления, конденсаторы, индуктивности и другие детали и электронные приборы. Конструктивно отдельные функциональные схемы выполняют в виде

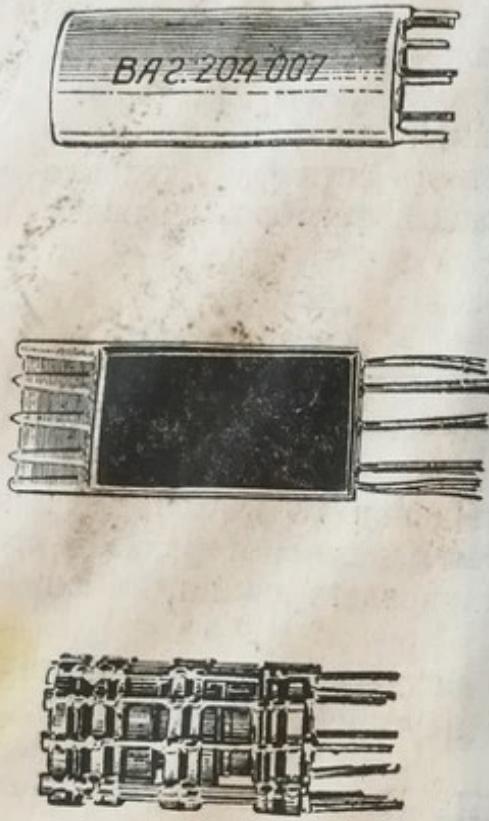


Рис. 2. Этажерочные микромодули и их элементы.

с помощью жестких проводов, припаянных и приваренных к микрэлементам. Наиболее распространенная форма микрэлементов — квадратная (рис. 2).

Если на плате расположены один элемент, микромодули называют моноэлементными, при расположении на плате нескольких микрэлементов — полииlementными. Для герметизации микромодуль вставляют в металлический кожух, заливают изоляционным материалом (компаундом) и превращают в монолитный микроминиатюрный блок. В случае выхода из строя одного из элементов микромодуль не ремонтируют, а заменяют новым.



микромодулей, которые набирают из микроэлементов на платах. Микроэлементы могут быть квадратными, круглыми, шестиугольными, но обязательно одинаковыми по форме и размеру поперечного сечения (отличаться могут только высотой). В зависимости от способа расположения и соединения микроэлементов различают следующие микромодули.

*Плоские микромодули* выполняются из микроэлементов, установленных на одной или двух сторонах печатной платы. Выводы деталей соединяют с печатным монтажом с помощью токопроводящего клея или пайки обычным припоем.

*Этажерочные микромодули* выполняют из микроэлементов специальной формы, собранных в столбик и соединенных между собой электрически и механически элемен

Таблеточные микромодули выполняют из микроэлементов специальной формы, которые устанавливают в отверстия печатной платы, соединяют с помощью печатного монтажа и затем герметизируют (рис. 3).

Наибольшее распространение получили этажерочные микромодули, имеющие следующие достоинства:

простую конструкцию, основанную на одинаковых по основным размерам микроэлементах, что позволяет сравнительно легко наладить автоматизированное изготовление на поточных линиях как микроэлементов, так и микромодулей; при этом повышается произ-



Рис. 3. Таблеточный микромодуль и его элементы.

водительность труда и снижается себестоимость радиоэлектронных устройств;

относительно высокую надежность (средняя наработка на отказ отдельного микромодуля свыше  $10^5$  ч/отказ);

значительную плотность заполнения объема, составляющую 4—7 деталей дляmonoэлементных микромодулей и 10—20 деталей/ $\text{см}^3$  для полиэлементных. Применяя полиэлементные микромодули, можно уменьшить габариты и вес радиоэлектронных устройств примерно на порядок;

технология изготовления микроэлементов и микромодулей не требует принципиально новых технологических решений и осуществляется на данном уровне развития науки и техники (производства).

К недостаткам этажерочных микромодулей относят:

отсутствие экранировки и значительные паразитные емкости между микроэлементами и соединительными проводами, что снижает устойчивость работы, частотный предел и быстродействие микроминиатюризованных устройств;

большое количество брака микромодулей (и пониженная надежность при недостаточном контроле их качества) из-за плохой пайки (сварки) большинства контактов, что повышает стоимость микромодулей;

разновысотность микромодулей, что не позволяет полностью реализовать высокую плотность монтажа отдельных микромодулей при конструировании блоков;

относительная сложность замены вышедших из строя микромодулей.

Дискретная микроминиатюризация (так называемая собственно микроминиатюризация) в свое время являлась одним из способов снижения стоимости изделий и увеличения плотности компоновки микроэлементов с целью уменьшения их габаритов и веса. Однако дискретная микроминиатюризация имеет и свою противоположность. Так, элементы, которые ранее были слишком громоздкими, оказались слишком малыми для выполнения необходимых операций в процессе сборки и последующей эксплуатации. При чрезмерном уменьшении габаритов элементов микроминиатюризация устройств может привести к уменьшению отдачи, т. е. к тому, что затраты на микроминиатюризацию не будут соответствовать выигрышу.

Применение дублирования и резервирования для повышения надежности сложного устройства приводят к дальнейшему увеличению количества элементов и снижению общего выигрыша, т. е. к снижению эффекта микроминиатюризации.

В конечном итоге, в случае дискретной микроминиатюризации при проектировании сложных технических устройств возникает так называемая проблема «тиrания количеств» [19], т. е. проблема уменьшения большого числа отдельных элементов, необходимых для реализации всех функций сложного устройства. Элементы должны быть изготовлены, испытаны, упакованы, транспортированы, распакованы, вторично испытаны и соединены в соответствии с принципом их использования.

Дискретная микроэлектроника не решает проблемы количеств и поэтому является времененным, переходящим явлением, которое в настоящее время находится в стадии отмирания и уступает дорогу интегральной микроэлектронике, которая позволяет в значительной степени решить проблему количеств компонентов.

**Интегральная микроминиатюризация.** В основу интегральной микроминиатюризации положено два метода: метод интегральных схем и метод функциональных узлов (см. рис. 1).

В интегральной схеме элементы объединяют в единой (монолитной) компоновке. В настоящее время разработаны и осваиваются два основных технологических метода создания интегральных схем: двумерный и трехмерный.

Двумерный метод основан на точном контролировании толщины, структуры и химического состава металлических, полупроводниковых и изоляционных тонких пленок, наносимых методами катодного распыления, вакуумного напыления и эпитаксиального выращивания на подложку, выполненную из стекла или керамики. Иногда подложкой служит монокристаллическая полупроводниковая пластина, а в некоторых случаях — полированная металлическая пластина. Термин «тонкие пленки» в настоящее время относят к покрытиям толщиной до нескольких микрон ( $1 \text{ мкм} = 10^{-4} \text{ см} = 10^4 \text{ \AA}$ ).

Ниже приведены основные методы получения и области применения тонких пленок:

Вакуумное напыление	$RC$ -схемы, сопротивления конденсаторы, вспомогательный метод при производстве полупроводниковых приборов
Реактивное вакуумное напыление . . . . .	Окисные диэлектрики, сопротивления, контактные участки, соединения
Катодное распыление	Диэлектрики для конденсаторов, сопротивления, изоляция
Электрическое осаждение	Проводники, соединения
Химическое осаждение	Проводники
Разложение паров . . .	Сопротивления из окиси олова, индия; Ge, Si, GaAs, $p-n$ -слои
Трафаретная печать . . .	Сопротивления, проводники
Разбрзгивание . . .	Защитные покрытия
Сплавление . . . . .	Вспомогательный метод при производстве полупроводниковых приборов
Диффузия . . . . .	Вспомогательный метод при производстве полупроводниковых приборов
Термическое окисление	Изоляционные слои, диэлектрик конденсаторов
Другие методы . . . . .	Защитные покрытия

Продуктом двумерного метода являются *интегральные пленочные микросхемы*, в которых все входящие в схему элементы и соединения между ними выполнены методами пленочной технологии на общей твердой диэлектрической подложке, являющейся лишь механической опорой.

В тонкопленочной микроэлектронике наблюдается развитие трех основных направлений: обычные пленки, магнитные пленки и пленки, реализованные методами криогенной техники (криогенные схемы).

Обычные пленки применяют для создания как линейных схем, так и схем вычислительной техники. В интегральных линейных

схемах на обычных пленках пассивные элементы — компоненты (сопротивления, конденсаторы), а также соединения между ними выполняют на основе тонкопленочной технологии, в то время как активные компоненты (транзисторы и полупроводниковые микролюды) используют в схеме как отдельные навесные детали (рис. 4). Такие схемы иногда называют гибридно-пленочными. Однако в

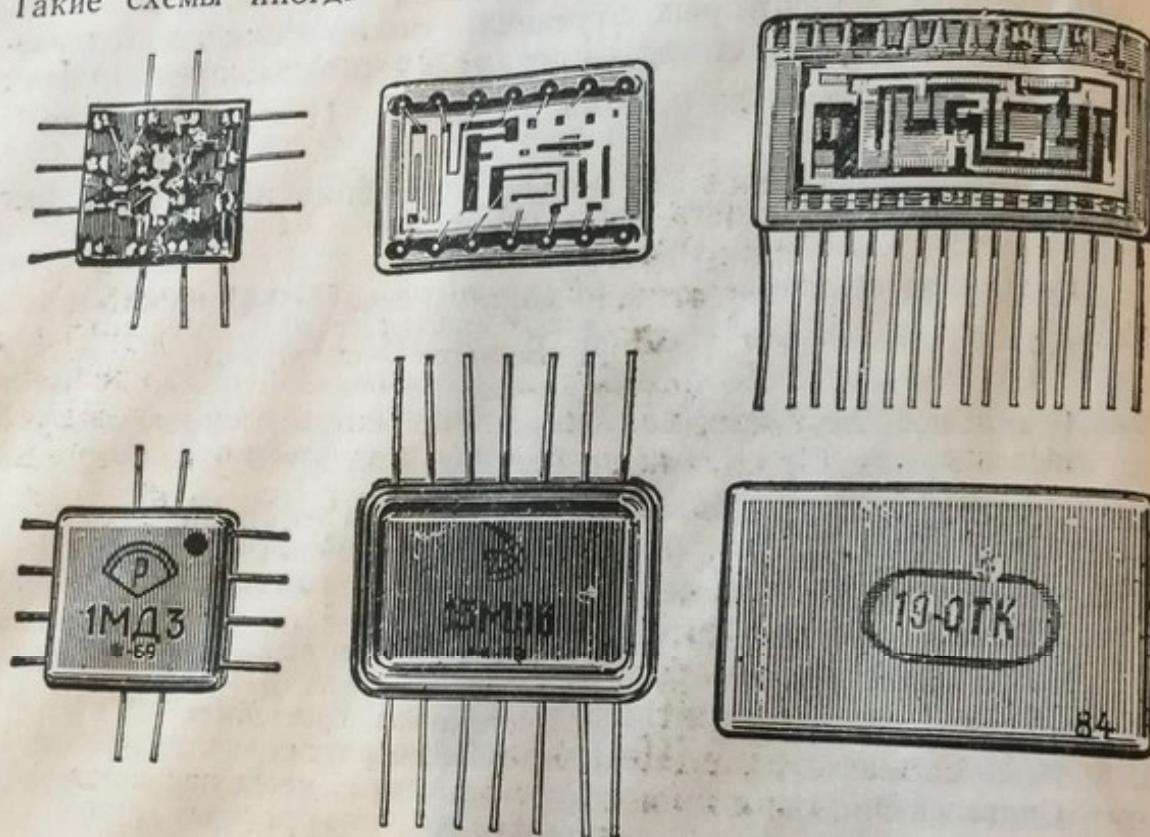


Рис. 4. Гибридно-пленочные микросхемы.

литературе их чаще называют интегральными пленочными. Понятие «гибридные» имеет более широкий смысл и будет рассмотрено ниже.

Отдельная функциональная схема (усилительный каскад, детектор, смеситель и т. д.), выполненная на отдельной подложке и заключенная в герметический корпус, представляет собой пленочный микромодуль. Конструкция подложек, а следовательно, и микромодулей может быть различной (рис. 4). Отдельные пленочные микромодули соединены между собой электрически с помощью проводников (выводов), расположение которых также может быть различным.

Магнитные пленки широко применяют в вычислительной технике. Установлено, что перемагничивание вращением в магнитных тонких пленках является значительно более быстрым процессом, чем перемагничивание смещением границ доменов в ферритовых сердечниках. Это позволяет создавать бистабильный запоминаю-

ший элемент с более высоким быстродействием. Разработка магнитных пленок направлена главным образом на создание планарных двойчных матриц, которые могут быть изготовлены групповым методом с высокой плотностью упаковки.

В криогенных схемах используют явления сверхпроводимости при низких и сверхнизких температурах, близких к абсолютному нулю. Пленочный криотрон, состоящий из пересекающейся или не-проводников, представляет собой идеальный микроэлектронный переключатель, сочетающий малую рассеивающую мощность с хорошей помехоустойчивостью, достаточным коэффициентом усиления и миниатюрными размерами. Криотрон, дополненный криогенным листовым запоминающим устройством на тонких пленках, открывает одно из перспективных направлений группового метода создания запоминающих устройств с произвольной выборкой и относительно высоким быстродействием. Таким образом, криогенные схемы в настоящее время находят основное применение в вычислительной технике. Однако исследования по сверхпроводимости показали возможность создания в недалеком будущем и различных линейных усилительных устройств.

Необходимо отметить, что пленочная технология позволяет создать многослойные интегральные схемы с большой плотностью упаковки. В настоящее время интегральные пленочные схемы с на-весными дискретными активными элементами достаточно хорошо освоены в нашей стране. Целый ряд схем выпускают серийно, это значит, что технология производства и методика расчета таких схем освоены достаточно хорошо. Однако пленочные схемы имеют и недостатки, основной из них — трудность создания высокодобротных пленочных индуктивностей. Вследствие этого вынуждены применять объемные конструкции катушек индуктивностей (см. гл. 2) или разрабатывать схемы, содержащие  $RC$ - или  $RLC$ -фильтры с распределенными параметрами (см. гл. 4, 7).

*Интегральные полупроводниковые схемы* являются продуктом трехмерного технологического метода, основанного на использовании объемных и контактных свойств полупроводниковых материалов и технологии изготовления различных приборов, с помощью которых можно реализовать функции как активных элементов (транзисторов, диодов), так и пассивных (сопротивлений, конденсаторов) на поверхности или в объеме полупроводника, или диэлектрика.

В полупроводниковых микросхемах все элементы (компоненты) выполнены методами полупроводниковой технологии на поверхности или в объеме полупроводника, а в керамических микросхемах — методами технологии керамического производства на поверхности или в объеме керамической пластины.

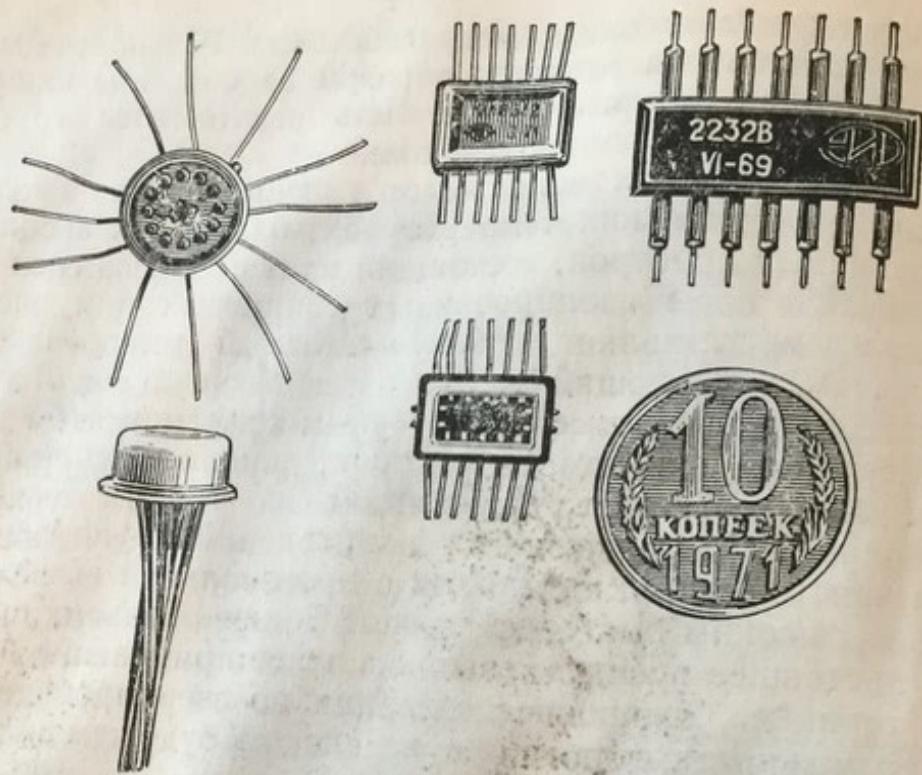


Рис. 5. Полупроводниковые интегральные микросхемы.

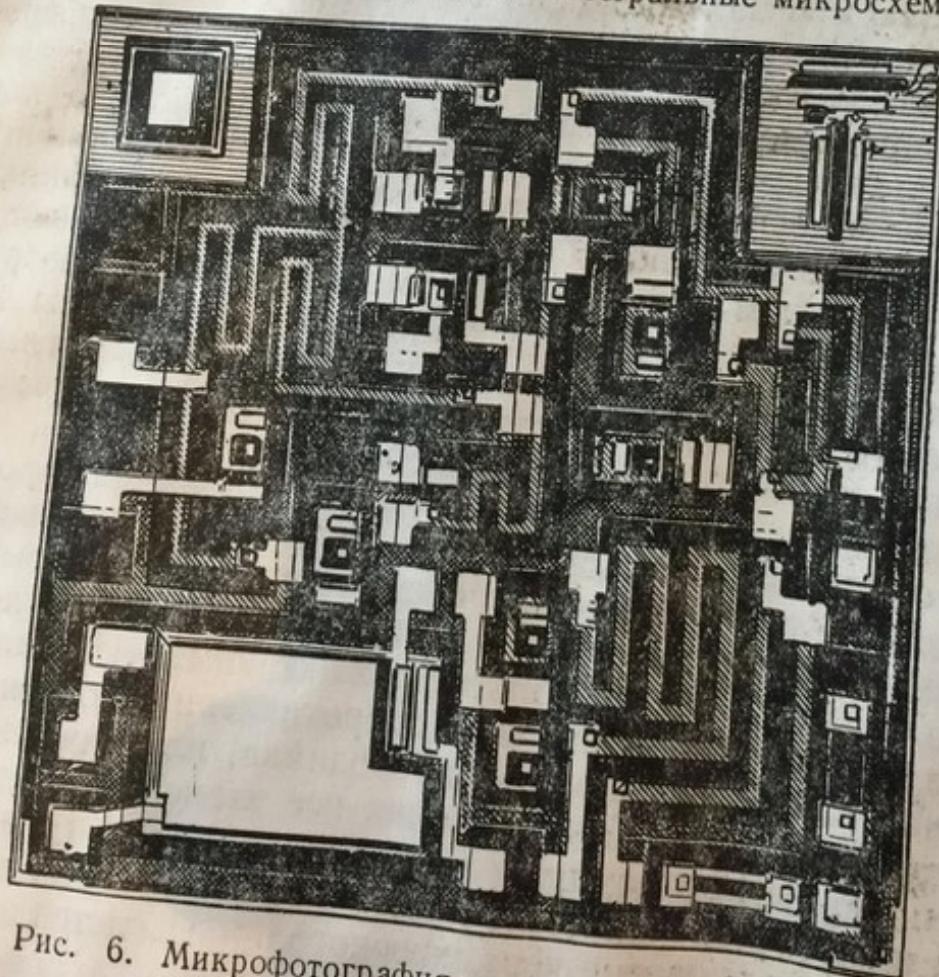


Рис. 6. Микрофотография полупроводниковой интегральной микросхемы.

Если все компоненты схемы выполнены в объеме одной полупроводниковой пластины, то схема называется монолитной полупроводниковой (рис. 5 и 6). В качестве полупроводниковой пластины обычно используют кремниевую пластинку. Соединения между компонентами в пределах пластинки осуществляют посредством металлизированных проводников, наносимых с помощью трафаретной маски. В интегральной монолитной схеме отдельные (индивидуальные) компоненты неотделимы от схемы.

Если схема состоит из нескольких полупроводниковых пластин, то она называется поликристальной полупроводниковой микросхемой. Соответственно микромодули могут быть монокристальными и поликристальными.

Интегральные микросхемы позволяют получить высокую плотность заполнения монтажа и надежность. При использовании пленочных микросхем плотность заполнения может быть реализована в пределах  $50-100 \text{ деталей}/\text{см}^2$ , а при выполнении функциональных узлов на базе полупроводниковых микросхем можно получить плотность заполнения, эквивалентную  $500-1000 \text{ деталей}/\text{см}^2$ .

При освоении технологии по напылению активных элементов на изоляционную подложку надежность микромодуля может быть получена близкой к надежности пассивного элемента.

Во многих случаях микросхема, представляющая собой монолитную структуру в одном корпусе, создается на основе нескольких методов компоновки. Например, в интегральной пленочной схеме используют навесные активные элементы. Разрабатываются также схемы, в которых полупроводниковые интегральные компоненты сочетаются с тонкопленочными и дискретными навесными элементами. Эти и другие подобные сочетания различных методов компоновки микросхем называют гибридными, а сами схемы — гибридными микросхемами. Согласно классификации, приведенной на рис. 1, гибридные схемы получаются в результате любой комбинации I и II; А и Б; 1, 2, 3, 5 и 6.

В общем случае гибридной называют схему, в которой отдельные компоненты крепят на керамической подложке и соединяют либо металлизированными проводниками, нанесенными с помощью маски, либо проволочными перемычками, как это показано на рис. 7, 8.

Необходимо отметить, что гибридная схема имеет некоторое сходство со схемой из обычных дискретных деталей. Отличие в том, что отдельные компоненты гибридной схемы состоят из негерметизированных диффузионных или тонкопленочных компонентов, и вся схема имеет весьма малые размеры. Однако гибридная схема может содержать одну или несколько монолитных пластинок. Состоит ли интегральная схема из отдельных компонентов, или

представляет собой монолитную схему в сочетании с отдельными деталями, или же состоит из нескольких монолитных схем, в которых ее называют гибридной.

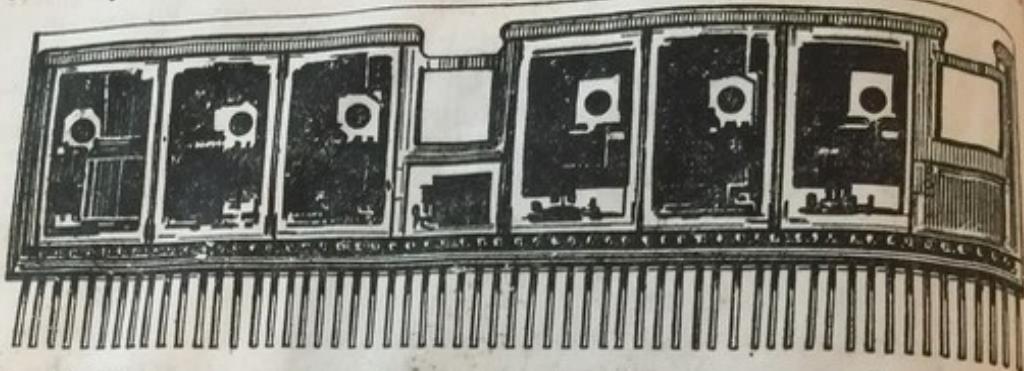


Рис. 7. Многокаскадный гибридно-пленочный избирательный усилитель с дискретными катушками индуктивности контура.

Гибридная технология в настоящее время более пригодна для мелкосерийного производства. Следует ожидать, что по мере развития микроэлектроники этот способ будет полностью вытеснен

технологией монолитных схем. Однако в ближайшем будущем он сохранит свое значение как один из основных способов изготовления интегральных схем.

Метод функциональных узлов основан на потенциальной возможности выполнения функций сложных электронных схем с использованием физических явлений в твердых телах, не считаясь при этом с классическими положениями, характеризующими схемные элементы. При создании функционального устройства монолитный кусок материала подвергают ряду технологических операций, в результате выполняющие функции функциональных узлов, выделенных в функциональных устройствах нельзя выделить отдельные микроэлементы и микросхемы, а конструкцию нельзя разделить, не нарушив при этом выполняемые ими функции.

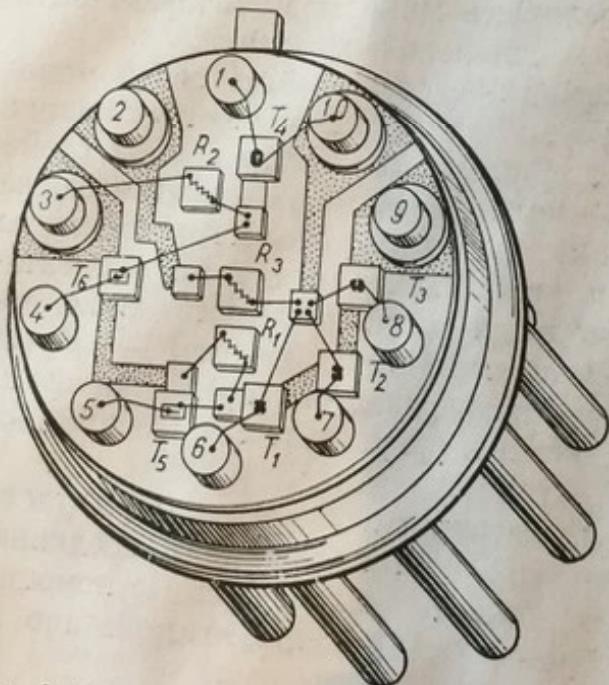


Рис. 8. Многоэлементная гибридная полупроводниковая микросхема.

те чего формируются особые области, выделяющие функции электронной схемы. В отличие от вышерассмотренных схем в функциональных устройствах нельзя выделить отдельные микроэлементы и микросхемы, а конструкцию нельзя разделить, не нарушив при этом выполняемые ими функции.

Кратко оценим различные методы микроэлектроники, из которых наибольшую плотность компоновки позволяет реализовать метод функциональных узлов. Однако в настоящее время этот метод недостаточно разработан и не позволяет реализовать сложные электронные устройства, которые должны выполнять большое многообразие функций. Поэтому в настоящее время наибольшее распространение получили пленочные микросхемы с навесными полупроводниковыми элементами. Микросхемы с пленочными  $RC$ -элементами по сравнению с другими микросхемами [12, 19], как будет показано в следующих главах, обладают следующими преимуществами.

1. Вследствие дискретного характера пленочных элементов и соединений возможно применение методов анализа, разработанных для схем с сосредоточенными параметрами. (Это возможно, если компоненты расположены таким образом, что перекрестные наводки сведены к минимуму).

2. Параметры пленочных пассивных элементов практически не зависят от частоты в широком диапазоне. Однако на сверхвысоких частотах необходимо учитывать поверхностный эффект.

3. Можно применить высокочастотный активный элемент, обеспечивающий наилучшие рабочие характеристики при минимальной стоимости независимо от того, будет ли это отдельный диод, транзистор, или более сложная функциональная полупроводниковая схема.

4. Допускается относительно большая свобода выбора размещения элементов для достижения оптимального теплового рассеяния.

5. Возможно реализовать достаточно стабильные компоненты схемы с номиналами в широких пределах и с высокой точностью.

6. Существует возможность сведения до минимума соединений схем за счет свободного выбора оптимальных условий работы.

В силу указанных преимуществ возможно реализовать высоконадежное электронное устройство, выполняющее более сложную функцию с малым временем срабатывания.

Монолитные однокристальные схемы лучше других схем удовлетворяют требованиям массового производства при условии, что допустимы свойственные им разброс параметров пассивных компонентов, температурная нестабильность и паразитные компоненты.

В тех случаях, когда необходимо получить минимальный объем устройств с достаточно высокой температурной стабильностью и малым временем быстродействия, целесообразно монолитные интегральные схемы выполнять по совмещенной технологии с применением тонкопленочных пассивных компонентов.

Гибридные схемы лучше всего подходят для мелкосерийного производства, когда допустимо увеличение их размеров по сравнению с монолитными схемами. В ряде случаев возможность отбора компонентов и почти полное устранение паразитных параметров оправдывает высокую стоимость таких схем при изготовлении их в небольшом количестве.

### 3. Особенности проектирования избирательных усилителей в микроминиатюрном исполнении

Задача проектирования микроминиатюрных избирательных усилителей усложняется с повышением частоты усиливаемых сигналов, уменьшением полосы пропускания и увеличением степени избирательности. Конструктивно усилители могут быть выполнены различно. В настоящее время находят применение следующие три основных направления конструктивного оформления микроминиатюрных усилителей:

- на микросхемах частного применения с дискретными деталями;
- на гибридных и интегральных микросхемах частного применения в сочетании с дискретными деталями;
- на типовых гибридных и интегральных микросхемах в сочетании с дискретными деталями и без них.

Каждое направление имеет свои специфические особенности синтеза принципиальных электрических схем многокаскадных усилителей. В случае использования микросхем частного применения разработчик синтезирует принципиальные схемы отдельных каскадов (структурных элементов), исходя из реализации заданных параметров усилителя в целом. Если используют типовые микросхемы, разработчик производит подбор необходимых микросхем, которые позволяют реализовать многокаскадный усилитель с параметрами, близкими к заданным. В этом случае можно изменить параметры типовых микросхем, добавляя те или иные дискретные детали в общую принципиальную схему усилителя или отдельных каскадов.

При разработке высокочастотных избирательных усилителей в интегральном исполнении встречаются такие трудности:

- сложность технологии изготовления катушек индуктивности;
- ограниченная величина емкости пленочных и диффузионных конденсаторов;
- пониженный частотный диапазон твердотельных полупроводниковых интегральных резисторов и транзисторов;
- пониженный частотный диапазон активных элементов типа «металл — окисел — полупроводник», в частности, полевых МОП-транзисторов.

Имеются следующие пути создания высокочастотных избирательных усилителей в интегральном исполнении:

разработка апериодических (резистивно-емкостных) гибридно-пленочных усилительных микросхем с дискретными высокочастотными микротранзисторами;

реализация свойств селективности гибридно-пленочных схем с применением частотнозависимой обратной связи.



Рис. 9. Структурные электрические схемы избирательных резисторных усилительных каскадов на транзисторах с частотнозависимой обратной связью (ОС):

*а* — последовательной ОС по току; *б* — последовательной ОС по напряжению; *в* — параллельной ОС по напряжению.

Частотнозависимую обратную связь в усилительной микросхеме можно реализовать несколькими путями, основными из которых являются:

использование инерционных свойств транзистора, которые по эмиттерному выводу проявляются как индуктивность. Это позволяет в схеме на транзисторе *T* с общим эмиттером, включая в цепь эмиттера пленочные конденсаторы, создать резонансную проводимость обратной связи *Y<sub>o.c</sub>* (рис. 9, *а*) и тем самым реализовать избирательность усилительного каскада;

включение в цепи обратной связи усилительных микросхем заградительных *RC*-или *RLC*-фильтров (рис. 9, *б*, *в*) в пленочном или гибридно-пленочном исполнении.

Особые трудности возникают при разработке широкополосных высокочастотных усилителей с дискретной (гребенчатой) избирательностью в широкой полосе частот. Одним из возможных путей реализации является применение многократного преобразования частоты и создание матричной структуры усилителя. Вариант упрощенной структурной электрической схемы такого усилителя с двухкратным преобразованием частоты показан на рис. 10.

Усилитель построен по следующему принципу. Первый каскад  $YK_1$  является апериодическим с полосой пропускания  $\Pi$ , равной общей полосе пропускания усилителя. Затем идет разделение на три усилительных канала с полосами пропускания  $\Pi' = \Pi'/3$ , т. е. равными одной трети общей полосы. Полосы пропускания  $\Pi'$  каждого из каналов обеспечивают апериодические усилительные

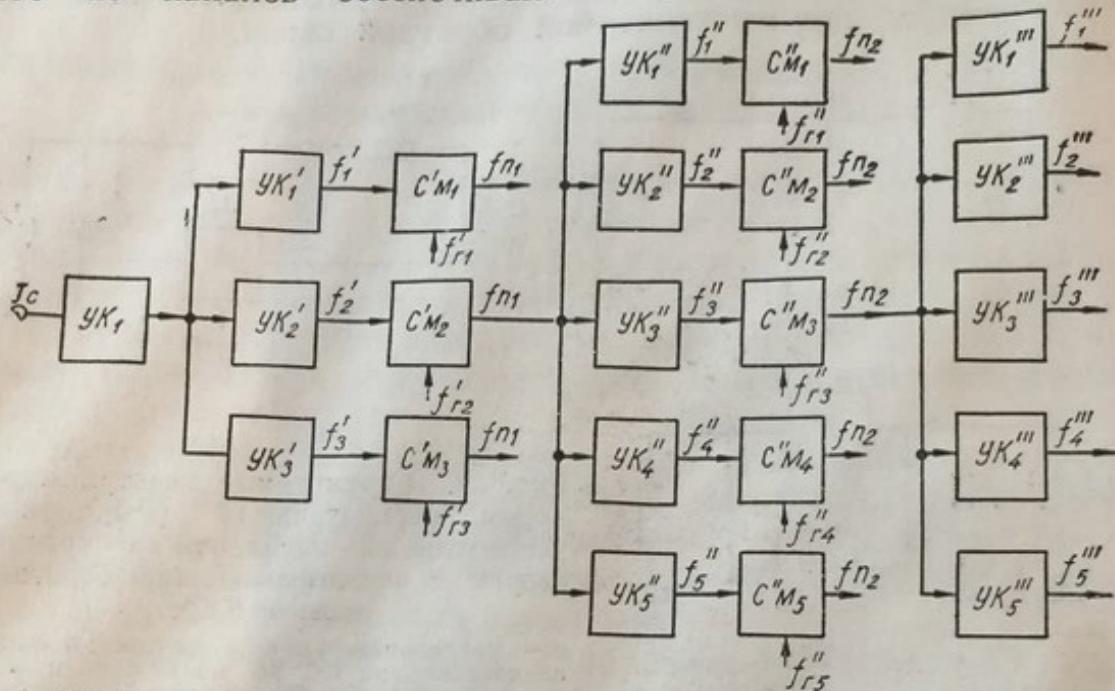


Рис. 10. Структурная схема транзисторного усилителя с узкополосной гребенчатой избирательностью в широкой полосе частот.

каскады  $YK'_i$ , имеющие различные квазирезонансные частоты  $f'_i$  и отстоящие друг от друга на величину частот  $\Pi'$ . Далее частоты  $f'_i$  преобразуются в более низкую промежуточную частоту  $f_{n1}$ . После этого каждый из трех усилительных каналов разветвляется на пять избирательных каналов с одинаковыми полосами пропускания  $\Pi'' = \Pi'/5$  и различными квазирезонансными частотами  $f''_i$ , отстоящими друг от друга на величину частот  $\Pi''$ . Избирательность в каждом из каналов обеспечивается усилительными каскадами  $YK''_i$ . После усилительных каскадов  $YK''_i$  происходит второе преобразование частоты на более низкую промежуточную частоту  $f_{n2}$  и разветвление каждого канала на пять узкополосных избирательных каналов с одинаковыми полосами пропускания  $\Pi''' = \Pi''/5$  и различными квазирезонансными частотами  $f'''_i$ , отстоящими друг от друга на величину частот  $\Pi'''$ . Избирательность обеспечивается узкополосные апериодические каскады  $YK'''_i$ , как правило, с частотнозависимой обратной связью.

В результате трехкратного разветвления усилительных каналов усилитель имеет 75 дискретных полос, охватывающих общую полосу  $P$ .

В зависимости от величины квазирезонансной частоты и полосы пропускания усилительные каскады могут быть выполнены по различным принципиальным схемам. Но чаще всего это апериодические избирательные каскады, выполненные по схемам рис. 9.

При выборе числа преобразований частоты, ширины полос пропускания и величины промежуточных частот необходимо исходить из получения минимума комбинационных частот и коэффициента шума за счет дополнительных каналов преобразования.

## ГЛАВА 2

### ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

#### 1. Пассивные компоненты тонкопленочных интегральных схем

К пассивным компонентам интегральных схем относят резисторы, конденсаторы, индуктивности и проводники.

В пленочных интегральных схемах все компоненты выполняют в виде тонких пленок, напыленных на диэлектрическую подложку, параметры которой в значительной мере влияют на параметры пассивных компонентов, а также на стабильность и надежность работы интегральной схемы в целом. Поэтому вопросу выбора материала подложки при разработке интегральных схем уделяют большое внимание.

**Подложки для тонкопленочных схем (ТПС).** Подложки для ТПС могут быть выполнены из стекла, керамики и пластмассы. При выборе материала учитываются различные факторы. Например, если разрабатывается ТПС, в которой как пассивные, так и активные элементы реализуются напылением в вакууме, то все элементы и соединительные проводники необходимо расположить на одной и той же стороне подложки. Поэтому свойства поверхности последней должны соответствовать характеристикам различных компонентов. Если в схеме применены навесные дискретные элементы, материал подложки должен обеспечивать достаточную прочность. В некоторых случаях подложка может быть использована в качестве диэлектрического материала для пленочных конденсаторов с различным значением емкости, может потребоваться целый спектр диэлектрической проницаемости подложки, вплоть до максимально возможного значения. Наконец, в зависимости от рассеиваемой мощности необходимо учитывать теплопроводность подложки.

Большое разнообразие свойств подложек в зависимости от предъявляемых требований целесообразно разделить на две группы. Первая группа объединяет общие свойства, требования к которым одинаковы почти для всех типов тонкопленочных схем независимо от конструкции и назначения: высокие изоляционные

свойства и механическая прочность; твердость и износостойкость; возможность применения различных форм и размеров; высокая теплопроводность; низкая стоимость.

Ко второй группе относятся свойства, требования к которым изменяются в зависимости от конкретного применения: диэлектрическая проницаемость; толщина; наличие отверстий или пазов; качество поверхности; рабочая температура; тепловое расширение.

Свойства наиболее часто употребляемых материалов для подложек приведены в табл. 1.

Таблица 1

Материал подложки	Теплопроводность, $\text{вт}/\text{м} \cdot \text{град}$	Сопротивление разрыву, $\text{кг}/\text{см}^2$	Тепловое расширение, $10^{-6} 1/\text{ }^\circ\text{C}$	Удельное сопротивление при $600^\circ\text{C}$ , $\text{ом} \cdot \text{см}$
Стекло (на основе натриевой извести)	$3 \cdot 10^{-8}$	496	9,0	$10 \cdot 10^6$
Стеатит (с малыми потерями)	$6 \cdot 10^{-8}$	1210	8,0	$4 \cdot 10^6$
Оксис алюминия (85% $\text{Al}_2\text{O}_3$ )	$3 \cdot 10^{-7}$	2480	7,0	$4 \cdot 10^6$
Оксис бериллия (96—99% $\text{BeO}$ )	$6 \cdot 10^{-6}$	1240	7,0	$10 \cdot 10^6$

Одним из важных свойств является качество поверхности подложки. От правильной обработки поверхности зависят не только окончательные характеристики многих тонкопленочных компонентов, но и повторяемость, выход годных элементов, а следовательно, экономика процесса производства микросхем. Шероховатость поверхности является наиболее важной характеристикой. Но этому понятию трудно дать соответствующее определение, поскольку шероховатость по-разному влияет на параметры различных тонкопленочных компонентов.

Например, микрохарактеристики поверхности, которые важны в случае тонкопленочного диэлектрического слоя для конденсаторов, могут заметно отличаться от микрохарактеристик поверхности, влияющих на резисторную пленку, которые, в свою очередь, отличаются от характеристик поверхности, важных для обеспечения необходимой адгезии соединительных проводников и контактных площадок с подложкой.

Толщина диэлектрика тонкопленочных конденсаторов составляет несколько тысяч ангстрем. Многие разработчики считают, что для исключения пробоев тонкопленочных конденсаторов при низких напряжениях необходимо использовать полированную или

глазированную поверхность. Этому требованию лучше всего удовлетворяет стекло. Поэтому подложки необходимо выполнять из стекла или керамики, которую предварительно покрывают слоем стекла.

Требования к чистоте обработки и полировки поверхности подложки возрастают в случае напыления тонких резистивных пленок, толщина которых обычно порядка 500 Å, т. е. на порядок меньше по сравнению с конденсаторными пленками. Однако опытным путем показано, что при вакуумном напылении металлической пленки на керамические подложки, имеющие некоторую степень поверхностной шероховатости, можно получить стабильные и надежные резистивные пленки как для дискретных резисторов, так и для резисторов тонкопленочных схем.

В настоящее время для подложек применяется керамика широкого ассортимента, имеющая диэлектрическую проницаемость от 5 до 5000 и выше. Материалы с низкой проницаемостью (фарфор, стеатит, керамика на основе окиси алюминия) используют в тех случаях, когда подложка не является частью электрической схемы. В таких случаях взаимосвязь между соседними элементами должна быть минимальной. Поэтому предпочитают подложки с наилучшими изоляционными свойствами, минимальной диэлектрической постоянной и минимальным тангенсом угла диэлектрических потерь ( $\operatorname{tg} \delta$ ). При использовании подложки в качестве диэлектрика конденсатора тип керамики выбирается в зависимости от требуемых значений емкостей на единицу площади, от максимально допустимых  $\operatorname{tg} \delta$  и температурного коэффициента емкости (ТКЕ). Оба последних параметра возрастают с увеличением диэлектрической постоянной.

В случае гибридной конструкции к тонкопленочным схемам можно добавлять очень тонкие керамические пластинки с высокой диэлектрической проницаемостью, что позволяет получать большие значения емкости на единицу площади.

Толщину подложки выбирают обычно из обеспечения заданной механической прочности. Подложка должна выдерживать определенные механические усилия, которые могут возникнуть в процессе изготовления ТПС, а также допускать крепление внешних выводов без опасности повреждения. В настоящее время выпускают подложки для типовых ТПС толщиной от 0,5 до 1,0 м.м. Установлено, что максимально допустимая мощность рассеяния зависит от толщины подложки в незначительной мере. Мощность рассеяния заметно увеличивается с увеличением площади подложки.

Из большого многообразия материалов для подложек ТПС как в Англии, так и в США применяется керамика, имеющая в своем составе большой процент окиси алюминия (от 80 до 95%  $\text{Al}_2\text{O}_3$ )

[12, 21]. Преимуществом последней являются большая механическая прочность и высокая теплопроводность.

Пленки для пассивных компонентов интегральных схем могут быть проводящими, резистивными и диэлектрическими. В зависимости от толщины пленки делят на тонкие и толстые. Толщина  $d$  тонких пленок составляет сотни ангстрем, толстых — несколько тысяч ангстрем и точно не контролируется.

Характеристики тонких пленок не всегда совпадают с характеристиками подложки. Удельное сопротивление, температурный коэффициент и другие параметры пленок зависят от их толщины, материала подложки и способа осаждения. На рис. 11 показана зависимость поверхностного сопротивления от толщины пленки для щелочных металлов. Согласно [13] можно выделить четыре характерных области структурной пленки: в области  $a$  пленка не является сплошной, поскольку состоит из изолированных островков одноатомного слоя. Поэтому свободные электроны не могут перемещаться в пленке как в объеме металла. Сопротивление пленки велико. В области  $b$  эти островки имеют толщину нескольких атомных слоев и в некоторых местах соединяются. Пленка становится проводящей, однако ее проводимость в значительной степени определяется шероховатостью поверхности. В области  $c$  поверхность становится более гладкой, а пленка — непрерывной. В области  $d$  поверхностное сопротивление пленки  $R_p$  приближается к объемному.

В силу рассмотренных свойств для резисторов используют в основном толстые пленки. Для создания рисунка на пленке обычно применяют метод шелкографии [13, 17], который является наиболее экономичным, поскольку для него требуются простые маски и дешевое оборудование.

**Пленочные резисторы.** Пленочные сопротивления изготавливают нанесением резистивной полоски между двумя контактами на сравнительно непроводящую подложку. Каждый резистор делается специально для данной схемы. Следовательно, номинальные величины тонкопленочных резисторов диктуются схемными соображениями, а не стандартным номиналом.

При изготовлении резисторов величину сопротивления обычно не контролируют, поскольку она может быть точно подогнана при последующих операциях. Для такой подгонки пленка наносится на большую площадь, вследствие чего величина сопротивления

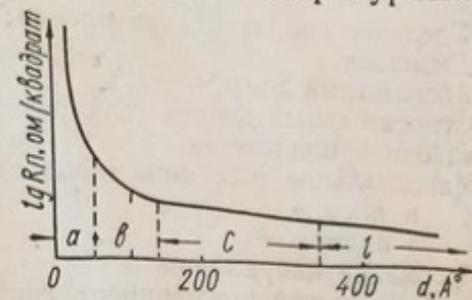


Рис. 11. Зависимость поверхностного сопротивления от толщины пленки для щелочных металлов.

получается меньше требуемой. Затем часть резистивной пленки удаляют с помощью абразива, микрографирования или электрографии.

Типовые параметры тонкопленочных резисторов приведены в табл. 2 [3].

Таблица 2

Параметры тонкопленочных резисторов	Допустимые пределы		
Удельное сопротивление пленки	300 <i>ом/квадрат</i>		
Диапазон	От 100 <i>ом</i> до 100 <i>ком</i>		
Абсолютный допуск	$\pm 10\%$ ( $\pm 5\%$ при доводке)		
Относительный допуск (для резисторов на одной подложке)	10%		
Максимальное рассеяние мощности:			
в пленке	10 <i>мвт/мм<sup>2</sup></i>		
в подложке	50 <i>мвт/см<sup>2</sup></i>		
$\pm 200$ <i>в</i>	$\pm 200$ <i>в</i>		
Пробивное напряжение			
Температурный коэффициент сопротивления	От $-100 \cdot 10^{-6}$ до $+100 \cdot 10^{-6}$ , $1/^\circ\text{C}$		
Стабильность	Окружающая температура	Рассеяние на 1 <i>мм<sup>2</sup></i> пленки	Типичное изменение после 10 000 ч
	25° C	0	+0,2%
	25° C	1,5 <i>мвт</i>	+0,2%
	100° C	10,0 <i>мвт</i>	+1,5%

Для изготовления резисторов, обладающих хорошей стабильностью, низким ТКС и большим удельным сопротивлением, применяют различные сплавы металлов. Металлопленочные сопротивления изготавливают в большинстве случаев испарением никрома и тантал-нитрида.

Резисторы могут быть прямыми и зигзагообразными. Последние выполняются в том случае, если на малой площади нельзя получить нужное значение сопротивления. Зигзагообразные резисторы должны иметь четное число изгибов, чтобы контактные площадки были расположены с противоположных сторон резистора. Это облегчает доводку резистора, так как при заданном допуске на величину сопротивления требуется меньший допуск на доводку.

Длина прямого резистора

$$L = \frac{Rw}{R_{уд}} \text{ мм}, \quad (2.1)$$

где  $R$  — сопротивление резистора, *ом*;  $w$  — ширина пленки, *мм*;  $R_{уд}$  — удельное сопротивление пленки, *ом/квадрат*.

Ширина пленки резистора определяется величиной сопротивления и мощностью рассеяния. Рассеиваемая в пленке мощность не должна превышать  $10 \text{ мвт}/\text{мм}^2$ , а общее рассеяние мощности на любом участке подложки не должно превышать  $50 \text{ мвт}/\text{см}^2$ .

Иногда при расчете размеров резисторов используют максимальную плотность тока на единицу ширины пленки. Для резисторов, имеющих удельное сопротивление пленки  $300 \text{ ом}/\text{квадрат}$  и удельную мощность  $10 \text{ мвт}/\text{мм}^2$ , линейная плотность тока составляет  $6 \text{ ма}/\text{мм}$ . В табл. 3 приведены значения допустимых токов для пленок различной ширины.

Как видно из выражения (2.1), сопротивление резистора при данном удельном сопротивлении пленки определяется отношением ее длины к ширине. При выборе ширины и длины пленки необходимо помнить, что с уменьшением длины проблема допусков усложняется. Кроме того, для резисторов с малым сопротивлением требуется большая ширина пленки, даже при меньшей мощности рассеяния (рис. 12).

Длина зигзагообразного резистора

$$L = \frac{R \cdot w}{R_{уд} (n + 1)} + \\ + \left| \frac{n}{n + 1} \right| (1,5 - l) \text{ мм}, \quad (2.2)$$

где  $n$  — число изгибов;  $l$  — электрическая длина каждого изгиба.

**Конденсаторы.** Тонкопленочные конденсаторы имеют трехслойную структуру: металл — диэлектрик — металл. Испытывались и многослойные конденсаторы. Однако из-за высокой стоимости и малого выхода годной продукции многослойные конденсаторы не изготавливают.

Таблица 3

Ширина пленки, м.м	Сопротивление, ком	Допустимый ток, ма	Число изгибов	Общая ширина, м.м
0,125	10	0,75	2	0,78
			4	1,43
			6	2,48
0,250	2	1,5	2	1,15
			4	2,05
0,5	0,5	3,0	—	—
1,0	0,1	6,0	—	—
2,0	—	12	—	—
4,0	—	24	—	—
8,0	—	48	—	—

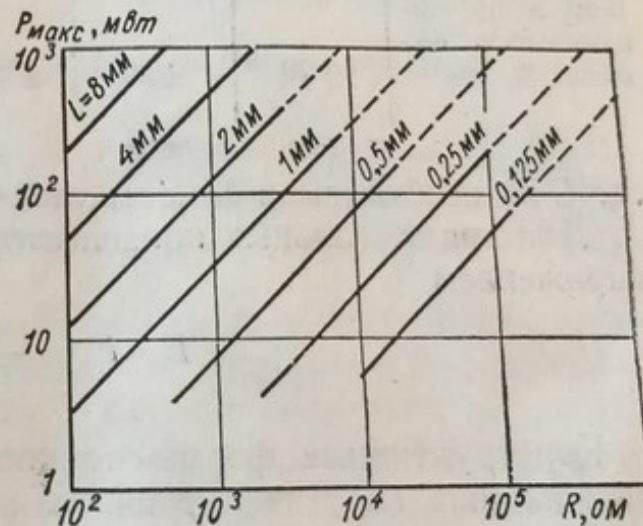


Рис. 12. Зависимость максимальной мощности рассеяния пленочного резистора от его сопротивления.

В качестве диэлектрика тонкопленочных конденсаторов широко применяют двуокись кремния  $\text{SiO}_2$ , окись тантала  $\text{Ta}_2\text{O}_5$ , окись алюминия  $\text{Al}_2\text{O}_3$  и моноокись кремния  $\text{SiO}$ .

Номинальные значения емкостей не обязательно должны быть стандартными. В табл. 4 приведены параметры тонкопленочных конденсаторов.

Таблица 4

Параметры тонкопленочных конденсаторов	Значения для различных диэлектриков		
	двуокись кремния	окись алюминия	окись тантала
Максимальная емкость на единицу площади, $\text{nF/mm}^2$	400—600	480—800	4000
Максимальная емкость, $\text{nF}$	500	1000	5000
Максимальное напряжение, $\text{в}$	50	20—50	20
Добротность (на частоте 10 $\text{MГц}$ )	10—100	10—100	Высокая
Коэффициент потерь (на частоте 1 $\text{MГц}$ )	0,7	0,5	5
Допуск на минимальную емкость, %	$\pm 20$	$\pm 20$	$\pm 20$

Величина емкости многослойного конденсатора

$$C = \frac{0,225\varepsilon (N - 1) S}{d}, \quad (2.3)$$

где  $C$  — емкость,  $\text{nF}$ ;  $\varepsilon$  — диэлектрическая проницаемость диэлектрика;  $N$  — число пластин;  $S$  — площадь пластин,  $\text{cm}^2$ ;  $d$  — толщина диэлектрика,  $\text{см}$ .

Наиболее экономичное использование занимаемой площади обеспечивают квадратные конденсаторы. При известной удельной емкости длина каждой стороны квадратного конденсатора

$$D = \left( \frac{C}{C_0} \right)^{\frac{1}{2}} \text{мм}, \quad (2.4)$$

где  $C$  — необходимая емкость,  $\text{nF}$ ;  $C_0$  — удельная емкость,  $\text{nF/mm}^2$ . Для прямоугольных конденсаторов длины сторон  $E$  и  $F$  связаны выражением

$$E \cdot F = \frac{C}{C_0} \text{мм}^2. \quad (2.5)$$

Конструктивные формы тонкопленочных конденсаторов показаны на рис. 13. Диэлектрическая пленка напыляется таким образом, чтобы она выходила за пределы пластин конденсатора в каждом направлении на 0,5  $\text{мм}$ . В качестве электрода обычно используется напыленный алюминий. Минимальный зазор между диэлектриком и проводником (обычно золотым), а также расстояние, на которое электрод должен перекрывать этот проводник, равны тоже по 0,5  $\text{мм}$ .

Алюминиевый электрод конденсатора может быть использован в качестве кроссировочной площадки. Оси электродов, выходящих

за площадь конденсаторов, всегда должны быть расположены под прямым углом друг к другу.

**Проводники.** Проводники обычно изготавливают в виде золотых пленок с типичным удельным сопротивлением  $0,5 \text{ ом}/\text{квадрат}$ . Поэтому сопротивление любой части проводника равно произведению  $0,5 \text{ ом}$  на отношение длины к ширине. Для получения малых сопротивлений проводники должны иметь большую ширину. Об этом необходимо всегда помнить. В противном случае может снизиться устойчивость работы усилителя. Например, проводник, длина которого в 12 раз больше ширины, может иметь сопротивление до  $10 \text{ ом}$ . При таком сопротивлении в общей (заземляющей)шине, через которую проходят высокочастотные токи, может возникнуть положительная обратная связь.

Максимально допустимое сопротивление всех проводников должно быть проверено расчетом, чтобы проводники не повлияли на работу схемы. Максимально допустимая ширина проводника  $0,5 \text{ мм}$ , а минимально допустимое расстояние между проводниками  $0,4 \text{ мм}$ .

В случае применения навесных полупроводниковых приборов минимальный диаметр контактных площадок для припаивания микроминиатюрных транзисторов и диодов составляет  $0,8 \text{ мм}$ .

**Индуктивности.** В технологии выполнения интегральных схем наибольшую трудоемкость представляет изготовление индуктивных элементов, имеющих достаточно высокие значения индуктивности  $L$  и добротности  $Q$ . Тонкопленочные индуктивности в принципе могут быть изготовлены, но верхний предел  $L$  в настоящее время ограничен величиной порядка  $5-10 \text{ мкГн}$ , и размеры индуктивности по сравнению с другими компонентами микросхемы достаточно велики.

Катушки индуктивности изготавливают осаждением хорошо проводящего материала в виде спирали с малым шагом. На рис. 14 показано поперечное сечение такой спиральной катушки индуктивности. В полупроводниковой технологии еще не разработаны способы, позволяющие заменять катушки индуктивности. Правда,

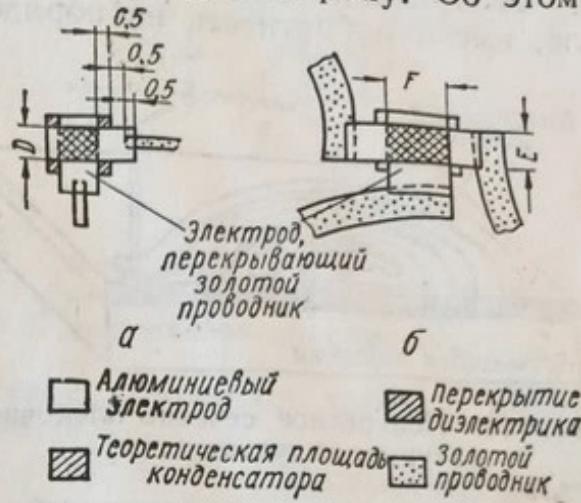


Рис. 13. Конструктивные формы конденсаторов (размеры в мм):

а — квадратный конденсатор; б — прямоугольный конденсатор, в котором один электрод используется в качестве элемента пересечения.

на достаточно высоких частотах вход транзистора эквивалентен индуктивности, но на низких и средних частотах этот эффект проявляется слабо.

В табл. 5 даны характеристики плоской спирали из 20 витков диаметром 8,3 мм, осажденной на стекле и кремнии с удельным сопротивлением 50 ом · см.

Несмотря на то, что индуктивные элементы, осажденные на стекле, имеют добротность на порядок выше, чем при использовании

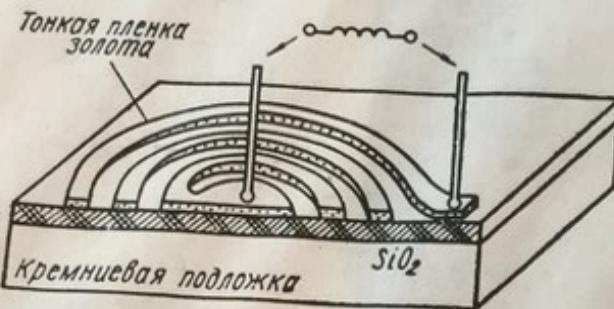


Рис. 14. Поперечное сечение пленочной катушки индуктивности.

Таблица 5

Частота, Мгц	Стекло		Кремний	
	$L$ , мкн	Q	$L$ , мкн	Q
20	2,18	36,2	2,26	4,9
40	2,33	49,4	2,57	3,4
60	2,82	47,1	3,20	1,7
80	3,91	35	4,42	0,89

в качестве подложки кремния (случай кремниевых монолитных интегральных схем), характеристики катушек требуют все же значительной доработки. Следовательно, до тех пор, пока не будут достигнуты лучшие результаты, все необходимые индуктивные элементы будут присоединяться к монолитным схемам в виде дискретных компонентов. Для тонкопленочных схем во многих случаях целесообразно применять навесные индуктивности. Из всех конструкций навесных индуктивностей наиболее приемлемой является катушка тороидальной формы с сердечником из порошкового железа или из специальных ферритов. По размерам такие катушки подходят для размещения в корпусе типа 401 МС. Номинальные значения индуктивности и величины добротности, которые можно получить у них, вполне достаточны для применения их в гибридных схемах. Катушки могут устанавливаться либо снаружи на корпусе интегральной схемы, либо в корпусе повышенной высоты.

В заключение необходимо отметить, что с понижением частоты усиливаемых сигналов трудности с выполнением тонкопленочных и тороидальных конструкций индуктивностей резко возрастают. Вследствие этого в интегральных схемах целесообразно отказаться от индуктивностей и реализовать функции избирательности в усилительных микросхемах с помощью комплексной обратной связи при наличии в схеме только  $RC$ -элементов.

## 2. Тонкопленочные RC-цепи с распределенными параметрами

Типы RC-цепей с распределенными параметрами. Под RC-цепью с распределенными параметрами понимают тонкопленочную структуру на пассивной или полупроводниковой подложке, состоящую из пределенной комбинации резистивных, диэлектрических и про-

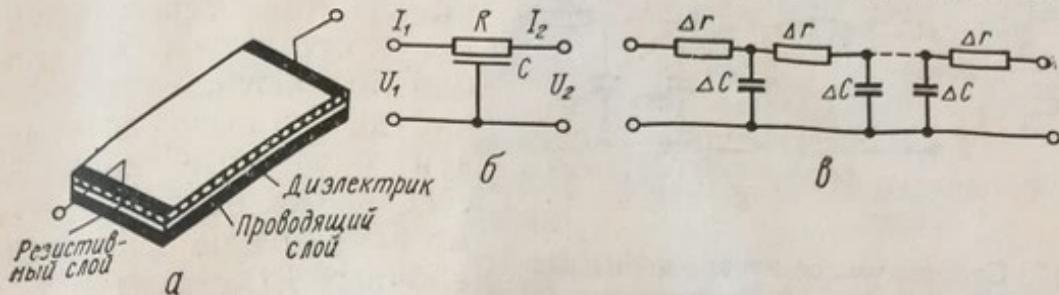


Рис. 15. Однородная RC-структура с распределенными параметрами (а), ее схематическое изображение (б) и эквивалентная схема (в).

водящих слоев, электрические и магнитные поля которых имеют полную или частичную взаимосвязь.

В общем случае распределенная RC-цепь представляет собой  $n$ -полюсник. Количество выводов  $n$  определяется числом слоев и соотношением резистивных и проводящих слоев, причем всегда количество выводов удовлетворяет условию

$$x - 1 \leq n \leq x + 1, \quad (2.6)$$

где  $x$  — количество слоев.

Согласно определению распределенной RC-цепи и условию (2.6) диэлектрический слой не может разделять два проводящих слоя (рис. 15), ибо в этом случае в пленочной RC-структуре получается сосредоточенный элемент, т. е. распределенная RC-цепь становится гибридной. Кроме того, каждый слой может иметь не более двух выводов.

Слои могут быть расположены в одной плоскости с частичной взаимосвязью, как, например, в структуре, предложенной Хайзером [47, 48] для получения рациональных передаточных функций и функций входного иммитанса.

Многослойные RC-структуры с распределенными параметрами имеют большие возможности для получения разнообразных схемных функций. Например, при определенном соотношении номиналов

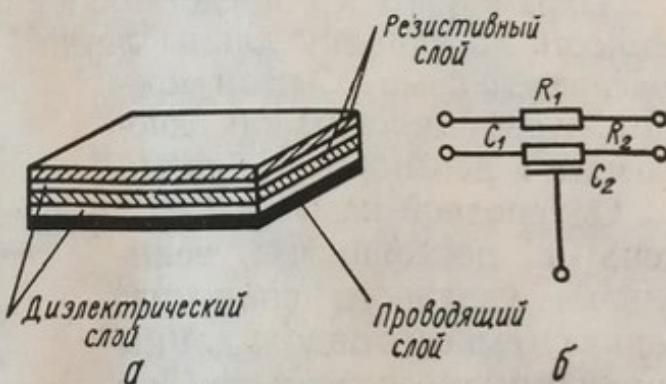


Рис. 16. Пятислойная RC-структура с распределенными параметрами (а) и ее схематическое изображение (б).

резисторов и конденсаторов в пятислойной структуре [48], (рис. 16) получается фильтр низких частот с глубокой режекторной врезкой на склоне частотной характеристики.

В интегральных схемах распределенные  $RC$ -цепи используются чаще всего в четырехполюсном, трехполюсном включении. При этом некоторые выводы  $n$ -полюсных структур могут оставаться свободными или подключаться к какому-нибудь из выводов. Используя различные комбинации соединения последних, можно получить на основе многослойных  $RC$ -структур с распределенными параметрами большое число четырехполюсников и двухполюсников с разнообразными схемными функциями.

Рис. 17. Схематическое изображение распределенной  $R - C - NR$ -структуры (а) и ее эквивалентная схема (б).

В настоящее время наиболее исследованы и находят практическое применение трехслойные и четырехслойные  $RC$ -структуры, обозначаемые  $R - C - NR$  и  $C - R - NC$ . Схематическое изображение  $RC$ -структур этих видов и их эквивалентные схемы представлены на рис. 17, 18.

Параметры  $r$  и  $c$  представляют собой удельное сопротивление и емкость на единицу длины линии. Аналогично длинным линиям можно классифицировать как однородные и неоднородные цепи.

Однородной называют  $RC$ -цепь с постоянными величинами удельного сопротивления  $r$  и емкости  $c$  вдоль длины линии (по направлению течения тока). Если  $l$  — длина линии в относительных единицах, то

$$r = \frac{R}{l}; \quad c = \frac{C}{l}. \quad (2.7)$$

Дифференциальные сопротивления и емкость неоднородной линии являются функциями расстояния вдоль линии  $r(x)$  и  $c(x)$ . Полное сопротивление и емкость неоднородной  $RC$ -цепи

$$R = \int_0^l r(x) dx; \\ C = \int_0^l c(x) dx. \quad (2.8)$$

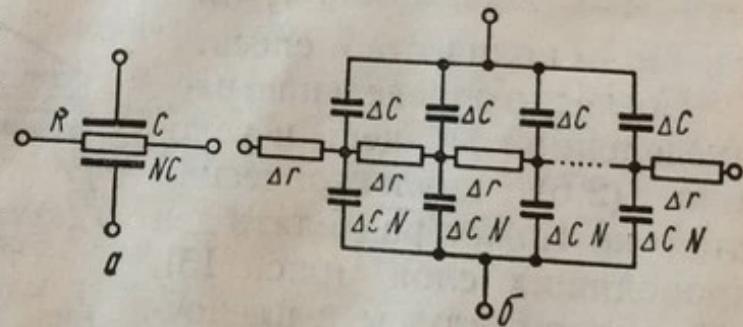
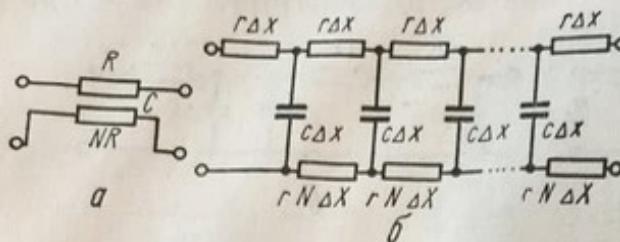


Рис. 18. Схематическое изображение распределенной  $C - R - NC$ -структуры (а) и ее эквивалентная схема (б).

В обоих случаях принимается одномерная модель распределенной  $RC$ -цепи, т. е. считается, что удельные параметры могут быть функциями только одной координаты  $x$ . Это справедливо для однородных цепей прямоугольной конфигурации и для неоднородных цепей, в которых неоднородность формируется за счет изменения удельных параметров резистивных и диэлектрических пленок при сохранении прямоугольной конфигурации.

Более просто неоднородность можно получить путем изменения геометрии распределенной  $RC$ -цепи (рис. 19).

Нетрудно установить, что  $r(x)$  и  $c(x)$  связаны с  $RC$ -цепью, симметричной относительно оси  $x$ , следующим образом:

$$r(x) = \frac{\rho_{\text{уд}}}{Y(x)} Y(0); \quad (2.9)$$

$$c(x) = \frac{C_{\text{уд}}}{Y(0)} Y(x), \quad (2.10)$$

где  $\rho_{\text{уд}}$  — удельное сопротивление резистивной пленки, ом;  $C_{\text{уд}}$  — удельная емкость квадрата со стороной, равной 2 мм.

Следует заметить, что соотношения (2.9), (2.10) являются общими и справедливы в случае зависимости  $\rho_{\text{уд}}$  и  $C_{\text{уд}}$  от  $x$ , а также позволяют установить форму  $RC$ -цепи и закон изменения  $\rho_{\text{уд}}$  и  $C_{\text{уд}}$  при заданных функциях  $r(x)$ ,  $c(x)$ .

Двумерная модель более точно характеризует неоднородную  $RC$ -цепь с функциональной зависимостью  $Y(x)$ , но применение ее связано со значительными математическими трудностями, поэтому в большинстве работ применяют одномерную

Рис. 20. Полная эквивалентная схема дифференциального элемента  $R - C - NR$ -цепи.

модель для анализа неоднородных распределенных  $RC$ -цепей.

**Дифференциальное уравнение распределенных  $RC$ -цепей.** Выше отмечалось, что по характеру физических процессов и по математическому описанию  $RC$ -цепь с распределенными параметрами аналогична длинной линии с потерями.

Действительно, дифференциальный элемент  $dx$  трехслойной  $R - C - NR$ -цепи в принципе должен содержать все компоненты однородной или неоднородной длинной линии (рис. 20). Однако

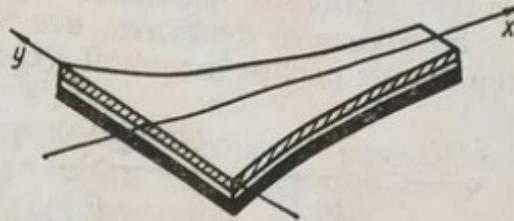
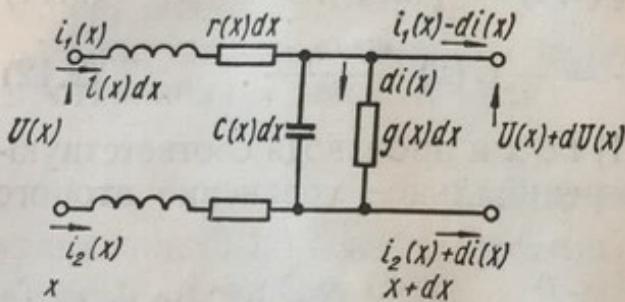


Рис. 19. Неоднородная  $RC$ -структура.



геометрические размеры распределенной  $RC$ -микроструктуры настолько малы, что в рабочем диапазоне частот последовательной распределенной индуктивностью можно пренебречь. Кроме того, в большинстве случаев качество диэлектрика обеспечивает весьма малую величину удельной проводимости  $g(x)$ .

Необходимо отметить, что конечной целью анализа эквивалентной схемы распределенной  $RC$ -цепи является получение уравнений, связывающих токи и напряжения на ее полюсах. Существует несколько способов получения эквивалентных параметров. Еще в 1958 г. В. Г. Криксунов [15] находил  $A$ -параметры простейшей трехслойной распределенной  $RC$ -цепи, умножая  $a$ -параметры элементарных звеньев при числе звеньев  $n \rightarrow \infty$ .

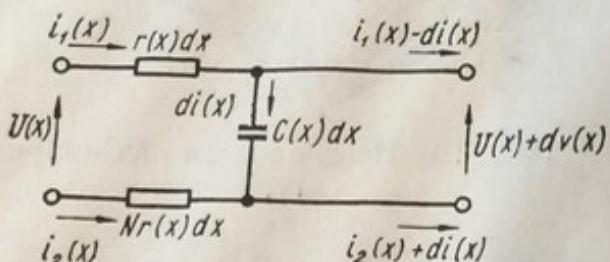


Рис. 21. Эквивалентная схема дифференциального элемента  $R - C - NR$ -цепи без учета индуктивности.

уравнения цепи. Он был использован для нахождения  $Z$ - и  $Y$ -параметров однородной  $R - C - NR$ -цепи и неоднородных  $RC$ -цепей различной конфигурации [45, 50, 55].

Составляя уравнения Кирхгофа для элемента  $dx$  (рис. 21), получаем дифференциальное уравнение цепи:

$$\frac{dU(x, t)}{dx} = r(x) [Ni_2(x, t) - i_1(x, t)]; \quad (2.11)$$

$$\frac{di_1(x, t)}{dx} = -\frac{di_2(x, t)}{dx} = -C(x) \frac{dU(x, t)}{dt}. \quad (2.12)$$

Дифференцируя уравнение (2.11) по  $x$  и производя соответствующие подстановки, получаем дифференциальное уравнение второго порядка:

$$\frac{d^2U(x, t)}{dx^2} - \frac{1}{r(x)} \cdot \frac{dr(x)}{dx} \cdot \frac{dU(x, t)}{dx} - (N + 1)r(x)C(x)x; \quad (2.13)$$

$$x \frac{dU(x, t)}{dt} = 0.$$

Уравнение (2.13) является общим для всех видов однородных и неоднородных  $R - C - NR$ -цепей и для произвольных возбуждающих сигналов.

При гармоническом воздействии и однородной  $R - C - NR$ -це-

$$\frac{d^2U}{dx^2} = s(N + 1)rcU, \quad (2.14)$$

где  $s = \sigma + j\omega$  — комплексная частота.

Решение уравнения (2.14) имеет вид

$$U = Ae^{\alpha x} + Be^{-\alpha x}, \quad (2.15)$$

где

$$\alpha = \sqrt{s(1+N)rC}; \quad (2.16)$$

$A, B$  — постоянные интегрирования.

При  $N = 0$  ( $RC$ -цепи)

$$\alpha_{N=0} = \Theta = \sqrt{srC}. \quad (2.17)$$

По своему физическому смыслу аргумент  $\Theta$  (или  $\alpha$ ) эквивалентен коэффициенту распространения в теории длинных линий. Пользуясь известными из теории четырехполюсников соотношениями, можно определить передаточные функции и функции входного сопротивления для различных вариантов  $RC$ -цепей (см. гл. 4).

Подставляя уравнение (2.15) в выражения для токов

$$I_{1,2} = \mp sC \int U dx$$

и интегрируя, получаем систему уравнений для напряжения и токов, из которых, задавая граничные условия для начала линии ( $x = 0$ ) и конца ( $x = L$ ), можно определить все постоянные интегрирования.

В общем случае при произвольном законе неоднородности решение уравнения (2.13) представляет большие трудности, так как общая теория аналитического решения уравнений с переменными коэффициентами еще не разработана. Существует несколько способов решения уравнения (2.13) для некоторых частных случаев неоднородности.

При экспоненциальной неоднородности с распределением сопротивления и емкости вида

$$\begin{aligned} r(x) &= r_0 e^{2kx}; \\ C(x) &= C_0 e^{-2kx} \end{aligned} \quad (2.18)$$

уравнение (2.13) имеет постоянные коэффициенты и решение ведется обычным способом [55].

Аналогично решаются уравнения  $RC$ -цепей с тригонометрическим законом изменения  $r(x)$  и  $C(x)$  [51] и параболической неоднородностью [45]. При линейном суживании удается получить решение в функциях Бесселя [50]. Разработаны также более сложные методы решения дифференциальных уравнений второй степени с переменными коэффициентами: метод замены переменного коэффициента [44], метод последовательных приближений Пикара [25], метод степенных рядов [18] и т. д.

В результате применения всех этих методов получают окончательное решение в виде неопределенных  $Z$ ,  $Y$  или других эквивалентных параметров.

Преобразование плоскости комплексной частоты при анализе однородных и неоднородных распределенных  $RC$ -цепей. В теории цепей широко распространен метод анализа пассивных и активных электрических схем с помощью полюсов и нулей функции передачи. Знание положения полюсов и нулей позволяет оценить частотную и фазовую характеристики, а также поведение системы в переходном режиме. Однако этот метод применяется сейчас в основном для анализа и синтеза схем с конечным числом сосредоточенных элементов, описываемых дробно-рациональными передаточными функциями.

Основное отличие схем с распределенными параметрами заключается в том, что они имеют трансцендентные функции передачи, аргумент которых

$$\Theta = \sqrt{sRC} \quad (2.19)$$

является иррациональной функцией  $s = \sigma + j\omega$ .

Это ограничивает возможность непосредственного применения к схемам с распределенными параметрами теории анализа и синтеза схем с сосредоточенными элементами.

Для устранения иррациональности аргумента  $\Theta$  необходимо преобразовать плоскость комплексной частоты  $s$  в плоскость комплексной частоты  $\Theta = \sigma' + j\omega'$  и предварительный анализ функции передачи схемы проводить в плоскости  $\Theta$ .

Координаты нулей и полюсов, полученные в плоскости  $\Theta$ , можно однозначно преобразовать в плоскость  $s$ . Знание положения нулей и полюсов позволяет сделать важные выводы о некоторых основных характеристиках пассивных и активных схем с распределенными параметрами.

Представим комплексную частоту  $s$  в тригонометрической форме:

$$s = \sqrt{\sigma^2 + \omega^2} (\cos \varphi + j \sin \varphi) = \frac{\omega}{|\sin \varphi|} (\cos \varphi + j \sin \varphi), \quad (2.20)$$

где

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\sigma}.$$

Преобразование  $s$  в  $\Theta$  является двузначным, т. е. каждой точке в плоскости  $s$  соответствуют две точки в плоскости  $\Theta$ . Подставляя уравнение (2.20) в соотношение (2.19) и используя формулу Муавра, находим:

$$\Theta_1 = \sqrt{\frac{\omega RC}{|\sin \varphi|}} \left( \cos \frac{\varphi}{2} + j \sin \frac{\varphi}{2} \right); \quad (2.21)$$

$$\Theta_2 = -\sqrt{\frac{\omega RC}{|\sin \varphi|}} \left( \cos \frac{\varphi}{2} + j \sin \frac{\varphi}{2} \right). \quad (2.22)$$

Для первого и второго квадранта плоскости  $s = \pm \sigma + j\omega$  (рис. 22, а)

$$\Theta_{1,2} = \pm \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} (\sqrt{|\operatorname{ctg} \psi|} + j \sqrt{|\operatorname{tg} \psi|}), \quad (2.23)$$

где  $\psi = \frac{\phi}{2}$  (рис. 22, б).

Для третьего и четвертого квадрантов плоскости

$$\Theta_{1,2} = \pm \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} (-\sqrt{|\operatorname{ctg} \psi|} + j \sqrt{|\operatorname{tg} \psi|}). \quad (2.24)$$

В табл. 6 приведены формулы для отображения координатных осей плоскости  $s$  в плоскость  $\Theta$ .

Уравнения (2.23), (2.24) и табл. 6 позволяют осуществить переход из плоскости  $s$  в плоскость  $\Theta$ . Из равенства (2.19) можно получить выражения для обратного перехода из плоскости  $\Theta$  в плоскость  $s$ :

$$\omega RC = 2\omega' \sigma'; \quad (2.25)$$

$$\sigma RC = \sigma'^2 - \omega'^2. \quad (2.26)$$

На основании проведенного анализа можно сделать вывод: если нули функции передачи расположены в верхнем и в нижнем секторах комплексной плоскости  $\Theta = \sigma' + j\omega'$ , являющейся конформным

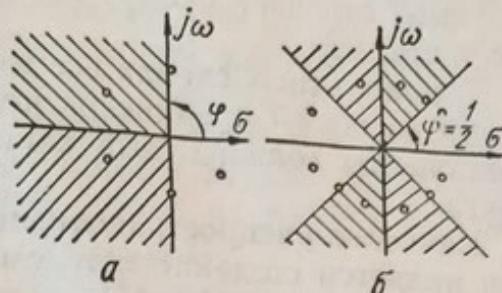


Рис. 22. Преобразование плоскости  $s$  в плоскость  $\Theta$ .

Таблица 6

$s$	$j\omega$	$-j\omega$	$\sigma$	$-\sigma$
$\Theta$	$\pm \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} \times$ $\times (1 + j)$	$\pm \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} \times$ $\times (-1 + j)$	$\pm \sqrt{\sigma RC}$	$\pm j \sqrt{\sigma RC}$

отображением комплексной плоскости  $s = \sigma + j\omega$ , что соответствует расположению нулей в левой полуплоскости  $s$ , то функция является минимально-фазовой и, напротив, если нули расположены в правом и левом секторах плоскости  $\Theta$ , что соответствует расположению нулей в правой полуплоскости  $s$ , функция не является минимально-фазовой.

Приведенные соотношения по распределенным  $RC$ -цепям пригодны и для пассивных компонентов монолитных интегральных схем, которые являются также распределенными.

### 3. Пассивные компоненты монолитных интегральных схем

**Принципы проектирования монолитных схем.** Термин «монолитная схема» согласно греческим словам «моно» (единий) и «литос» (камень) означает схему, изготовленную из единого камня — монокристалла.

В монолитных схемах все элементы изготавливают методом диффузии на общей кремниевой подложке или внутри ее. Поэтому все компоненты должны быть каким-то образом изолированы друг от друга.

Наиболее распространенным способом выполнения такой изоляции является создание методом диффузии между всеми элементами пар  $p$ - $n$ -переходов [12, 17], на которые подается достаточно высокое запирающее напряжение. В результате все элементы отделены друг от друга высоким сопротивлением запертого диода ( $p$ - $n$ -перехода).

Недостатком диффузионного метода изоляции элементов монолитной схемы является образование неустранимых паразитных емкостей между каждым элементом и подложкой.

В последнее время разработан и внедряется другой способ изоляции элементов монолитной схемы с использованием двуокиси кремния [17]. Этот способ во многих случаях вытеснит способ изоляции посредством  $p$ - $n$ -переходов, поскольку он позволяет существенно уменьшить паразитную разделяющую емкость, увеличить пробивное напряжение и уменьшить ток утечки изоляции до пренебрежимо малых величин.

Монолитная схема может быть создана одним из следующих трех технологических процессов: эпитаксиально-диффузионного; диффузионного формирования коллекторной области; тройного диффузионного. Общим для всех этих процессов является наличие четырехслойной структуры (или изолированного транзистора), которая образует основу монолитной схемы. Главное различие заключается в операциях, посредством которых достигается эта структура, а также в результирующих характеристиках схемы.

В настоящее время наибольшее применение находит эпитаксиально-диффузионный процесс, имеющий ряд преимуществ. Для изготовления интегральной схемы этим процессом используется пластина кремния  $p$ -типа, на которой выращивают эпитаксиальную область транзистора или элементом диодов и диффузионных конденсаторов интегральной схемы. Остальные элементы транзисторов, диодов, конденсаторов и резисторов формируются при помощи последующих диффузионных процессов.

**Полупроводниковый  $p$ - $n$ -переход как конденсатор.** В монолитных схемах в качестве конденсатора с постоянной или управляемой

напряжением емкостью используется  $p-n$ -переход. Известно, что при подаче на полупроводниковый  $p-n$ -переход запирающего напряжения в последнем возникает зарядная емкость. Сущность указанного явления заключается в том, что при увеличении обратного смещения на переходе увеличивается действующий по обе стороны заряд, связанный с ионами решетки полупроводника, так как при этом удаляется подвижное облако пространственных зарядов, которые при нулевом или малом смещении компенсировали ионный заряд. Границы областей пространственного заряда и служат обкладками конденсатора, которые расположены по одной на каждой стороне перехода. Расстояние между обкладками составляет около 1 мкм, диэлектрическая постоянная кремния  $\epsilon = 12$ . Проводимость утечки, шунтирующая конденсатор, невелика. Пробивное напряжение можно сделать очень высоким, уменьшив емкость, приходящуюся на единицу площади.

**Изготовление емкостных переходов в монолитных схемах.** Процесс изготовления емкостных переходов проходит вместе с процессом изготовления всей монолитной схемы, который начинается с наращивания на пластинке кремния  $p$ -типа с удельным сопротивлением от 5 до 10 ом · см эпитаксиального слоя кремния  $n$ -типа толщиной 25 мкм с удельным сопротивлением 0,5 ом · см. Эпитаксиальный слой покрывают тонким слоем двуокиси кремния. Затем на пластинку накладывают маску, проводят травление и осуществляют глубокую диффузию примесей  $p$ -типа, которые проникают сквозь слой  $n$ -типа и достигают лежащей под ним подложки из материала  $p$ -типа, оставляя покрытые окислом небольшие замкнутые области (островки) из материала  $n$ -типа, полностью окруженные материалом  $p$ -типа. В дальнейшем над теми участками подложки, в которые проводилась диффузия, вновь наращивается слой двуокиси кремния. Получаемая при этом структура показана на рис. 23.

Каждый островок образует участок, в который проводится диффузия при последующих операциях, и каждый из них отделен от соседних островков  $p-n-p$ -структурой, т. е. двумя диодами, соединенными между собой одноименными электродами. Ток утечки такой пары диодов обычно менее 2 мка, так что между островками имеется вполне достаточный изоляционный слой. Материал эпитаксиально выращенных островков имеет удельное сопротивление,

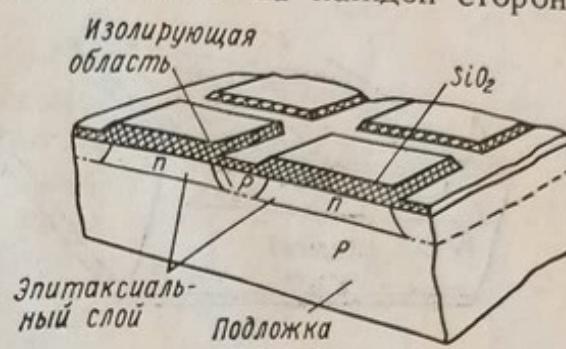


Рис. 23. Электрическая изоляция областей  $p$ -типа, полученная методом разделительной диффузии примесей  $p$ -типа.

подходящее для коллекторов транзисторов, анодов диодов и для одной из обкладок конденсаторов емкостного перехода.

В результате второго процесса травления и диффузии с использованием масок формируются базы транзисторов, необходимые резисторы и вторые обкладки конденсаторов. При второй диффузии также вводят акцепторную примесь, однако на меньшую глубину, так, что она не достигает подложки. Таким образом, необходимые переходы образуются непосредственно в эпитаксиальной пленке. Участки, в которые была проведена вторая диффузия, снова покры-

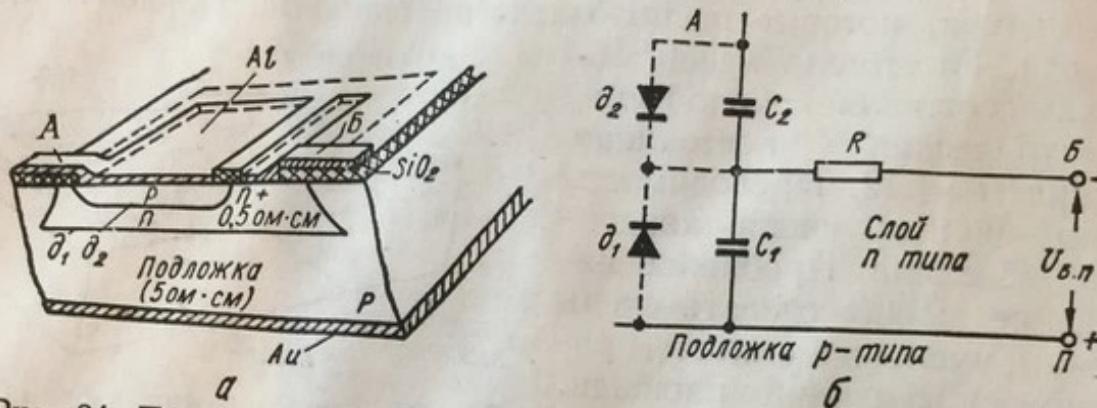


Рис. 24. Поперечное сечение типичного диффузионного конденсатора монолитной интегральной схемы (а) и его эквивалентная схема (б).

вают слоем окисла. На этом формирование емкостного перехода заканчивается. Заключительной стадией формирования конденсатора является создание невыпрямляющих контактов для двух обкладок полученного конденсатора. Невыпрямляющие контакты с узкой областью  $p$ -типа, полученной путем диффузии, и с эпитаксиальным слоем  $n$ -типа создаются посредством металлизации алюминием.

Типичный  $p-n$ -переход, служащий конденсатором в монолитной интегральной схеме, просматривается в виде светлого прямоугольника на микрофотографии, приведенной на рис. 6.

На рис. 24, а изображено поперечное сечение типичного диффузионного конденсатора, из которого видно, что с любым конденсатором, сформированным в монолитной интегральной схеме путем диффузии, связаны два  $p-n$ -перехода: переход  $\delta_2$ , образующий полезную емкость  $C_2$ , и переход  $\delta_1$ , создающий паразитную емкость  $C_1$ . На рис. 24, б изображена эквивалентная схема этого конденсатора с паразитными элементами. Два диода соответствуют «идеализированным» диодам двух переходов. Из схемы видно, что с любым емкостным переходом неразрывно связано паразитное последовательное сопротивление  $R$ , обусловленное объемным сопротивлением материала  $n$ -слоя. Поскольку паразитная емкость  $C_1$  создается между каждым элементом монолитной схемы и подложкой, то меж-

ду любыми двумя элементами схемы существует паразитная емкостная связь, обусловленная последовательно соединенными емкостями  $C_1$  перехода  $\partial_1$ . Для получения максимального коэффициента передачи сигнала от точки  $A$  к точке  $B$  необходимо создавать возможно большее отношение  $C_2/C_1$ .

Фактическая величина емкости полупроводникового перехода является функцией площади перехода, концентрации примесей в материале с наибольшим удельным сопротивлением, входящим в состав перехода (в данном случае это материал эпитаксиального слоя с проводимостью  $n$ -типа) и напряжения на переходе. Следовательно, имеется возможность изменять отношение  $C_2/C_1$ , изменяя напряжение смещения  $U_{Б.п}$ , приложенное между точкой  $B$  и подложкой. На рис. 25 показаны графики изменения отношения емкостей в функции напряжения смещения при двух значениях напряжения на конденсаторе  $C_2$ . Максимальный коэффициент передачи, который можно получить в рассматриваемой структуре, равен 7 : 1.

Необходимо отметить, что на подложку должен быть подан максимальный по величине отрицательный потенциал не только для того, чтобы уменьшить  $C_1$  до минимума, но и для того, чтобы предотвратить переход диода  $\partial_1$  в состояние проводимости в том случае, если на этом диоде скажется прямое смещение, и устранить связанные с этим трудности.

Значения емкостей  $p-n$ -переходов. [12]

$$C_{\text{пер}} = \left( \frac{q\epsilon\epsilon_0 N}{2U_{\text{пер}}} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (2.27)$$

где  $N$  — результирующая концентрация легирующей примеси на слабо легированной стороне образца;  $U_{\text{пер}}$  — полное напряжение перехода;  $q$  — заряд электрона;  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-14} \text{ ф/см}$  — диэлектрическая проницаемость свободного пространства;  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость кремния (диэлектрическая постоянная).

В схемах гибридного типа, как отмечалось ранее, компоненты на керамической подложке могут быть отделены друг от друга пространственно. При использовании в гибридных схемах емкостных

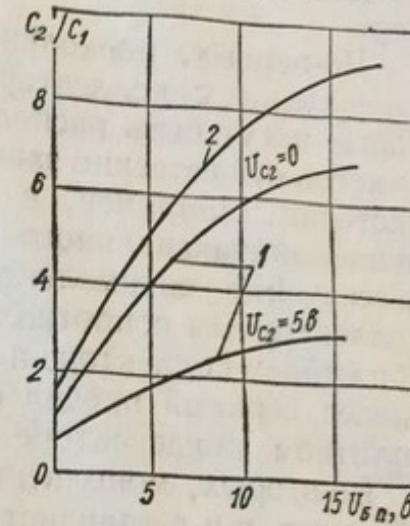


Рис. 25. Зависимость отношения  $C_2/C_1$  от напряжения смещения  $U_{Б.п}$  для диффузионного (1) конденсатора и пленочного (2) конденсатора с диэлектриком их двуокиси кремния монолитной интегральной схемы.

переходов не требуется дополнительной операции разделительной диффузии, необходимой для монолитных конструкций. Поэтому емкостные переходы в гибридных схемах практически не имеют паразитных элементов, появляющихся в результате диффузии в материале подложки.

При использовании в монолитных схемах переходов в качестве конденсаторов необходимо принимать во внимание следующие факторы.

Во-первых, поскольку конденсатор обычно изготавливают одновременно с коллекторными переходами всех транзисторов, которые могут быть расположены на той же подложке, его удельная емкость существенно зависит от требований, предъявляемых к транзисторам. Например, в интегральных схемах удельное сопротивление эпитаксиального слоя оптимизируют, исходя из условий обеспечения оптимального соотношения между последовательным коллекторным сопротивлением, с одной стороны, и пробивным напряжением коллектора и паразитной емкостью, с другой. Это устанавливает верхний предел емкости, которую можно обеспечить в монолитном конденсаторе заданных размеров.

Во-вторых, монолитный конденсатор и подложка в комбинации образуют *p-n-p*-транзистор. Следовательно, на переходе конденсатора необходимо создавать постоянное обратное смещение, чтобы этот транзистор был закрыт.

В-третьих, общая емкость зависит от напряжения, приложенного к переходу. Если в процессе эксплуатации напряжение на конденсаторе будет изменяться, то может появиться нежелательная модуляция емкости.

В-четвертых, последовательное сопротивление контакта у диффузионного конденсатора примерно такое же, как и у коллектора транзистора, т. е. около 10—50 ом. Ввиду этого добротность диффузионного конденсатора сравнительно невелика.

Все высказанные предположения верны при условии, что для формирования емкостных переходов используется та операция диффузии, в процессе которой образуются и переходы коллектор-база транзисторов. При изготовлении интегральной схемы создают по меньшей мере еще два перехода. Поэтому разработчик может использовать для формирования диффузионных конденсаторов процессы изготовления переходов эмиттер — база и коллектор — подложка. При первом из указанных процессов можно создавать низковольтные конденсаторы, второй редко используется для создания элементов схемы.

В табл. 7 приведены типичные значения емкости на единицу площади [12] у конденсаторов, изготавляемых на стадиях формирования различных переходов, в зависимости от концентрации при-

месей и величины напряжения смещения, типичных для работы транзисторов в интегральных схемах.

Конденсаторы для гибридных схем имеют более широкий диапазон номиналов, так как они изготавливаются отдельно от других

Таблица 7

Полупроводниковый переход	Напряжение смещения, в	Емкость, пф/мм <sup>2</sup>	Примечание
Коллектор — подложка	0	256	Удельное сопротивление подложки 5 ом·см
	-5	80	
	-10	55	
Коллектор — база	0	320	Удельное сопротивление коллектора 0,5 ом·см
	-5	144	
	-10	96	
Эмиттер — база	0	1400	Сопротивление диффузионной области базы до диффузии в область эмиттера 200 ом/квадрат
	-5	1000	
	-10	640	

элементов схемы. Поэтому в качестве исходных для них могут быть взяты материалы, у которых концентрации примесей и градиенты концентраций лежат в относительно широких пределах. В табл. 8 приведены полезные для практики характеристики конденсаторов,

Таблица 8

Параметры	В гибридных схемах	В монолитных схемах
Максимальная емкость на единице площади, пф/мм <sup>2</sup>	1600	320 (переход коллектор — база)
Максимальная площадь, мкм <sup>2</sup>	$6,2 \cdot 10^6$	$1,3 \cdot 10^6$
Пробивное напряжение, в	5—50	5 или 20
Максимальная емкость, пф	$10^4$	400
Добротность	10—50	1—10
Зависимость емкости от напряжения	$C \approx kU^{-\frac{1}{2}}$	$C = kU^{-\frac{1}{2}}$
Допуск на номинальную емкость	$\pm 10\%$	$\pm 20\%$

которые можно реализовать в компонентах для монолитных и гибридных схем [12].

Максимальное пробивное напряжение  $U_{\text{проб}}$  монолитного конденсатора определяется концентрацией примесей на стороне перехода

с меньшей концентрацией. Эту величину можно определить по табл. 9, в которой дана зависимость напряжения пробоя кремниевых ступенчатых переходов ( $n^+$ - $p$ - или  $p^+$ - $n$ -типов) от действующей концентрации на слабо легированной стороне перехода с высоким значением  $p$ .

Таблица 9

$N, \text{ см}^{-3}$	$10^{16}$	$10^{17}$	$10^{18}$	$10^{19}$
$U_{\text{проб}}$ , в	55	12	6	4

**Тонкопленочные конденсаторы для монолитных интегральных схем.** Отличие тонкопленочных конденсаторов монолитных схем от тонкопленочных конденсаторов на керамической подложке состоит в том, что в монолитных схемах роль одной из обкладок тонкопленочного конденсатора выполняет кремниевая подложка из материала с низким удельным сопротивлением, в которой методом диффузии формируются остальные компоненты интегральной схемы (транзисторы, резисторы).

Наиболее широкое применение нашли тонкопленочные конденсаторы из двуокиси кремния. В таком конденсаторе тонкий слой

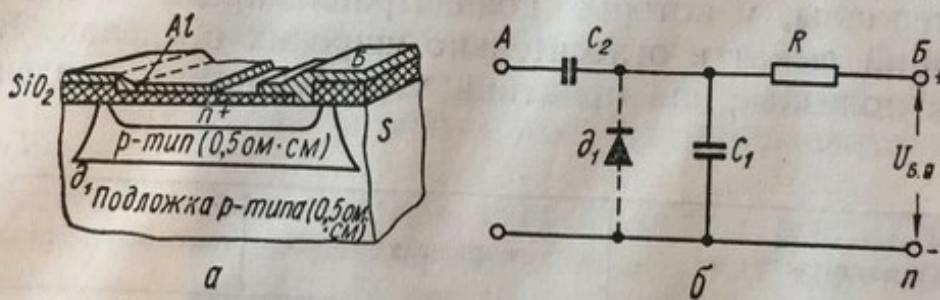


Рис. 26. Поперечное сечение пленочного конденсатора с диэлектриком из двуокиси кремния для монолитных интегральных схем (а) и его эквивалентная схема (б);  $C_2 = 400 \text{ пФ/мм}^2$ ,  $R = 5-10 \text{ ом}$ .

двуокиси кремния (толщиной 500 Å), выращенный на кремниевой подложке, служит диэлектриком, а верхняя обкладка конденсатора образуется путем нанесения тонкой алюминиевой пленки. На рис. 26, а показано поперечное сечение тонкопленочного конденсатора для монолитных интегральных схем. Структура конденсатора представляет собой слой диэлектрика из двуокиси кремния, заключенный между двумя проводниками: слоем кремния  $n^*$ -типа и слоем алюминия, нанесенным на верхнюю поверхность.

В данном случае, как и при использовании в качестве конденсатора перехода, для изоляции от подложки применен  $p-n$ -переход.

На рис. 26, б приведена эквивалентная схема такого конденсатора, которая состоит из полезной емкости  $C_2$ , небольшого последовательного сопротивления  $R$ , диода  $d_1$  и его емкости (паразитной)  $C_1$  относительно подложки.

Элементы  $R$ ,  $d_1$  и  $C_1$  являются паразитными. На рис. 25 приведена зависимость отношения  $\gamma$  полезной емкости к паразитной от напряжения, приложенного к переходу  $U_{\text{в.п.}}$ .

Пленочный конденсатор имеет ряд преимуществ перед емкостным переходом. Во-первых, для него не имеет значения знак потенциала на любой обкладке, что дает большую свободу при проектировании схемы. Во-вторых, его емкость постоянна: изменение напряжения не приводит к модуляции емкости. В-третьих, выше добротность, поскольку паразитное сопротивление  $R$  меньше, чем в переходе, что также облегчает применение таких конденсаторов в схеме.

Типичные значения емкости лежат в пределах от 400 до 480  $\text{пФ}/\text{мм}^2$  при толщине слоя окисла от 800 до 1000 Å.

В монолитных схемах находят применение тонкопленочные конденсаторы и с другими диэлектриками: из окиси тантала, окиси алюминия и моноокиси кремния. В табл. 5 приведены некоторые характеристики тонкопленочных конденсаторов.

**Диффузионные резисторы.** Резисторы для интегральных схем отличаются от своих дискретных аналогов больше, чем какие-либо другие компоненты. В монолитной интегральной схеме резисторы можно реализовать посредством полупроводниковой технологии или с помощью совместной тонкопленочной техники.

Основным методом получения диффузионного резистора является использование объемного сопротивления участка кремния, имеющего точно определенные размеры и форму. Например, если резистор имеет форму стержня, то его сопротивление между торцами

$$R = \frac{\rho l}{S}, \quad (2.28)$$

где  $\rho$  — удельное объемное сопротивление кремния;  $l$  и  $S$  — длина и площадь поперечного сечения стержня.

Наиболее широко распространен метод получения резисторов путем локальной диффузии через маску, ограничивающую тонкую область, которая далее используется в качестве резистора. Причем, эта диффузия проводится одновременно с диффузией, в процессе которой создаются базовые или эмиттерные области соответствующих транзисторов. При диффузии в область эмиттера можно получить для резисторов области с малым удельным сопротивлением, при диффузии в область базы создаются участки со средним удельным сопротивлением.

Для создания резисторов с оптимальными характеристиками чаще используют диффузию в область базы. В этом случае

достигается разумный компромисс между высоким удельным сопротивлением, необходимым для уменьшения занимаемой резисторами площади, и низким удельным сопротивлением, необходимым для реализации резисторов с малым температурным коэффициентом сопротивления. Сопротивление диффузионного резистора, изготовленного этим способом,

$$R = \frac{\bar{\rho}l}{W_{\text{диф}}w}, \quad (2.29)$$

где  $\bar{\rho}$  — среднее удельное сопротивление диффузионной области;  $l$  — длина участка поверхности, в которой проводилась диффузия;  $w$  — ширина этого участка поверхности;  $W_{\text{диф}}$  — глубина диффузии.

Расчет и конструирование диффузионных резисторов облегчается при использовании понятия о сопротивлении слоя на квадрат, которое определяется выражением

$$R_{\text{сл}} = \frac{\bar{\rho}}{W_{\text{диф}}}. \quad (2.30)$$

Подставляя это выражение в формулу (2.29), получаем

$$R = R_{\text{сл}} \frac{l}{w}. \quad (2.31)$$

Поскольку величина сопротивления слоя  $R_{\text{сл}}$  определяется требованиями к материалу базы или эмиттера, проектирование резистора с заданным номиналом сопротивления сводится к выбору отношения длины резистора к его ширине, т. е.  $\frac{l}{w}$ .

Пример 1. Определить отношение длины к ширине резистора с номинальным сопротивлением 4000 ом, изготовленного в процессе диффузии в область базы, при которой получается удельное сопротивление слоя  $R_{\text{сл}} = 200 \text{ ом/квадрат}$ .

$$\text{Отсюда } \frac{l}{w} = \frac{R}{R_{\text{сл}}} = \frac{4000 \text{ ом}}{200 \text{ ом/квадрат}} = 20.$$

В данном случае резистор можно изготовить при помощи прямоугольной маски шириной 0,025 мм и длиной 0,5 мм или с какими-либо другими размерами, но при данном отношении.

Типичные конфигурации диффузионных резисторов хорошо видны на рис. 6 (более светлые зигзагообразные полоски). Для формирования невыпрямляющих контактов концы стержней, образующих сопротивления, несколько расширены (белые квадратики). Расчетной длиной диффузионного сопротивления является расстояние между расширенными контактами.

На рис. 27 показан разрез типичного диффузионного резистора для монолитных схем и его эквивалентная схема, из которой видно,

что при диффузионном методе изготовления монолитного резистора появляются паразитные элементы: распределенные емкости и расположенный транзистор. Слой  $n$ -типа образует базу  $p-n-p$ -транзистора с  $\beta \approx 0,5 \div 5$ . Низкие значения  $\beta$  обусловлены большой толщиной базы, образованной в эпитаксиальном слое  $n$ -типа, который расположен между подложкой из материала  $p$ -типа и той диффузионной областью  $p$ -типа, в которой сформирован резистор. Поскольку на подложку подается, как правило, самый низкий потенциал схемы, этот транзистор открыт в том случае, когда  $p-n$ -переход между резистором и эпитаксиальным слоем  $n$ -типа окажется

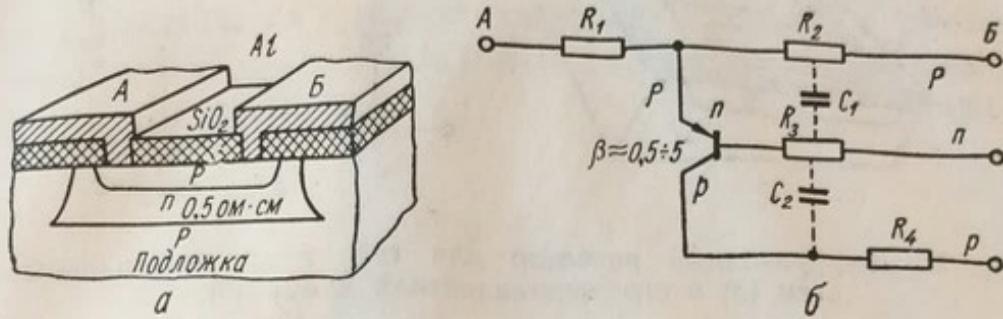


Рис. 27. Разрез типичного диффузионного резистора для монолитных схем (а) и его эквивалентная схема (б);  $R_1 = 1 \text{ ом}$ ,  $R_2 = 4 \text{ ком}$ ,  $R_3 \approx 75 \text{ ом}$ ,  $C_1 \approx 14 \text{ пФ}$ ,  $C_2 \approx 4 \text{ пФ}$ .

смещением в прямом направлении в результате протекания токов утечки или по какой-либо другой причине. Тогда любой ток утечки между подложкой и слоем  $n$ -типа увеличивается примерно в  $\beta$  раз и цепь утечки действует как шунт между резистором и подложкой.

Учитывая вышесказанное, схему необходимо проектировать таким образом, чтобы слой  $n$ -типа находился под самым высоким положительным потенциалом. В этом случае указанные токи утечки практически будут устранены обратным смещением, действующем на переходе между резистором и  $n$ -слоем.

Одним из недостатков диффузионных резисторов является частотная зависимость коэффициента передачи из-за влияния паразитных емкостей. Например, для типичного диффузионного резистора с сопротивлением 4 ком коэффициент передачи уменьшается на частоте 10 Мгц примерно в  $\sqrt{2}$  раз, а на частоте 100 Мгц — в 10 раз.

На рис. 28 изображены диффузионный резистор для гибридных интегральных схем в виде дискретного элемента (а) и его эквивалентная схема (б). Подложка из материала  $n$ -типа с удельным сопротивлением 0,5—5 ом · см обеспечивает механическую прочность компонента и служит основанием при монтаже резистора в гибридной схеме. Номинальное сопротивление резистора определяется слоем с проводимостью  $p$ -типа глубиной около 3 мкм.

При выполнении одного из контактов на подложке появляются паразитные элементы: диод и распределенная емкость  $p$ - $n$ -перехода. Обратное пробивное напряжение диода равно 50 в, а ток утечки перехода обычно меньше 10 на. Величина распределенной емкости зависит от удельного сопротивления материала подложки и обычно лежит в пределах 80—320 пФ/мм<sup>2</sup>.

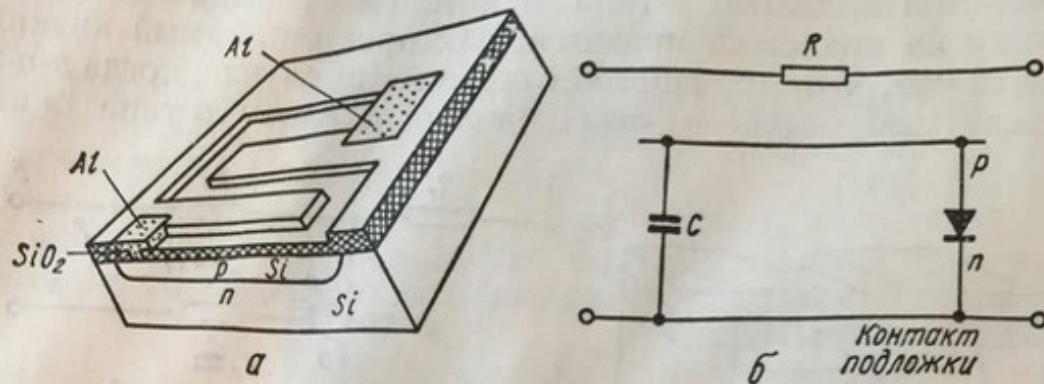


Рис. 28. Диффузионный резистор для гибридных интегральных схем (а) и его эквивалентная схема (б).

В табл. 10 приведены основные характеристики диффузионных резисторов, выполненных как в составе монолитной схемы, так и в виде дискретного элемента.

Максимально допустимое напряжение на диффузионных резисторах не должно превышать величины обратного пробивного напряжения  $p$ - $n$ -перехода подложки, равной приблизительно 20 в

Таблица 10

Параметры	Микросхема	
	гибридная	монолитная
Диапазон удельных сопротивлений диффузионного слоя, ом/квадрат	2,5—300	2,5 или 100—300
Температурный коэффициент сопротивлений, 1/°C	(5÷20) 10 <sup>-4</sup>	(5÷20) 10 <sup>-4</sup>
Максимальная рассеиваемая мощность, вт	0,25 ±5	0,1 ±5
Допуск на номинал, %		

и зависящей только от концентрации примесей в материале подложки.

**Тонкопленочные резисторы для монолитных схем.** Тонкопленочные резисторы для монолитных схем изготавливаются аналогично со- противлениям тонкопленочных схем. Отличие состоит в том, что в

монолитных схемах металлическая пленка осаждается не непосредственно на кремниевую подложку, а на слой двуокиси кремния, покрывающий кремниевую пластину, в которой методом диффузии реализована интегральная схема. Параметры тонкопленочных сопротивлений для монолитных схем такие же, как и для пленочных (см. табл. 3).

В тонкопленочных резисторах паразитные компоненты выражены весьма слабо. В первом приближении тонкопленочные компоненты можно считать компонентами с сосредоточенными параметрами. Поэтому передаточные характеристики тонкопленочных резисторов на высоких частотах значительно лучше, чем у диффузионных резисторов. Частота, на которой коэффициент передачи тонкопленочного резистора уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз, на порядок выше частоты для диффузионного резистора.

### 1. Физическая модель дискретного транзистора

В гибридных интегральных микросхемах (ГИС) транзисторы представляют собой самостоятельные конструктивные элементы (дискретные транзисторы). В полупроводниковой монолитной интегральной микросхеме (МИС) транзисторы являются частью общего кристалла и поэтому более тесно связаны электрически с остальными элементами. Это определяет неразрывность анализа транзистора и пассивных элементов схемы с учетом паразитных эффектов, которые могут значительно влиять на характеристики как отдельных элементов, так и интегральной микросхемы в целом.

Однако в конкретных усилительных микросхемах, когда известны напряжения на  $p-n$ -переходах, можно выделить часть кристалла, представляющую собой транзисторную структуру и рассматривать ее как отдельный транзистор. Для расчета усилителей необходимо знать параметры эквивалентной схемы транзистора. Рассмотрим эквивалентную схему дискретного транзистора.

На рис. 29 приведено упрощенное схематическое изображение одномерной модели биполярного транзистора, отображающей основные физические процессы в нем. Штрих-пунктиром выделена часть схемы, которая соответствует теоретической (идеальной) модели транзистора. Эта модель отражает результат решения дифференциальных уравнений для процесса дрейфа-диффузии неосновных носителей в базе транзистора. Она включает в себя проводимость  $Y_i$  и генератор тока  $I_k^i$ .

Индекс  $i$  означает, что рассматриваемые величины относятся к теоретической (идеальной) модели транзистора.

Для определенности условимся рассматривать транзистор  $p-n-p$ -типа.

Наличие тока в цепи коллектора транзистора, зависящего от тока эмиттера, отображается эквивалентным генератором тока  $I_k = \alpha^i I_e^i$ .

Соотношение между  $I_k^i$  и  $I_e^i$  устанавливают коэффициентом пропорциональности  $\alpha^i$ , который называется коэффициентом передачи

тока эмиттера к коллектору или просто коэффициентом передачи тока эмиттера.

Зарядная емкость эмиттерного перехода  $C_{\text{э.зар}}$  обусловлена наличием разноименных зарядов по обеим сторонам эмиттерного перехода. Значение  $C_{\text{э.зар}}$  для высокочастотных транзисторов находится в пределах единиц — десятков пикофарад.

Сопротивление базы  $r_b$  отображает объемное сопротивление полупроводника между базовым выводом и активной зоной транзисто-

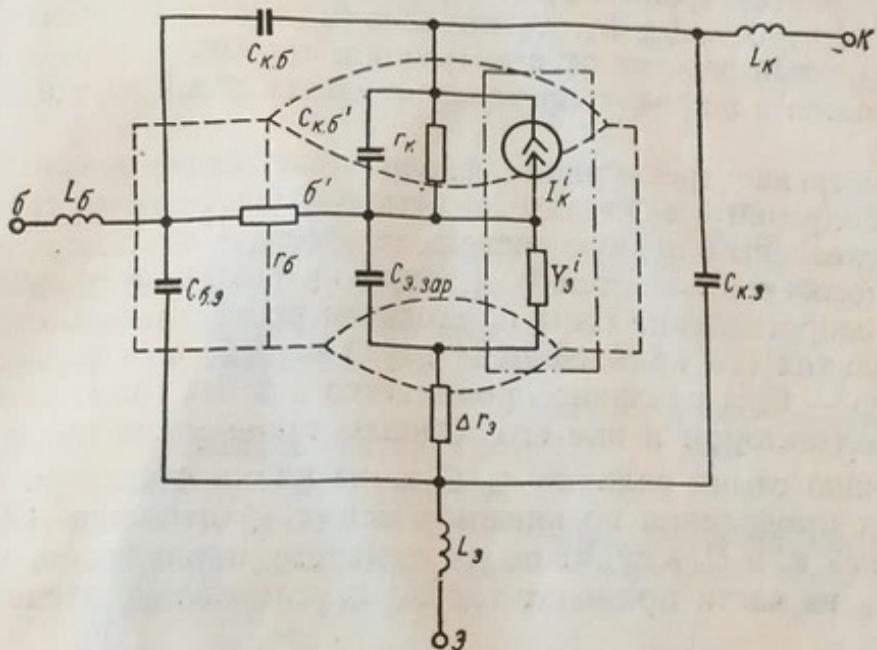


Рис. 29. Схематическое изображение транзистора.

ра, т. е. зоной между коллектором и эмиттером, в которой протекает процесс переноса носителей (диффузионный, дрейфовый или тот и другой одновременно). Величина  $r_b$  для маломощных транзисторов составляет десятки ом.

Дополнительное сопротивление эмиттера  $\Delta r_e$  отображает сопротивление полупроводника, из которого изготовлен эмиттер, а также сопротивление контакта между телом эмиттера и выводами. Значение  $\Delta r_e$  — в пределах десятых долей — единиц ома.

Сопротивление коллектора перехода  $r_k$  обусловлено токами утечки по поверхности кристалла полупроводника и обратными токами коллекторного перехода, а также отображает процесс перехода неосновных носителей через коллекторный переход. Значение  $r_k$  обычно составляет для маломощных транзисторов сотни килоом и на высоких частотах, где сказывается шунтирующее действие ёмкости коллекторного перехода  $C_{k.b}$ , не учитывается.

Емкость коллекторного перехода включает в себя зарядную емкость коллекторного перехода (аналогичную  $C_{\text{з.зар}}$ ) и отображает конечное время пролета неосновных носителей через него (инерционность коллекторного перехода), а также эффект модуляции ширины базы. Для высокочастотных транзисторов значение  $C_{\text{k.б}}$  — десятые доли — единицы пикофарад.

Конструктивные емкости  $C_{\text{k.б}}$ ,  $C_{\text{б.в}}$ ,  $C_{\text{к.в}}$  транзистора между его электродами и выводами этих электродов, а также между электродами и корпусом транзистора того же порядка, что и конструктивные индуктивности  $L_b$ ,  $L_k$ ,  $L_s$  выводов транзистора. Значения этих индуктивностей зависят от конструкции транзистора, его монтажа и колеблются в широких пределах от сотых долей до единиц наногенри.

Рассмотрение трехмерной модели транзистора вносит определенные поправки в величины элементов эквивалентной схемы [37]. Они обусловлены в первую очередь асимметрией конструкции транзистора (особенно планарной), а также краевыми эффектами.

Так, сопротивление базы приходится рассматривать состоящим из нескольких (по крайней мере двух) частей, поскольку емкость коллектор — база различно проявляется в зонах базы, находящихся под коллектором и вне его. Однако такие уточнения приводят к изменению самих величин  $r_b$ ,  $C_{\text{k.б}}$ , не влияя существенно на характер их проявления во внешних цепях транзистора. Поскольку о величинах  $r_b$  и  $C_{\text{k.б}}$  судят по их внешнему проявлению, то разделение  $C_{\text{k.б}}$  на части приводит только к усложнению эквивалентной схемы.

Ряд перечисленных элементов ( $C_{\text{з.зар}}$ ,  $\Delta r_s$ ,  $C_{\text{k.б}}$ ,  $L_b$  и т. д.) по своей физической сущности аналогичны элементам электрических цепей (емкостям, активным сопротивлениям). Другие элементы отражают более сложные физические процессы и являются их моделью, более или менее удачной для данных условий — диапазона рабочих частот и режима работы. Рассмотрим элементы теоретической модели транзистора.

## 2. Теоретическая модель транзистора

Эквивалентная схема теоретической модели транзистора изображена на рис. 30, а.

Такая модель отражает два процесса: процесс инжекции неосновных носителей в базу и процесс переноса этих носителей через базу к коллектору.

Процесс инжекции отражает проводимость  $Y_s'$ , которая определяет зависимость изменения градиента концентрации неосновных

носителей (дырок) в базе у эмиттерного перехода от изменения их концентрации. Иными словами проводимость  $Y_s^i$ , является коэффициентом пропорциональности между полным током неосновных носителей, протекающим через эмиттерный переход,

$$I_{p3} = \frac{\partial p_n(t)}{\partial x}, \quad (3.1)$$

и напряжением на нем  $U_s(t)$ , связанным с концентрацией дырок соотношением

$$p_n(t) = p_{n0} \left( e^{\frac{qU_s(t)}{kT}} - 1 \right), \quad (3.2)$$

где  $p_n(t)$  — концентрация неосновных носителей в базе у эмиттерного перехода;  $p_{n0}$  — равновесная концентрация носителей;  $x$  — текущая координата, которая при нулевом значении соответствует границе базы — эмиттер.

Аргумент  $\Phi_s^i$  проводимости  $Y_s^i$  характеризует фазовый сдвиг усиливаемого сигнала, обусловленный инерционностью процесса инжекции неосновных носителей эмиттерным переходом.

Процесс переноса неосновных носителей через базу характеризуется коэффициентом переноса  $\alpha_n^i$ , величина модуля которого зависит от степени рекомбинации неосновных носителей в базе. Аргумент  $\Phi_n^i$  коэффициента переноса характеризует фазовый сдвиг усиливаемого сигнала, возникающий в результате конечной скорости дрейфа и диффузии дырок от эмиттера к коллектору.

Значение аргумента  $\Phi_\alpha^i$  коэффициента передачи тока  $\alpha^i$  в идеальной модели транзистора определяет общий фазовый сдвиг и равен сумме фазовых сдвигов  $\Phi_s^i$  и  $\Phi_n^i$ , т. е.

$$\Phi_\alpha^i = \Phi_s^i + \Phi_n^i. \quad (3.3)$$

Соотношение между  $\Phi_s$  и  $\Phi_n$ , а также их зависимость от частоты, определяют характер элементов эквивалентной схемы идеальной модели транзистора.

Рассмотрим более подробно процессы инжекции и переноса неосновных носителей на примере изолированного  $p-n$ -перехода, т. е. без учета влияния коллекторного перехода.

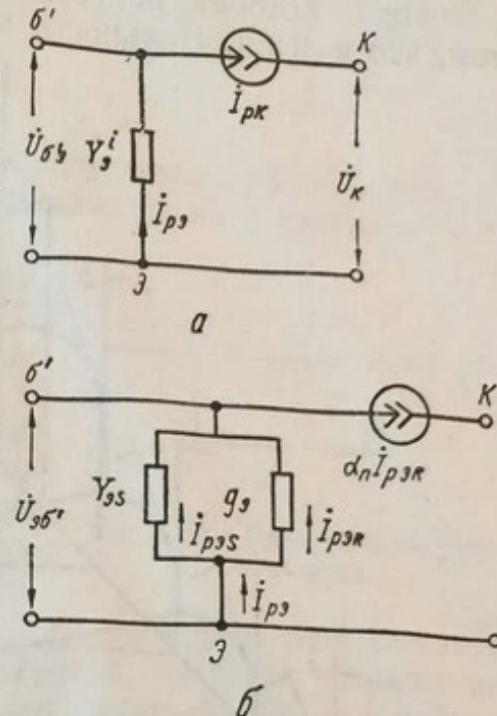


Рис. 30. Эквивалентная схема теоретической модели транзистора.

На рис. 31 кривая 1 отображает распределение концентрации дырок в базе в стационарном режиме. Координата  $x = 0$  соответствует эмиттерному переходу,  $x = W_0$  — границе коллекторного перехода, которая нанесена условно. Условность заключается в том, что в действительности концентрации носителей в базе у кол.

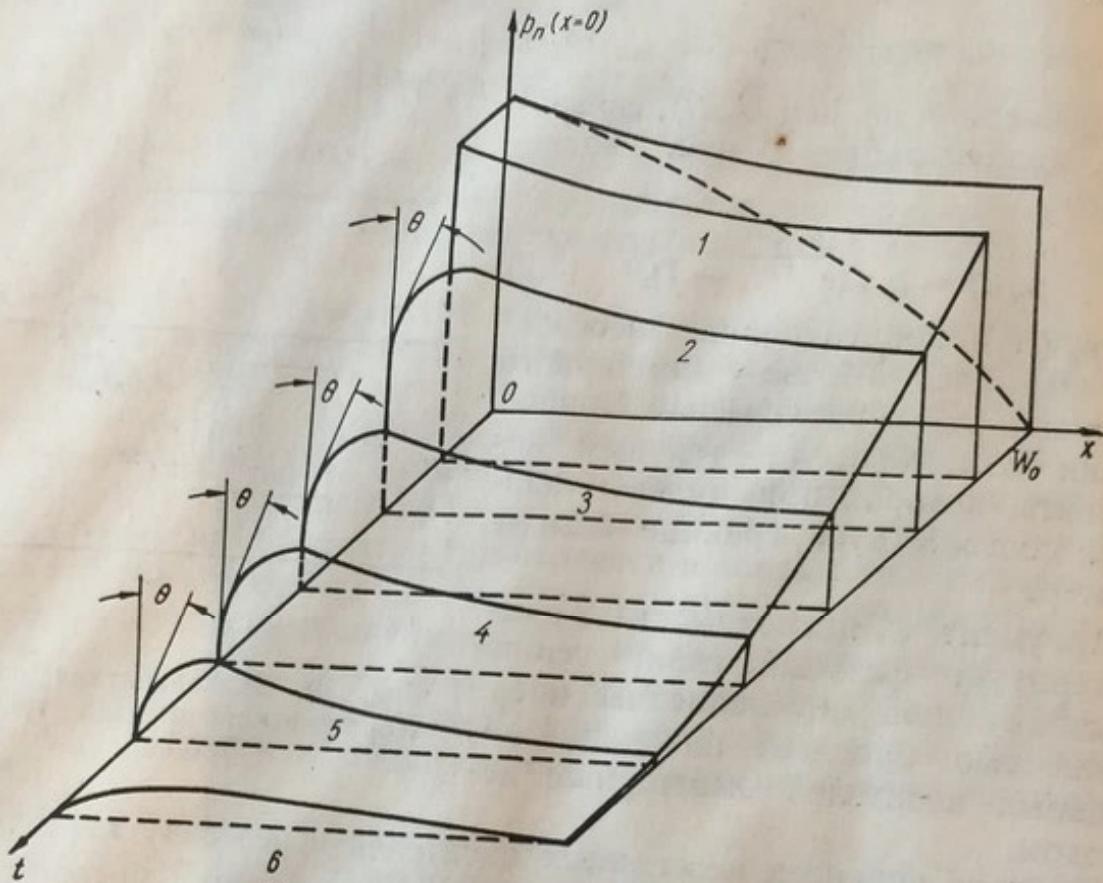


Рис. 31. Распределение неосновных носителей в базе транзистора:  
1 — распределение концентрации дырок в базе; 2, 3, 4, 5 — распределение носителей в различные моменты времени  $t_1 < t < t_6$ ; 6 — распределение носителей в момент времени  $t_6$ , когда их концентрация стремится к равновесному значению.

лекторного перехода спадает до нуля (пунктирная кривая на рис. 31), так как все дырки, достигшие коллекторного перехода при работе транзистора в активном режиме уходят через него. Однако последнее обстоятельство в реальном транзисторе не сказывается на процессе инжекции, что делает возможным рассмотрение этого процесса на примере изолированного  $p-n$ -перехода.

В стационарном режиме ток через коллекторный переход определяется количеством дырок, пересекающих единицу площади коллекторного перехода в единицу времени. Число носителей, достигших коллекторного перехода  $N(x = W_0)_{\text{стаци}}$ , равно числу носителей у эмиттерного перехода  $N(x = 0)_{\text{стаци}}$  за вычетом рекомбинировав-

ших в базе. Таким образом, процесс переноса неосновных носителей характеризуется отношением числа носителей, достигших коллекторного перехода, к числу носителей, инжектированных эмиттером.

В стационарном режиме величина  $N(x = 0)$  определяется полным током эмиттера, поэтому коэффициент переноса

$$\alpha_{\text{п.стаци}} = \frac{N(x = W_0)_{\text{стаци}}}{N(x = 0)_{\text{стаци}}} = \frac{I_{pk_0}}{I_{p_{\text{з}}_0}}. \quad (3.4)$$

Рассмотрим нестационарный режим. Для этого проанализируем процессы у эмиттерного перехода при подаче на него запирающего скачка тока (рис. 32).

Распределение неосновных носителей до момента  $t = t_1$  показано на рис. 31 кривой 1. После воздействия запирающего скачка в момент времени  $t = t_1$  на границе эмиттер — база возникает градиент концентрации дырок, поскольку концентрация дырок в эмиттере уменьшается, а в базе она равна первоначальной. Так как ток через эмиттерный переход при  $t > t_1$  постоянен до полного рассасывания дырок в базе, градиент концентрации дырок, согласно выражению (3.1), постоянен (на рис. 31 угол  $\Theta$  — постоянный). В дальнейшем концентрация дырок в базе уменьшается до своего равновесного значения (кривая 6 на рис. 31). Дырки, распространившиеся за счет дрейфового поля в базе или за счет диффузии, после частичной рекомбинации достигают коллекторного перехода и создают ток через него. Аналогичные явления наблюдаются и при воздействии синусоидального напряжения.

Из вышесказанного следует, что концентрация носителей в базе у эмиттерного перехода пропорциональна напряжению на нем. В свою очередь напряжение на эмиттерном переходе находится в фазе с активной составляющей тока эмиттера. Поэтому в создании коллекторного тока  $I_{pk}$  участвует только активная составляющая тока эмиттера  $I_{p_{\text{з}}R}$ . При этом

$$\alpha_{\text{п}}^t = \frac{I_{pk}}{I_{p_{\text{з}}R}}. \quad (3.5)$$

Полный дырочный ток эмиттера определяется изменением градиента концентрации неосновных носителей в базе у эмиттера, причем это изменение происходит не в фазе с изменением концентрации. Поэтому полный дырочный ток эмиттера  $I_{p_{\text{з}}}$  имеет две составляющие (активную  $I_{p_{\text{з}}R}$  и реактивную  $I_{p_{\text{з}}S}$ ), а проводимость эмиттерного перехода может быть представлена двумя проводимостями

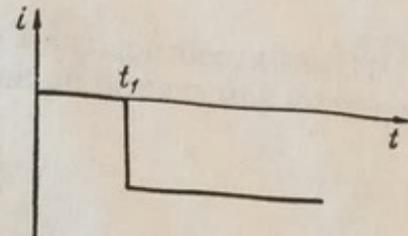


Рис. 32. Запирающий скачок тока.

$Y_{sR} = g_s$  и  $Y_{sS}$ . В этом случае теоретическая модель транзистора приобретает вид, изображенный на рис. 30, б.

Рассмотрим соотношения для  $Y_{sR}$  и  $Y_{sS}$  в транзисторах различных типов.

Теоретическая модель бездрейфового транзистора. Для четырехполюсника рис. 30, а в системе полных проводимостей ( $Y$ -параметров) имеют место следующие соотношения:

$$\begin{aligned} I_{p_3} &= U_{s'3} Y_{11}^t + U_k Y_{12}^t; \\ I_{pk} &= U_{s'3} Y_{21}^t + U_k Y_{22}^t. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Из этих соотношений коэффициент передачи тока эмиттера при коротком замыкании на выходе

$$\alpha^t = \frac{I_{pk}}{I_{p_3}} = \frac{Y_{21}^t}{Y_{11}^t}. \quad (3.7)$$

Поскольку

$$U_{s'3} = \frac{I_{p_3 R}}{g_s} = \frac{I_{p_3}}{Y_{11}^t} = \frac{I_{pk}}{Y_{21}^t}, \quad (3.8)$$

то коэффициент переноса тока

$$\alpha_n = \alpha^t \frac{Y_{11}^t}{g_s}. \quad (3.9)$$

В эти выражения входят величины, частотные зависимости которых хорошо изучены.

Частотная зависимость коэффициента передачи тока эмиттера

$$\alpha^t = \frac{\alpha_0}{chC_pW_0}, \quad (3.10)$$

где  $C_p = \frac{\sqrt{1 - j\omega\tau_p}}{L_p}$ ;

$\tau_p$  — время жизни неосновных носителей;  $L_p$  — длина свободного пробега неосновных носителей;  $\alpha_0$  — коэффициент передачи тока эмиттера на низкой частоте.

Используя представление гиперболического косинуса через бесконечное произведение, получим

$$\alpha^t = \frac{\alpha_0}{\prod_{k=0}^{\infty} \left[ 1 + \frac{4(1+j\omega\tau_p)}{(2k+1)^2\pi^2} \left( \frac{W_0}{L_p} \right)^2 \right]}. \quad (3.11)$$

Так как в транзисторе всегда выполняется неравенство  $\left(\frac{W_0}{L_p}\right)^2 \ll 1$ , выражение (3.11) можно преобразовать к виду

$$\alpha^i = \alpha_0 \frac{\exp \left[ -j \sum_{k=0}^{\infty} \operatorname{arctg} \frac{4\omega\tau_p}{(2k+1)^2\pi^2} \left( \frac{W_0}{L_p} \right)^2 \right]}{\sqrt{\prod_{k=0}^{\infty} \left\{ 1 + \frac{4}{(2k+1)^2\pi^2} \omega\tau_p \left( \frac{W_0}{L_p} \right)^2 \right\}}}. \quad (3.12)$$

Если под корнем ограничиться первым членом произведения, получим известное выражение

$$|\alpha^i| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \right)^2}}, \quad (3.13)$$

где

$$\omega_\alpha^i = \frac{\pi^2}{4\tau_p} \left( \frac{L_p}{W_0} \right)^2 = 2,45\tau_d^{-1}; \quad (3.14)$$

$\tau_d$  — время диффузии неосновных носителей.

Выражение для фазы коэффициента  $\alpha^i$  представляет собой медленно сходящийся ряд. Для определения только частотной зависимости  $\alpha^i$  можно ограничиться первым членом суммы в показателе экспоненты, тогда

$$\alpha^i = \alpha_0 \frac{\exp \left( -j \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \right)}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \right)^2}} = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha^i}}. \quad (3.15)$$

Однако уже при  $\omega = \omega_\alpha$  ошибка по фазе превысит 20%. При умеренных значениях  $\omega\tau_p$  значение функции

$$\operatorname{arctg} \frac{4}{9\pi^2} \omega\tau_p = \operatorname{arctg} \frac{1}{9} \left( \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \right)$$

можно заменить ее аргументом, т. е.

$$\operatorname{arctg} \frac{4}{9\pi^2} \omega\tau_p \approx \frac{1}{9} \left( \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \right).$$

Аналогично можно поступить и с остальными слагаемыми (кроме первого). Тогда, заменяя все слагаемые, начиная со второго, их суммой, находим

$$\begin{aligned} \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \left( \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2} - 1 \right) &= \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \cdot \frac{\pi^2}{8}, \\ -\varphi_\alpha^i = \arg \alpha^i &= \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} + 0,23 \frac{\omega}{\omega_\alpha^i}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Полученная аппроксимация \* достаточно хорошо описывает зависимость  $\varphi_\alpha^i = f\left(\frac{\omega}{\omega_\alpha^i}\right)$  до частоты  $\omega = 2\omega_\alpha^i$  (кривая 4 на рис. 33).

Однако пользоваться выражением (3.16) неудобно, так как оно состоит из разнородных слагаемых. Поэтому лучше воспользоваться другим аналитическим выражением

$$-\varphi_\alpha^i = 1,27 \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^i}. \quad (3.17)$$

Выражение (3.17) достаточно хорошо отражает зависимость  $\varphi_\alpha^i = f\left(\frac{\omega}{\omega_\alpha^i}\right)$ , вплоть до  $\omega = 3\omega_\alpha^i$  (кривая 3 на рис. 33).

Таким образом, для  $\alpha^i$  окончательно можно записать

$$\alpha^i = \alpha_0 \frac{\exp\left(-j 1,27 \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^i}\right)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_\alpha^i}\right)^2}}. \quad (3.18)$$

Для сравнения точности различных аппроксимаций на рис. 33 приведена аппроксимация фазового сдвига  $\varphi_\alpha^i = f(\omega)$  для выражения (3.15) (кривая 1) и зависимость аргумента гиперболического косинуса  $\varphi_\alpha^i = \operatorname{argch}(C_p W_0)$  (кривая 2).

Найдем выражение для коэффициента переноса носителей. Для проводимости  $Y_{11}^i = Y_s^i$  имеет место следующее соотношение [20]:

$$Y_{11}^i = \frac{g_s \sqrt{1 + j\omega\tau_p} \operatorname{th}\left(\frac{W_0}{L_p}\right)}{\operatorname{th}(W_0 C_p)}. \quad (3.19)$$

\* Выражение (3.16) аналогично соотношению в работе [38], но там коэффициент при  $\frac{\omega}{\omega_\alpha}$  равен 0,2.

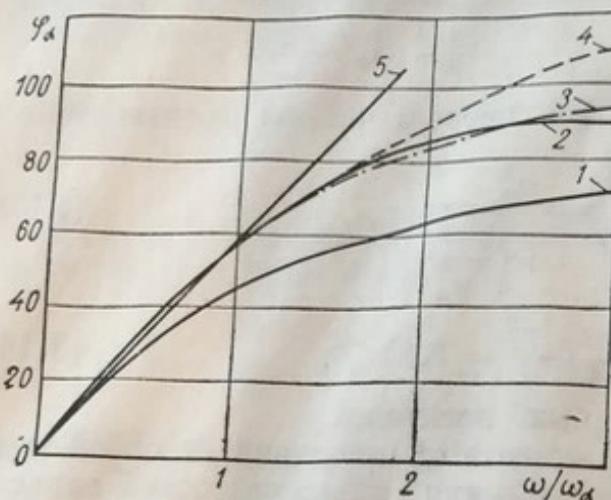


Рис. 33. Аппроксимация фазовой характеристики теоретической модели транзистора:

$$\begin{aligned} 1 - \varphi_\alpha &= \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^i}; & 2 - \varphi_\alpha &= \operatorname{argch}(C_p W_0); \\ 3 - \varphi_\alpha &= 1,27 \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^i}, & 4 - \varphi_\alpha &= \\ &= \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} + 0,23 \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \cdot \frac{180^\circ}{\pi}; & 5 - \varphi_\alpha &= \\ &= -\frac{360^\circ}{2\pi} \cdot \frac{\omega}{\omega_\alpha^i}. \end{aligned}$$

$= f(\omega)$  для выражения (3.15) (кривая 1) и зависимость аргумента гиперболического косинуса  $\varphi_\alpha^i = \operatorname{argch}(C_p W_0)$  (кривая 2).

Найдем выражение для коэффициента переноса носителей. Для

проводимости  $Y_{11}^i = Y_s^i$  имеет место следующее соотношение [20]:

Подставляя выражение (3.13) и (3.19) в (3.9), получаем

$$\alpha_n^t = \alpha_0 \frac{\sqrt{1 + j\omega\tau_p} \operatorname{th} \left( \frac{W_0}{L_p} \right)}{\operatorname{sh}(W_0 C_p)}. \quad (3.20)$$

Заменяя  $\operatorname{sh}(W_0 C_p)$  бесконечным произведением, определяем

$$\alpha_n = \alpha_0 \frac{\exp \left\{ -j \sum_{k=1}^{\infty} \operatorname{arctg} \left| \frac{1}{k^2 \pi^2} \omega \tau_p \left( \frac{W_0}{L_p} \right)^2 \right| \right\}}{\sqrt{\prod_{k=0}^{\infty} \left\{ 1 + \left| \frac{\omega \tau_p}{k^2 \pi^2} \left( \frac{W_0}{L_p} \right)^2 \right|^2 \right\}}}. \quad (3.21)$$

В подкоренном выражении ввиду малой величины второго слагаемого умножение можно заменить суммированием:

$$\prod_{k=0}^{\infty} \left\{ 1 + \left[ \frac{\omega \tau_p}{k^2 \pi^2} \left( \frac{W_0}{L_p} \right)^2 \right] \right\} \approx 1 + \left[ \frac{\omega \tau_p}{\pi^2} \left( \frac{W_0}{L_p} \right)^2 \right]^2 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(k^2)^2},$$

тогда

$$|\alpha_n^t| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left( 0,26 \frac{\omega}{\omega_\alpha^t} \right)^2}}. \quad (3.22)$$

Значение  $\operatorname{tg} \frac{1}{4} \frac{\omega}{\omega_\alpha^t}$  до частот  $\omega = 2\omega_\alpha$  можно заменить его аргументом  $\frac{1}{4} \cdot \frac{\omega}{\omega_\alpha^t}$ , тогда для фазы коэффициента  $\alpha_n$  получим

$$-\varphi_n^t = 0,41 \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^t}. \quad (3.23)$$

Из выражений (3.9), (3.20), (3.22)

$$\alpha_n = \alpha_0 \frac{\exp \left( -j 0,41 \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^t} \right)}{\sqrt{1 + 0,26 \left( \frac{\omega}{\omega_\alpha^t} \right)^2}}, \quad (3.24)$$

а из выражений (3.9), (3.19), (3.23) при условии  $\operatorname{arctg} x + \operatorname{arctg} y \approx \operatorname{arctg}(x + y)$

$$Y_{11}^t \approx g_s \sqrt{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_\alpha^t} \right)^2} \exp \left( j 0,86 \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^t} \right). \quad (3.25)$$

Из рассмотрения теоретической модели бездрейфового транзистора следует:

1. Модуль коэффициента переноса носителей до частот  $\omega \approx \omega_\alpha^i$  с ошибкой не более 4% равен  $\alpha_0^i$ , т. е.

$$\alpha_n^i = \alpha_0^i. \quad (3.26)$$

2. Проводимость  $Y_s^i$  может быть представлена однополюсной функцией вида  $g + j\omega C$  приближенно и только с точностью до фазового множителя.

3. Фазовый сдвиг коэффициента передачи тока эмиттера  $\varphi_\alpha^i = \varphi_n^i + \varphi_s^i$  в основном, обусловлен инерционностью эмиттерного перехода, причем, как следует из (3.24) и (3.25),

$$\varphi_s^i \approx 2\varphi_n^i. \quad (3.27)$$

**Теоретическая модель дрейфового транзистора.** Коэффициент передачи дырочного тока для дрейфового транзистора [33]

$$\alpha^i = \frac{\frac{W_0}{\delta} e^\eta}{\eta \operatorname{sh} \left( \frac{W_0}{\delta} \right) + \frac{W_0}{\delta} \operatorname{ch} \left( \frac{W_0}{\delta} \right)}, \quad (3.28)$$

где  $\frac{1}{\delta} = \sqrt{\frac{1}{f^2} + \frac{1}{L^2}}$ ;  $\frac{W_0}{f} = \eta$  — коэффициент поля;

$$\frac{W_0}{\delta} = \sqrt{\eta^2 + (1 + j\omega\tau_p) \left( \frac{W_0}{L_p} \right)^2}.$$

Принимая  $\eta \approx \frac{W_0}{\delta}$ , из уравнения (3.28) находим

$$\alpha^i = \exp \eta \left[ 1 - \sqrt{1 + \frac{(1 + j\omega\tau_p) \left( \frac{W_0}{L_p} \right)^2}{\eta^2}} \right]. \quad (3.29)$$

Откуда при  $\frac{1 + j\omega\tau_p}{\eta} \left( \frac{W_0}{L_p} \right)^2 \ll 1$  получаем

$$\alpha^i = \exp \left( \frac{W_0}{2L_p} \cdot \frac{1}{\eta^2} \right) \exp \left[ \frac{j\omega\tau_p}{2\eta} \left( \frac{W_0}{L_p} \right)^2 \right], \quad (3.30)$$

где мнимый показатель экспоненты определяет фазу коэффициента  $\alpha^i$ . Выражение (3.30) справедливо при допущениях:

$$\eta = \frac{W_0}{\delta}; \quad \eta^2 \gg 1 \quad \text{и} \quad (1 - j\omega\tau_p) \left( \frac{W_0}{L_p} \right)^2 \ll 1. \quad (3.31)$$

При этих же допущениях для проводимости  $Y_{11}^i$  в работе [33] получено выражение

$$Y_{11}^i = Y_s^i = \left( 1 + j\omega \frac{\delta_0^2}{4D_p} \right) g_s, \quad (3.32)$$

из которого с учетом допущений (3.31) для фазового сдвига, обусловленного инерционностью эмиттерного перехода, имеем

$$\Phi_9^i = \arctg \omega \frac{\delta_0^2}{4D_p} \approx \omega \frac{\delta_0^2}{4D_p}. \quad (3.33)$$

При определении фазы коэффициента  $\alpha^i$  вплоть до  $\omega = \omega_\alpha$ , воспользуемся следующими соображениями. По выражению (3.28) на предельной частоте численными расчетами получены данные, которые в работе [33] аппроксимированы выражением

$$\Phi_{\alpha\text{гр}}^i = 57^\circ + 13^\circ \eta. \quad (3.34)$$

Первое слагаемое равно фазовому сдвигу на граничной частоте бездрейфового транзистора. Следовательно, второе слагаемое определяет приращение фазы коэффициента  $\alpha^i$  за счет дрейфового поля. Поэтому фазовый сдвиг можно трактовать как сумму фазовых сдвигов за счет диффузии и дрейфа носителей.

Предполагая зависимость  $\Phi_\alpha^i$  от  $\omega$  в пределах  $0 < \omega \leq \omega_\alpha^i$  линейной (уравнение 3.30), получаем достаточно точное выражение для фазового сдвига при  $\omega = \omega_\alpha$ , аналогичное (3.18),

$$-\Phi_\alpha^i = (1,27 + 0,29\eta) \arctg \frac{\omega}{\omega_\alpha^i}. \quad (3.35)$$

Для дрейфовых транзисторов частотная зависимость модуля коэффициента передачи  $|\alpha^i|$  может быть выражена так же, как и для бездрейфового:

$$|\alpha^i| = \alpha_0 \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_\alpha^i}\right)^2}}. \quad (3.36)$$

Частота  $\omega_\alpha^i$  может быть определена через физические параметры транзистора

$$\omega_\alpha^i = k \omega_{\alpha\text{бездр}}^i = k \frac{2,45}{\tau_p} \left( \frac{L_p}{W_0} \right)^2, \quad (3.37)$$

где  $\omega_{\alpha\text{бездр}}^i$  — предельная частота бездрейфового транзистора, определяемая выражением (3.14).

Зависимость коэффициента  $k$  от величины коэффициента поля  $\eta$  может быть вычислена несколькими способами. Наиболее точным, по-видимому, следует считать значение, полученное численным методом в работе [38] и приведенное на рис. 34 (сплошная линия).

Эта зависимость может быть аппроксимирована выражением (пунктирная прямая на рис. 34)

$$k = 1 + 1,55\eta. \quad (3.38)$$

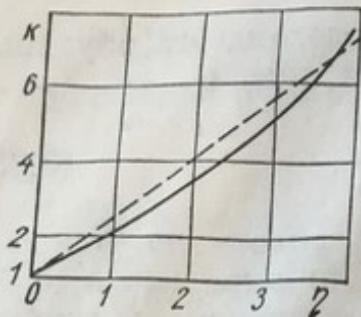


Рис. 34. График зависимости коэффициента  $\kappa$  от коэффициента поля  $\eta$ .

Тогда из формул (3.36) и (3.38) коэффициент передачи дырочного тока дрейфового транзистора

$$\alpha' = \alpha_0 \frac{\exp \left[ -j(1,27 + 0,29\eta) \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \right]}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \right)^2}}. \quad (3.39)$$

Определим выражение для  $Y_s^t$  и  $\Phi_s^t$ .

Для проводимости  $Y_{11}^t$  справедливо [33] соотношение

$$Y_{11}^t = Y_s^t = g_s \left( 1 + j\omega \frac{\delta_0^2}{4D_p} \right), \quad (3.40)$$

из которого частотная зависимость модуля

$$|Y_{11}^t| = g_s \sqrt{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \right)^2}. \quad (3.41)$$

Коэффициент дрейфового поля  $\eta = 0$  для бездрейфового транзистора и  $\eta = 4$  для транзистора с чистым дрейфовым механизмом переноса неосновных носителей. Для реальных транзисторов величина  $\eta$  лежит в пределах 2—2,5 (для транзисторов типа П402 и П403 в работе [33] указано  $\eta = 2,15$ ). Поэтому из выражения (3.33) для фазы проводимости  $Y_s$  при  $\eta = 2,2$  получаем

$$\Phi_s^t = \frac{1,27 + 0,29\eta}{2} \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \approx \operatorname{tg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^i}. \quad (3.42)$$

Из уравнений (3.40) и (3.42)

$$Y_{11}^t = g_s \sqrt{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \right)^2} \exp \left( j \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \right) \approx g_s \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \right), \quad (3.43)$$

а из выражений (3.9), (3.39), (3.41)

$$\alpha_n' = \alpha_0 \exp \left( -j 0,56 \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_\alpha^i} \right). \quad (3.44)$$

Из рассмотрения теоретической модели дрейфового транзистора следует:

1. Для реальных транзисторов с коэффициентом дрейфового поля  $\eta \approx 2-2,5$  фазовый сдвиг коэффициента передачи дырочного тока за счет инерции эмиттерного перехода и переноса носителей через базу примерно равны, т. е.

$$\Phi_n' \approx \Phi_s^t \approx \frac{\Phi_\alpha^t}{2}. \quad (3.45)$$

коэффициентом дрейфа транзистора с достаточной точностью может быть представлена однополюсной функцией вида

$$Y_9^t = g_9 + j\omega C_9^t, \quad (3.46)$$

где

$$C_9^t = \frac{g_9}{\omega_\alpha^t}. \quad (3.47)$$

Последнее обстоятельство позволяет объединить диффузионную емкость эмиттерного перехода  $C_9^t$  и зарядную в одну емкость

$$C_9 = C_9^t + C_{9, \text{зар}}, \quad (3.48)$$

причем характер частотной зависимости проводимости  $Y_9$  не изменится. Она по-прежнему будет описываться однополюсной функцией

$$Y_9 = g_9 + j(C_9^t + C_{9, \text{зар}})\omega = g_9 + j\omega C_9. \quad (3.49)$$

Однако при этом фазовый сдвиг в эмиттерном переходе

$$\varphi_9 = \arctg \frac{\omega C_9}{g_9} = \arctg \frac{C_9^t + C_{9, \text{зар}}}{g_9} \quad (3.50)$$

возрастет и станет больше  $\varphi_n^t$ .

Это обстоятельство оказывает существенное влияние на характер частотной зависимости коэффициента передачи тока в транзисторе.

### 3. Коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером

Рассмотрим коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером с учетом зарядной емкости эмиттерного перехода.

В дрейфовых транзисторах величина  $C_{9, \text{зар}}$  соизмерима и в ряде случаев больше  $C_9^t$ , поэтому практически всегда выполняется неравенство

$$\varphi_n^t \ll \varphi_9, \quad (3.51)$$

где  $\varphi_n^t$  и  $\varphi_9$  определяются выражениями (3.44) и (3.50) соответственно.

Хотя у бездрейфовых транзисторов обычно  $C_{9, \text{зар}} < C_9^t$ , для них также справедливо условие (3.51), так как выполняются соотношения (3.27).

На основании вышеизложенного и выражений (3.9), (3.43), (3.49) (3.49)

$$\alpha = \alpha_{\text{п}} g_s \frac{1}{Y_{11}} \approx \frac{\alpha_0}{1 + j\omega \frac{C_s}{g_s}}, \quad (3.52)$$

где  $C_s$  определяется соотношением (3.48).

Коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером

$$B = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (3.53)$$

Подставляя выражение (3.52) в (3.53), получаем

$$B = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0 + j\omega \frac{C_s}{g_s}} = \frac{B_0}{1 + j \frac{B_0}{\alpha_0} \omega \frac{C_s}{g_s}}. \quad (3.54)$$

При  $B_0 \gg 1$  модуль

$$|B| \approx \frac{\omega_t}{\omega_0}, \quad (3.55)$$

где  $\omega_t$  — частота единичного усиления, при которой  $|B| = 1$ .

Таким образом, при выполнении неравенства (3.51) из соотношений (3.49), (3.52), (3.54)

$$Y_s = g_s \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_t} \right) = g_s + j\omega C_s; \quad (3.56)$$

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_t}}; \quad (3.57)$$

$$B = \frac{B_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_B}} = \frac{B_0}{1 + j B_0 \frac{\omega}{\omega_t}}. \quad (3.58)$$

соответственно.

Величина  $\omega_t$ , входящая в выражения (3.56) — (3.58), сравнительно легко определяется экспериментальным путем. Как следует из формулы (3.55), для этого необходимо измерить номинальное значение  $|B|_{\text{ном}}$  при частоте  $f_{\text{ном}} \gg f_B = \frac{\omega_t}{B_0}$  и перемножить эти величины.

Например, модуль коэффициента  $|B|$  на частоте 100 МГц равен 4. Тогда частота единичного усиления равна

$$f_t = f_{\text{ном}} \cdot |B|_{\text{ном}} = 100 \cdot 4 = 400 \text{ МГц}.$$

#### 4. Физическая эквивалентная схема дискретного транзистора

Физическая эквивалентная схема, соответствующая схематическому изображению одномерной модели транзистора (см. рис. 29) выражениям (3.56), (3.57), показана на рис. 35.

При рассмотрении транзистора в конкретном диапазоне частот эта схема может быть значительно упрощена. На частотах менее  $\omega_t$  можно без ущерба для точности расчетов пренебречь индуктивностями выводов. Особенно это относится к индуктивностям  $L_b$  и  $L_k$  в схеме с общим эмиттером. Емкость  $C_{b..}$  практически всегда меньше входной емкости транзистора и поэтому не оказывает на него существенного влияния. Емкость  $C_{k..}$  меньше  $C_{k..b}$  и входной емкости следующего каскада при непосредственном соединении

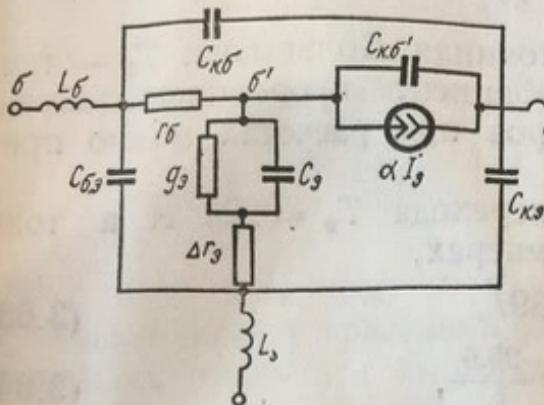


Рис. 35. Физическая эквивалентная схема дискретного транзистора.

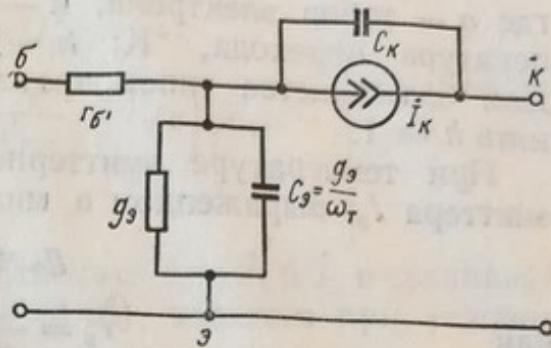


Рис. 36. Упрощенная эквивалентная схема дискретного транзистора.

каскадов, или она может быть скомпенсирована настройкой колебательного контура, следующего каскада.

Влияние емкостей  $C_{k..b}$  и  $C_{k..b'}$  на частотные свойства транзистора различно. Однако для упрощения расчетов, не допуская больших погрешностей, эти емкости целесообразно объединить в одну емкость  $C_k$ . При этих упрощениях эквивалентная схема дискретного транзистора может быть приведена к виду рис. 36.

Рассмотрим связь элементов эквивалентной схемы с паспортными данными транзистора.

Емкости  $C_{k..b}$  и  $C_{k..b'}$  являются частями общей емкости  $C_k$ , измеряемой в схеме с общей базой. Соотношение между ними определяется геометрией транзисторной структуры

$$C_k = C_{k..b} + C_{k..b'} = \xi C_{k..b'}. \quad (3.59)$$

Значение коэффициента  $\xi$  лежит в пределах 2—4, однако для отдельных типов транзисторов достигает 15. Например, для транзисторов типа ГТ329  $\xi = 2$ , ГТ313  $\xi = 3$ , ГТ311  $\xi = 4$ .

В технических условиях на транзистор задается значение постоянной времени

$$\tau_k = r_b C_{k..b'}, \quad (3.60)$$

где  $C_{k..b'}$  — часть емкости  $C_k$ , включенной между базой и коллектором транзистора.

Из выражений (3.59) и (3.60)

$$r_6 = \xi \frac{\tau_k}{C_k} \cdot \quad (3.61)$$

Величина активной составляющей проводимости эмиттерного перехода с достаточной для практических целей точностью определяется выражением

$$g_s = \frac{1}{h} \cdot \frac{qI_s}{kT_0}, \quad (3.62)$$

где  $q$  — заряд электрона;  $k$  — постоянная Больцмана;  $T_0$  — температура перехода,  $^{\circ}\text{К}$ ;  $h$  — коэффициент пропорциональности. Для большинства типов транзисторов при расчетах можно принять  $h = 1$ .

При температуре эмиттерного перехода  $T_0 = 293^{\circ}\text{K}$  и токе эмиттера  $I_s$ , выраженном в миллиамперах,

$$g_s = 0,039I_s \quad (3.63)$$

или

$$r_s = \frac{1}{g_s} = \frac{25,6}{I_s}, \quad (3.64)$$

где  $g_s$  — в мсм;  $r_s$  — в ом;  $I_s$  — в ма.

Значения  $\alpha$ ,  $B$ ,  $C_s$  и  $\omega_t$  определяются из соотношений (3.57), (3.58), (3.48) и (3.55) соответственно.

## 5. $Y$ -параметры биполярного транзистора

На параметры транзистора в схеме с общим эмиттером существенное влияние оказывают элементы, включенные в цепь эмиттера и создающие обратную связь. Такими элементами являются индуктивность эмиттерного вывода  $L_s$ , добавочное сопротивление эмиттера  $\Delta r_s$  или специально включенные элементы (резисторы, катушки индуктивности, конденсаторы или их комбинации).

Обозначим такие двухполюсники проводимостью  $Y_{o.c}$ . Эквивалентная схема транзистора с  $Y_{o.c}$  изображена на рис. 37.

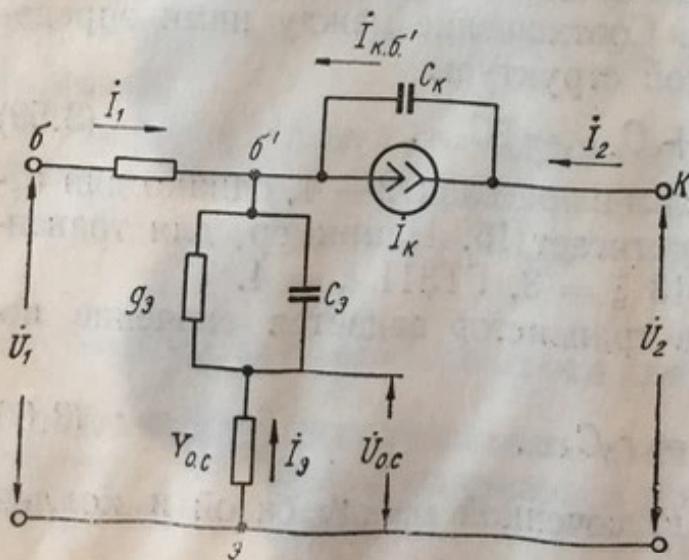


Рис. 37. Эквивалентная схема транзистора с дополнительной проводимостью в цепи эмиттера.

Напряжения и токи эквивалентного четырехполюсника связаны системой  $Y$ -параметров следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 &= Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2. \end{aligned} \right\} \quad (3.65)$$

Согласно обозначениям на рис. 37 можно записать

$$\left. \begin{aligned} -\dot{I}_1 &= \dot{I}_9 + \dot{I}_{k.6} - \dot{I}_k = \dot{I}_9(1-\alpha) + \dot{I}_{k.6}; \\ \dot{I}_{k.6} &= Y_{k.6}[\dot{U}_2 - (r_6\dot{I}_1 + \dot{U}_1)]; \\ \dot{I}_9 &= \dot{U}_{9.6}Y_9 = \left[ \dot{U}_1 - \left( \frac{\dot{I}_9}{Y_{o.c}} - \dot{I}_1 r_6 \right) \right] Y_9; \\ -\dot{I}_2 &= \dot{I}_k - \dot{I}_{k.6}. \end{aligned} \right\} \quad (3.66)$$

Решая систему уравнений (3.66) относительно  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_2$  и сравнивая результат решения с выражениями (3.65), находим при условии

$$Y_{k.6} = j\omega C_k \ll j\omega C_9; \quad (3.67)$$

$$Y_{11} = \frac{(1-\alpha)\frac{Y_9 Y_{o.c}}{Y_9 + Y_{o.c}} + Y_{k.6}}{1 + r_6(1-\alpha)\frac{Y_9 Y_{o.c}}{Y_9 + Y_{o.c}}}; \quad (3.68)$$

$$Y_{12} = \frac{-Y_{k.6}}{1 + r_6(1-\alpha)\frac{Y_9 Y_{o.c}}{Y_9 + Y_{o.c}}}; \quad (3.69)$$

$$Y_{21} = \frac{\alpha\frac{Y_9 Y_{o.c}}{Y_9 + Y_{o.c}} + Y_{k.6}}{1 + r_6(1-\alpha)\frac{Y_9 Y_{o.c}}{Y_9 + Y_{o.c}}}; \quad (3.70)$$

$$Y_{22} = \frac{Y_{k.6} \left( 1 + r_6 \frac{Y_9 Y_{o.c}}{Y_9 + Y_{o.c}} \right)}{1 + r_6(1-\alpha)\frac{Y_9 Y_{o.c}}{Y_9 + Y_{o.c}}}. \quad (3.71)$$

Полагая в выражениях (3.68) — (3.71)  $Y_{o.e} \rightarrow \infty$ , для схемы рис. 36 получаем

$$Y_{11} = \frac{Y_9(1-\alpha) + Y_{k.6}}{1 + r_6 Y_9(1-\alpha)} = \frac{Y_9(1-\alpha)}{1 + r_6 Y_9(1-\alpha)} - Y_{12}; \quad (3.72)$$

$$Y_{12} = \frac{-Y_{\text{к.б}}}{1 + r_6 Y_9 (1 - \alpha)}; \quad (3.73)$$

$$Y_{21} = \frac{\alpha Y_9 + Y_{\text{к.б}}}{1 + r_6 Y_9 (1 - \alpha)} = \frac{\alpha Y_9}{1 + r_6 Y_9 (1 - \alpha)} - Y_{12}; \quad (3.74)$$

$$Y_{22} = \frac{Y_{\text{к.б}} (1 + r_6 Y_9)}{1 + r_6 Y_9 (1 - \alpha)} = \frac{Y_{\text{к.б}} r_6 Y_9}{1 + r_6 Y_9 (1 - \alpha)} - Y_{12}. \quad (3.75)$$

Эквивалентная схема четырехполюсника в системе  $Y$ -параметров изображена на рис. 38. Если выразить элементы этой схемы через элементы физической эквивалентной схемы рис. 36, то в соответствии с выражениями (3.72) — (3.75), получим физическую эквивалентную схему транзистора, изображенную на рис. 39. Последняя называется гибридной, так как состоит из Т- и П-образных звеньев.

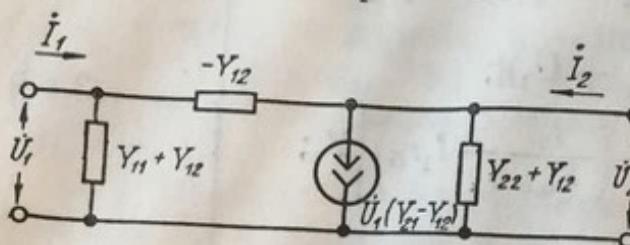


Рис. 38. Эквивалентная схема четырехполюсника в системе  $Y$ -параметров.

Сравнивая выражения (3.72) — (3.75) и рис. 39, находим

$$y = Y_{21} + Y_{12}; \quad (3.76)$$

$$y_{\text{к.б}} = \frac{Y_{\text{к.б}}}{1 + r_6 Y_9 (1 - \alpha)}; \quad (3.77)$$

$$y_{\text{к.э}} = \frac{Y_{\text{к.б}} r_6 Y_9}{1 - r_6 Y_9 (1 - \alpha)}. \quad (3.78)$$

Определим проводимость  $g_{\text{э.б'}}$  и емкость  $C_{\text{э.б'}}$ . В схеме рис. 39 через проводимость

$$Y_{\text{э.б'}} = g_{\text{э.б'}} + j\omega C_{\text{э.б'}} \quad (3.79)$$

протекает только ток

$$I_b = I_s - I_k = (1 - \alpha) I_s \quad (3.80)$$

В то время, как в схеме рис. 36 через  $Y_9$  протекает ток  $I_s$ .

Для эквивалентности схем необходимо, чтобы при одинаковых токах коллектора напряжения на эмиттерном переходе были одинаковы, т. е.

$$\dot{U}_{\text{э.б'}} = \frac{I_b}{Y_{\text{э.б'}}} = \frac{I_s}{Y_9}. \quad (3.81)$$

Поэтому

$$Y_{9.6'} = \frac{i_6}{i_9} Y_9 = (1 - \alpha) Y_9 = g_9 (1 - \alpha_0) + j\omega \frac{g_9}{\omega_T}. \quad (3.82)$$

Сравнивая полученное выражение с выражением (3.49), находим

$$g_{9.6'} = g_9 (1 - \alpha_0), \quad C_9 = C_9'. \quad (3.83)$$

Выражения для  $Y$ -параметров схемы рис. 38 получаем, подставляя в выражения (3.72) — (3.75) значения  $\alpha$ ,  $B$ ,  $Y_{k.6}$ ,  $Y_9$ , определяемые соответственно по формулам (3.56), (3.57), (3.58), (3.67):

$$Y_{11} = g_{11} + j\omega C_{11}; \quad (3.84)$$

$$g_{11} = \frac{\left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2 \middle| B_0 \frac{r_6}{h_{11}} \right]}{B_0 h_{11} \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}; \quad (3.85)$$

$$C_{11} = \frac{1}{\omega_T} \cdot \frac{B_0 h_{11} - r_6}{B_0 h_{11}^2 \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}; \quad (3.86)$$

$$|Y_{21}| = \frac{\alpha_0}{h_{11} \sqrt{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_s} \right)^2}} = \frac{Y_{21_0}}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_s} \right)^2}}; \quad (3.87)$$

$$Y_{21} = \frac{\alpha_0}{h_{11} \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_s} \right)} = \frac{Y_{21_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_s}}; \quad (3.88)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_k + j\omega \tau_k \frac{1 + j B_0 \frac{\omega}{\omega_T}}{B_0 h_{11} \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_s} \right)}; \quad (3.89)$$

$$|Y_{12}| \approx \omega C_k; \quad (3.90)$$

$$Y_{22} = g_{22} + j\omega C_{22}; \quad (3.91)$$

$$g_{22} = \omega \tau_k \frac{\omega}{\omega_s} \frac{1}{h_{11} \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}; \quad (3.92)$$

$$C_{22} = C_k + \frac{\tau_k}{h_{11} \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}, \quad (3.93)$$

где

$$h_{11} = \frac{1}{g_9} + \frac{r_6}{B_0} = r_9 + \frac{r_6}{B_0} \quad (3.94)$$

— входное сопротивление транзистора в схеме с общей базой на низкой частоте;

$$\omega_s = \omega_t \frac{h_{11}}{r_b} \quad (3.95)$$

— граничная частота транзистора по крутизне (частота, на которой  $|Y_{21}|$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз).

## 6. Эквивалентная схема интегрального транзистора

**Технология изготовления и структура транзистора монолитной интегральной схемы.** Все элементы монолитной интегральной схемы (транзисторы, емкости, резисторы) изготавливаются в едином технологическом процессе. Рассмотрим технологию транзистора на основе работы [17].

Исходным материалом для изготовления монолитных интегральных схем служит пластина монокристаллического *p*-кремния с удельным сопротивлением 5—10  $\text{ом} \cdot \text{см}$ .

Первой операцией изготовления транзистора, как и всей монолитной схемы, является окисление (рис. 40). После окисления с помощью фотолитографии (маска I) вытравливаются окна под диффузию, формирующую захороненные коллекторные слои. В результате этой диффузии материал тела коллектора превращается в сильно легированный материал *n*-типа, что позволяет снизить коллекторное сопротивление формируемых транзисторов. Как видно из рисунка, после получения захороненного слоя следует еще несколько циклов диффузии. Для сохранения структуры захороненного слоя при нагревании в последующих циклах диффузии в качестве диффузанта для него используется мышьяк, имеющий коэффициент диффузии значительно меньший, чем у остальных примесных элементов.

После образования захороненного слоя со всей поверхности пластины удаляется слой окисла и проводится эпитаксиальное наращивание кремния *n*-типа, который выполняет роль коллекторного слоя для всех транзисторов, поскольку формируется сразу целая серия их. Затем пластина вновь окисляется \* и фотолитографическим способом (маска II) вытравляются окна под изолирующую диффузию. Глубина этой диффузии такова, что акцепторные примеси проходят через весь эпитаксиальный слой *n*-типа до самой поверх-

\* Во время получения слоя окисла кремний для  $\text{SiO}_2$  берется из объема полу-проводника. Следовательно, в каждом цикле диффузии, выполняемой в окисли-тельной среде, из области диффузии удаляется некоторое количество кремния, ос-тавляя в полупроводнике ступеньку, которая на рис. 40 показана в увеличенном масштабе.

ности подложки *p*-типа. В результате между соседними слоями *n*-типа образуются встречно включенные *p-n*-переходы, выполняющие роль диэлектрической изоляции. Одновременно в процессе изолирующей диффузии происходит образование на поверхности пластины нового слоя двуокиси кремния.

На следующем этапе (маска *III*) вытравливаются окна под диффузию, в результате которой формируются базовые области (и резисторы в случае изготовления целой схемы). При выполнении этого цикла диффузии очень важен точный контроль поверхностной концентрации примесей и глубины диффузии, так как только в этом случае можно получить нужное сопротивление слоя.

В зависимости от величины базового сопротивления резко меняются параметры транзистора. Поэтому часто применяют диффузию бора из разового источника, которая позволяет получить области с проводимостью *n*-типа с поверхностной концентрацией примесей  $5 \cdot 10^{18}$  атом/см<sup>3</sup>.

Затем производится удаление окисного слоя из окон, полученных фотолитографическим путем (маска *IV*), под диффузию, формирующую эмиттерные области, нижние обкладки металл-окисел-кремниевых конденсаторов (если они есть) и коллекторные контакты. Применяется диффузия фосфора из разового источника, позволяющая получать области с большой концентрацией примесей, т. е. области *n<sup>+</sup>*-типа.

Для уменьшения срока жизни неосновных носителей, а следовательно, и времени насыщения коллектора, можно произвести диффузию золота в пластину. Такая операция необходима, если транзисторы в изготовленной схеме будут работать с

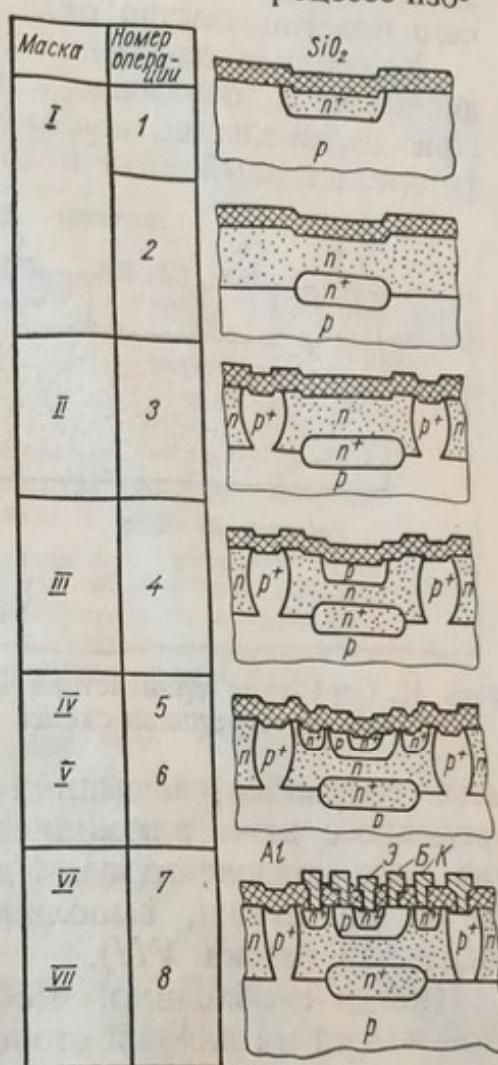


Рис. 40. Последовательность операций технологического процесса изготовления однокристальной монолитной схемы:

*I, II, III, IV, V* — локализация расположения захороненного слоя, изолирующих областей, базовых областей, эмиттеров и конденсаторов соответственно; *VI* — металлизация для омических контактов; *VII* — локализация мест, с которых необходимо удалить металл; *1* — диффузия, формирующая захороненный слой; *2* — эпитаксия и окисление; *3* — изолирующая диффузия; *4* — диффузия, формирующая эмиттеры; *5* — окисление для получения конденсаторов; *7* — металлизация; *8* — золочение обратной стороны пластины.

насыщением. Диффузия золотом выполняется напылением пленки золота на нижнюю сторону пластинки кремния с последующим помещением пластины в диффузионную печь на несколько минут, после чего пластину быстро охлаждают.

Указанную диффузию золотом выполняют после эмиттерной диффузии и образования окисных пленок для конденсаторов. При изготовлении конденсаторов используется дополнительный фоторезистивный слой и травление для удаления всего окисного

слоя с пластины под локализованными участками  $n$ -типа (маска V) и наращивание нового слоя толщиной обычно 800 Å, который служит диэлектриком для конденсаторов.

Следующий этап технологии — вытравливание фотолитографическим способом окон под контакты (маска VI). Алюминиевая пластина напыляется в вакуумной системе на всю поверхность пластины.

На участках, где окисный слой вытравлен, алюминий образует контакт с кремнием. Одновременно с этим алюминиевая пленка образует вторую обкладку для всех конденсаторов. Удаление алюминия со всех участков, где он не нужен, выполняется следующей фотолитографической операцией (маска VII).

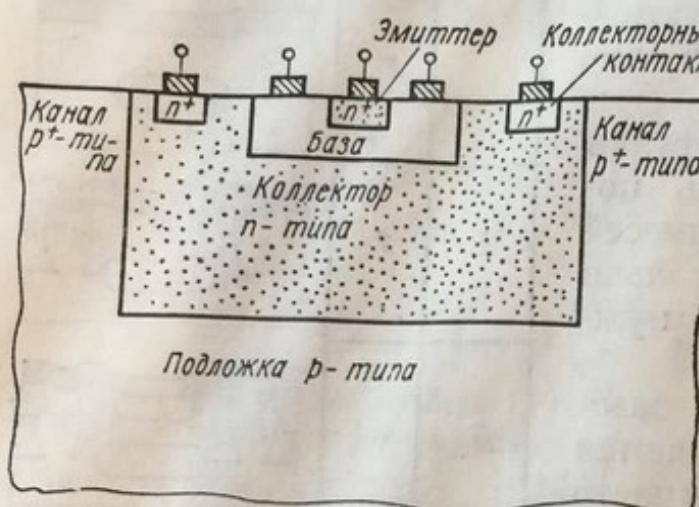
Рис. 41. Структура транзистора монолитной интегральной схемы.

слой вытравлен, алюминий образует контакт с кремнием. Одновременно с этим алюминиевая пленка образует вторую обкладку для всех конденсаторов. Удаление алюминия со всех участков, где он не нужен, выполняется следующей фотолитографической операцией (маска VII).

Иногда необходимо, чтобы каждая пластина со схемой имела слой золота на нижней стороне, служащий для образования электрического контакта с ножкой, на которую эта пластина монтируется. В этом случае золотая пленка сначала наносится вакуумным напылением на пластинку, а затем вплавляется в кремний.

После золочения нижней поверхности кремниевая пластина разрезается на отдельные пластинки, каждая из которых представляет собой законченную схему. Пластина приваривается к ножке и соединяется с выводами ножки проволочками термокомпрессионной сваркой.

Для наглядности поперечное сечение транзистора монолитной интегральной схемы изображено в искаженном виде на рис. 41. Однако при таком изображении остаются незамеченными некоторые свойства транзистора, которые становятся вполне очевидными, если рисунок выполнить с правильным соотношением размеров (рис. 42). Из рис. 42 видно, что ширина базы имеет наименьшие размеры.



Поэтому, когда транзистор работает в прямой активной области, все избыточные неосновные носители в области базы базы инжектируются через переход эмиттер — база. Почти весь поток этих носителей

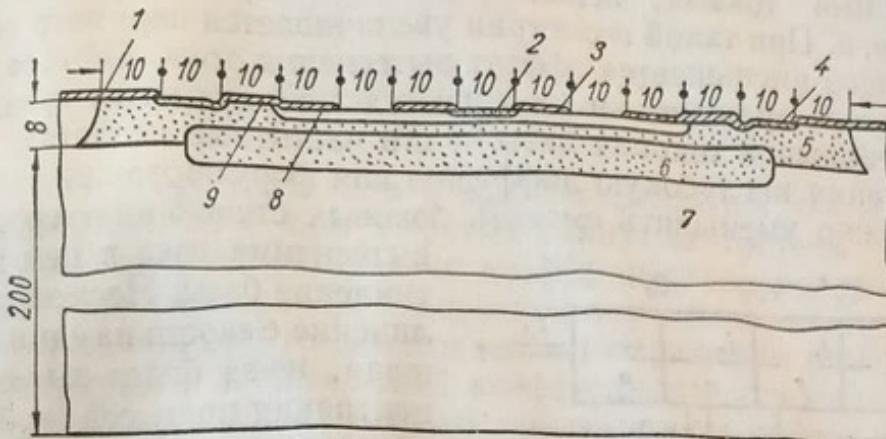


Рис. 42. Поперечное сечение транзистора ИС в правильном масштабе (размеры даны в мкм):

1 — канал  $p^+$ -типа (изолирующая диффузия); 2 — эмиттер  $n^+$ -типа; 3 — база  $p$ -типа (ширина базы 0,3 мкм); 4 — коллекторный контакт  $n^+$ -типа, полученный диффузией; 5 — коллектор  $n$ -типа (эпитаксиальный слой); 6 — захороненный слой  $n^+$ -типа; 7 — подложка  $p$ -типа; 8 —  $\text{SiO}_2$ , толщиной 0,6 мкм; 9 —  $\text{SiO}_2$ , толщиной 1 мкм.

проходит непосредственно под эмиттером, что позволяет говорить об одномерности потока в области базы. Из этого рисунка также видно, что в коллекторе имеется область с высоким уровнем примесей — область  $n^+$ -типа. Та часть коллектора, которая находится непосредственно под базовой областью, выполняется из высокоменного материала, что позволяет уменьшить емкость перехода коллектор — база.

Низкоомный захороненный слой часто используется для того, чтобы обеспечить низкоомный путь от коллекторной области, находящейся непосредственно под эмиттером, к контактам коллектора. Такое решение является эффективным средством уменьшения сопротивления тела коллектора.

При разработке транзисторов для монолитных интегральных схем можно варьировать как параметрами циклов диффузии, так и геометрией транзисторов. На рис. 43 даны примеры транзисторов с разной геометрией. Две базовые полоски (контакты) позволяют уменьшить сопротивление базы (рис. 43, а). Для уменьшения

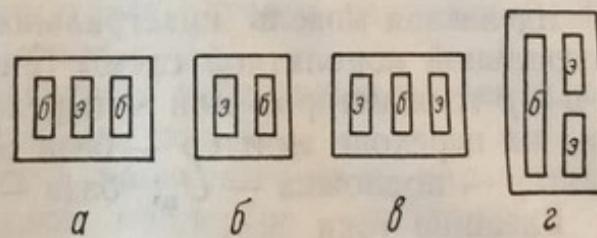


Рис. 43. Некоторые виды геометрии интегрального транзистора.

емкости коллектор — база ограничиваются только одной базовой полоской (рис. 43, б) с малой площадью. В этом случае также упрощается выполнение соединений. Если транзистор должен работать с большими токами, используется геометрия, приведенная на рис. 43, в, г. При такой геометрии увеличивается периметр эмиттера, за счет чего уменьшается эффект вытеснения тока. Обычно при узком эмиттере практически улучшаются все параметры транзистора, а при небольшой ширине базы — его частотные свойства.

Применяя неглубокую диффузию для формирования эмиттера и базы, можно уменьшить емкость боковых стенок эмиттера, эффект вытеснения тока в нем и сопротивление базы. Несмотря на увеличение емкости на единицу площади, из-за более высокой концентрации примесей в базе преобладающим все же остается эффект уменьшения площади стенок. В результате величина емкости уменьшается.

Сопротивление базы и эффект вытеснения тока также могут быть уменьшены. Для этого при сохранении глубины диффузии необходимо увеличить поверхностную концентрацию базового диффузанта. Уменьшение сопротивления базы, например в *n-p-p*-транзисторе, происходит также при использовании для контакта базы области с проводимостью *p*<sup>+</sup>-типа.

**Идеальная модель интегрального транзистора.** Транзистор интегральной монолитной схемы (рис. 44) является трехпереходным *n-p-n-p*-транзистором или четырехслойным. На рисунке напряжение на переходе эмиттер — база обозначено  $U_e$ ; на переходе коллектор — подложка —  $U_n$ ; база — коллектор —  $U_k$ .

#### Внешние токи

$$\begin{aligned} i_e &= i_1; \quad i_k = i_2 + i_3; \\ i_b &= i_1 + i_2; \quad i_n = i_3, \end{aligned} \quad (3.96)$$

где  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  — токи через переходы;  $i_e$ ,  $i_k$ ,  $i_b$  — соответственно эмиттерный, коллекторный и базовый токи.

В режиме короткого замыкания на выходе коэффициенты усиления по току четырехслойного транзистора, работающего в прямой и инверсной активных областях, определяются следующим образом:

$$\alpha = \frac{-i_2}{i_1} \left| \begin{array}{l} U_k = 0; \\ U_n = 0 \end{array} \right. \quad (3.97)$$

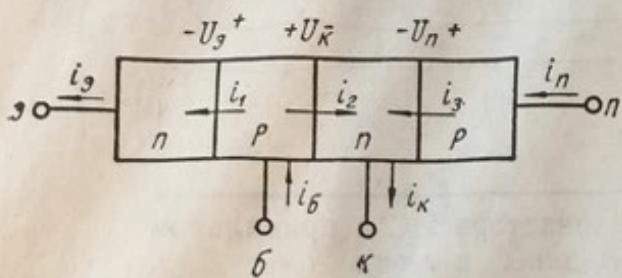


Рис. 44. Идеальная модель трехпереходного транзистора ИС.

$$\alpha_{инв} = \frac{-i_1}{i_2} \left| \begin{array}{l} U_s=0 \\ U_n=0 \end{array} \right.; \quad (3.98)$$

$$\alpha_n = \frac{-i_3}{i_2} \left| \begin{array}{l} U_s=0 \\ U_n=0 \end{array} \right.; \quad (3.99)$$

$$\alpha_{п.инв} = \frac{-i_2}{i_3} \left| \begin{array}{l} U_s=0 \\ U_k=0 \end{array} \right.. \quad (3.100)$$

Поскольку коэффициенты  $\alpha$  и  $\alpha_{инв}$  определяются как отношение токов двух переходов при короткозамкнутом третьем переходе, то они одинаковы с одноименными коэффициентами усиления двухпереходного транзистора. При коротком замыкании коллектора на подложку (или при отсутствии подложки) выражения (3.97) и (3.98) определяют прямой и инверсный коэффициенты усиления в схеме с общей базой в режиме короткого замыкания на выходе для стандартного транзистора. Подобно этому коэффициенты  $\alpha_n$  и  $\alpha_{п.инв}$  можно рассматривать как прямой и инверсный коэффициенты усиления по току паразитного  $p-n-p$ -транзистора, образованного базой и коллектором основного транзистора и подложкой схемы (база основного транзистора считается эмиттером паразитного транзистора).

**Паразитные эффекты в трехпереходном транзисторе монолитной схемы.** В интегральных монолитных схемах наблюдаются паразитные эффекты, которые обычно отсутствуют в дискретных схемах. Эти эффекты могут сильно влиять на рабочие характеристики. В зависимости от природы паразитного эффекта его влияние можно значительно уменьшить или полностью устранить соответствующим конструктивным решением. В некоторых случаях паразитный эффект может оказаться даже полезным.

Отличие транзисторов в монолитных интегральных схемах от дискретных транзисторов состоит в следующем:

во-первых, их выходная емкость возрастает из-за паразитных эффектов, обусловленных переходом коллектор — подложка;

во-вторых, сопротивление тела коллектора между коллекторным контактом и переходом коллектор — база может быть более высоким, поскольку коллекторный вывод выводится наверх (рис. 41);

в-третьих, имеются паразитный транзистор, образованный из слоев базы, коллектора и подложки.

Первые два отличия обусловлены паразитными эффектами пассивного типа, третье — паразитным эффектом активного типа. Рассмотрим кратко эти эффекты.

**Паразитные эффекты пассивного типа.** Как видно из рис. 41, коллекторная область транзистора расположена в материале  $p$ -типа. Подложка примыкает к вертикальным стенкам и к дну области

коллектора, образуя переходы, которые вносят паразитную емкость. Чтобы переход подложка — коллектор находился в запертом состоянии, а паразитная емкость имела минимальное значение, подложку подключают к точке схемы с наиболее отрицательным потенциалом. Однако паразитная емкость остается значительной, вследствие чего величина выходной емкости интегрального транзистора превышает величину той же емкости дискретного транзистора.

Кроме повышенного значения выходной емкости, в интегральном транзисторе необходимо учитывать влияние объемного сопротивления тела коллектора. Эквивалентная схема, учитывающая паразитные эффекты пассивного типа в коллекторной области интегрального транзистора, работающего в прямой активной области, приведена на рис. 45, на котором имеются такие обозначения:

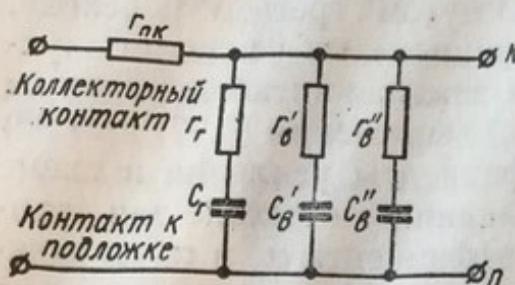


Рис. 45. Эквивалентная схема, учитывающая паразитные эффекты пассивного типа в коллекторной области интегрального транзистора (переход коллектор — подложка смешен в обратном направлении).

$r_{pk}$  — сопротивление между коллекторным контактом и внутренним контактом в коллекторной области;  $C_r$ ,  $C'_v$ ,  $C''_v$  — средние значения емкостей коллектор — подложка, обусловленные соответственно горизонтальной и двумя вертикальными (боковыми) частями перехода.

Поскольку ток заряда паразитных конденсаторов проходит через часть коллекторной области, последовательно с каждым конденсатором включены резисторы  $r_r$ ,  $r'_v$ ,  $r''_v$ , которые в эквивалентной схеме могут быть заменены одним сопротивлением, учитывающим параллельное соединение всех сопротивлений.

Как показано в работе [17], в случае, когда коллекторная нагрузка транзистора достаточно велика, сопротивлениями  $r_r$ ,  $r'_v$  и  $r''_v$  можно пренебречь и все емкости заменить одной паразитной емкостью. Паразитные эффекты пассивного типа влияют на частотные свойства транзистора.

**Паразитные эффекты активного типа.** Паразитные эффекты активного типа в интегральном транзисторе рассмотрим на примере обычного усилителя с общим эмиттером, показанном на рис. 46. Поперечное сечение возможного варианта этого усилителя в монолитном исполнении показано на рис. 47, из которого видно, что для транзисторных и резистивных элементов существуют  $p-n-p$ -последовательности областей, начиная от подложки и кончая, в случае  $n-p-n$ -транзистора, базой, а в случае резистора — его удлиненной областью  $p$ -типа. Рассматривая подложку в качестве коллектора

*о ем-  
ертом  
под-  
отен-  
след-  
тора  
рном  
вле-  
тная  
эф-  
тор-  
сто-  
ной  
на  
ия:  
ек-  
н-  
г,  
ей  
н-  
ий  
и)*

*р-п-р-транзисторов, можно установить, что простая двухэлемент-  
ная схема усилителя (рис. 46) состоит из четырех элементов  
(рис. 48), три из которых являются активными. Причем, необходим  
только один активный прибор — транзистор  $T$ . Транзисторы  $T_{n1}$   
и  $T_{n2}$  — паразитные.*

*Выводы  $H$  и  $P$  (рис. 47 и 48) относятся к изолирующей  $n$ -области резистора и подложке. Возникает вопрос, что делать с этими выводами, появляющимися в интегральной схеме.*

*Возможны два решения. Первое решение состоит в том, чтобы выводы  $H$  и  $P$  оставить «плавающими», т. е. свободными. В этом случае в переходном режиме возникают нежелательные аномалии, носящие случайный характер и приводящие к увеличению времени спада выходного импульсного сигнала. Указанные аномалии появляются в результате воздействия изменяющихся токов утечки паразитных транзисторов через емкостные связи и зависят от относительных размеров областей и переходов.*

*Гораздо лучшим решением является соединение вывода  $H$  с источником питания  $E_k$ , а вывода  $P$  — с землей. В этом случае паразитный  $p-n-p$ -транзистор  $T_{n1}$ , связанный с резистором  $R_H$ , всегда*

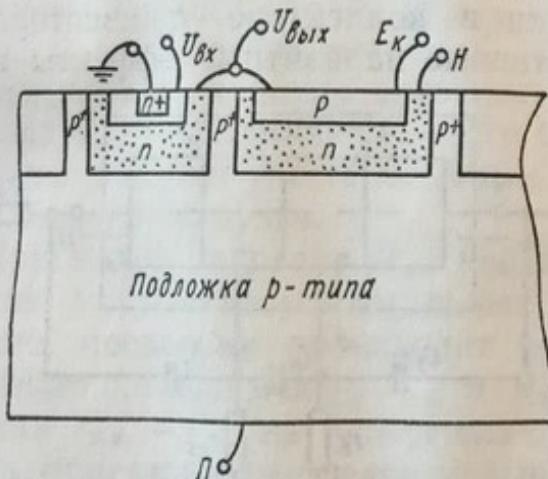


Рис. 47. Поперечное сечение монолитного усилителя на транзисторе с ОЭ.

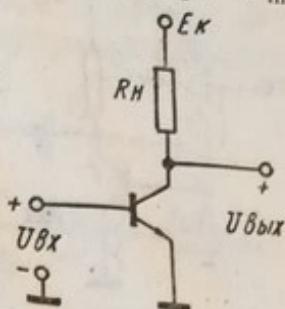


Рис. 46. Двухэлементная схема усилителя на транзисторе с ОЭ.

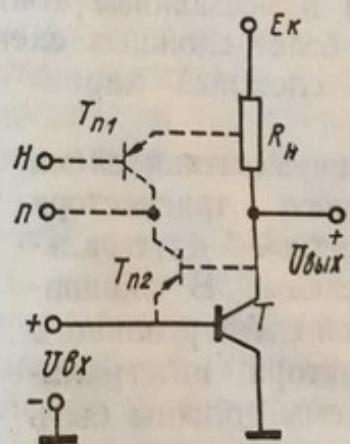


Рис. 48. Паразитные транзисторы в интегральном усилителе на транзисторе с ОЭ, выполненном без легирования золотом.

выключен, поскольку напряжение на переходе эмиттер — база равно нулю, либо отрицательно (обратное смещение).

Паразитный  $p-n-p$ -транзистор  $T_{n2}$ , связанный с полезным  $n-p-n$ -транзистором  $T$ , будет всегда выключен при условии, что

транзистор  $T$  не заходит в режим насыщения. Так как переход база — эмиттер транзистора  $T_{n2}$  аналогичен переходу база — коллектор транзистора  $T$ , при переходе последнего в режим насыщения невозможно воспрепятствовать включению паразитного транзистора  $T_{n2}$ .

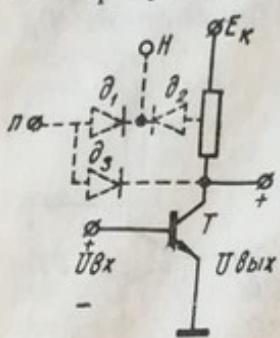


Рис. 49. Паразитные элементы в усилителе на транзисторе с ОЭ при легировании золотом структуры, изображенной на рис. 44.

В случае применения легирования золотом для уменьшения времени рассасывания полезного  $n-p-n$ -транзистора значительно снижается значение  $B$  паразитного  $p-n-p$ -транзистора  $T_{n2}$  и его эффектом можно пренебречь. В этом случае, как показано на рис. 49, паразитный транзистор, связанный с резистором, превращается в два встречно включенных диода  $D_1$  и  $D_2$ , а паразитный транзистор  $T_{n2}$ , связанный с полезным  $n-p-n$ -транзистором, превращается в диод  $D_3$ , включенный между его коллектором и подложкой.

При подключении изолирующей  $n$ -области (контакт  $H$ ) к точке с наиболее положительным потенциалом и подложки (контакт  $P$ ) к точке с наибольшим по абсолютной величине отрицательным потенциалом диоды смешены в обратном направлении. Тогда при расчете схемы необходимо учитывать только паразитные емкости переходов и возможные токи утечки в коллекторе транзистора  $T$ .

В более сложных схемах активные паразитные эффекты носят более сложный характер.

**Эквивалентная схема реального транзистора монолитной интегральной схемы.** В эквивалентной схеме реального транзистора интегральной схемы должны быть учтены емкости обедненных слоев переходов  $C_g$ ,  $C_k$  и  $C_n$ , объемные сопротивления базы  $r_b$ , коллектора  $r_k$ , подложки  $r_p$ , сопротивление между коллекторным контактом и внутренним контактом к коллекторной области  $r_{p,k}$ , сопротивление контакта к эмиттерной области  $r_{p,e}$ .

Такая эквивалентная схема изображена на рис. 50, на котором идеальная модель транзистора заключена в штриховую рамку. На

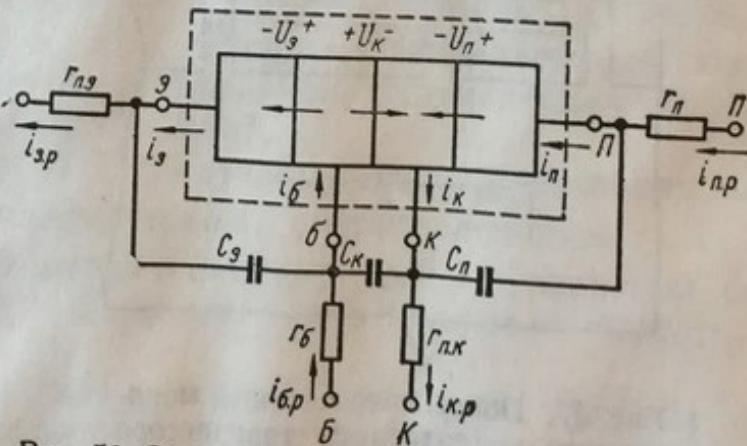


Рис. 50. Эквивалентная схема транзистора интегральной схемы с учетом емкостей обедненных слоев переходов и объемных сопротивлений.

этой схеме, как и на рис. 44,  $i_3$ ,  $i_6$ ,  $i_k$  и  $i_p$  — внешние токи идеализированного транзистора, а  $i_{3.p}$ ,  $i_{6.p}$ ,  $i_{k.p}$  и  $i_{p.p}$  — полные токи реального транзистора.

Значения сопротивлений  $r_{p.k}$  и  $r_p$  невелики и ими можно в большинстве случаев пренебречь. Тогда с учетом эквивалентной схемы теоретической модели двухпереходного дискретного транзистора, изображенной на рис. 30, эквивалентная схема для интегрального транзистора при включении с общим эмиттером может быть изображена следующим образом (рис. 51). Проводимость  $Y_3$  можно заменить параллельно включенными сопротивлением  $r_s = \frac{1}{g_3}$  и диффузионной емкостью  $C_3$ . Из рисунка видно, что паразитные элементы  $r_{p.k}$  и  $C_p$  влияют на частотно-усилительные свойства транзистора следующим образом. При большой нагрузке, когда выполняется неравенство  $R_h \gg r_{p.k}$ , сопротивлением  $r_{p.k}$  можно пренебречь. В этом случае емкость  $C_p$  подключена параллельно выходу транзистора и ухудшает частотные свойства транзистора в области высших частот. Влияние емкости  $C_p$  на частотную характеристику усилителя можно учесть обычным образом, подключив емкость  $C_p$  параллельно нагрузке.

При малой нагрузке  $R_h$ , когда значение  $r_{p.k}$  сравнимо с  $R_h$ , заметно ухудшение усилительных свойств транзистора на любой частоте, поскольку происходит перераспределение выходного напряжения сигнала между  $r_{p.k}$  и  $R_h$ . В самом общем случае влияние цепочки  $r_{p.k} - C_p$  на усилительные свойства транзистора можно учесть, определив комплексный коэффициент передачи этой цепочки.

В заключение необходимо отметить, что учет многих паразитных эффектов приводит к достаточно сложной эквивалентной схеме транзистора. Вследствие этого расчет усилителей в интегральном исполнении производится на электронных вычислительных машинах (ЭВМ).

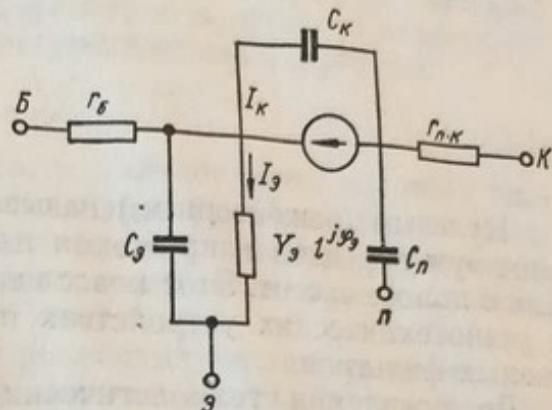


Рис. 51. Т-образная эквивалентная схема интегрального транзистора при включении с ОЭ.

## ГЛАВА 4

### ГИБРИДНЫЕ НУЛЕВЫЕ $RC$ - И $RCL$ -ФИЛЬТРЫ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Нулевым (режекторным) называют фильтр, имеющий нуль или минимум передачи напряжения или тока на определенной частоте или в полосе частот. Этот класс цепей находит широкое применение в радиотехнических устройствах при реализации пассивных и активных фильтров.

До появления технологических методов изготовления интегральных схем наиболее распространенной и исследованной схемой нулевого  $RC$ -фильтра является схема двойного Т-моста [31], применяемая чаще всего в низкочастотных активных  $RC$ -фильтрах.

Развитие пленочной микрэлектроники стимулировало проведение исследований распределенных  $RC$ -цепей, которые хорошо совмещаются с технологией изготовления пленочных многослойных микросхем. Это привело к разработке большого числа нулевых фильтров как на основе распределенных  $RC$ -цепей, так и гибридных, в которых распределенные  $RC$ -цепи совмещаются с сосредоточенными элементами.

Широкий диапазон параметров нулевых  $RC$ -фильтров позволил расширить область их применения в сторону более высоких частот.

#### 1. Основные параметры нулевых фильтров

Рассмотрим основные параметры нулевых фильтров, характеризующие их качественные показатели и позволяющие производить сравнительную оценку. Определения, рассмотренные ниже, относятся к  $RC$ -фильтрам как с распределенными, так и с сосредоточенными элементами.

Функция передачи  $T(s)$  выражает зависимость выходного параметра (тока или напряжения) нулевого фильтра от изменения частоты. Поскольку  $T(s)$  является комплексной функцией, она может быть представлена на комплексной плоскости  $T(s)$ , где  $s = \sigma + j\omega$  — комплексная частота. Тогда при  $\sigma = 0$  годограф  $T(j\omega) =$

$= |T(j\omega)| e^{\varphi}$  показывает зависимость модуля и фазы передаточной функции при изменении частоты. Теоретически можно построить годограф  $T(\sigma + j\omega)$  для любого другого фиксированного значения  $\sigma$ .

Функция передачи часто задается в виде амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик.

**Нулевая частота  $\omega_0$  RC-фильтра** — частота, при которой  $T(\omega_0) = 0$ . Для большинства RC-фильтров  $\omega_0$  обратно пропорциональна постоянной времени RC распределенной структуры:

$$\omega_0 = \frac{\lambda}{RC}. \quad (4.1)$$

Коэффициент пропорциональности  $\lambda$  может иметь широкий диапазон значений в зависимости от типа фильтра. При использовании неоднородных RC-структур  $\lambda$  может достигать 100, а в некоторых гибридных фильтрах, содержащих сосредоточенные элементы, уменьшается до единицы.

Оптимальная величина  $\lambda$  для различных частотных диапазонов неодинакова. На низких частотах желательно применять фильтры с малой величиной  $\lambda$ , чтобы номиналы сопротивления и емкости фильтра лежали в практически реализуемых пределах. В то же время на высоких частотах при малых  $\lambda$  сопротивление и емкость фильтра могут быть соизмеримы с паразитными элементами схемы. В данном случае следует использовать фильтры с более высокими значениями  $\lambda$ .

Однако выбор типа фильтра для определяемой схемы диктуется не только возможностью его практической реализации, но и его избирательными свойствами. Для определения этих свойств нулевых фильтров используются два параметра.

**Крутизна передаточной функции вблизи нуля передачи**

$$S = \frac{dT(s)}{ds} s_0, \quad (4.2)$$

где  $s = \sigma + j\omega$  — комплексная частота;  $s_0$  — комплексная частота при  $\omega_0$ .

Как было показано в гл. 2, аргументом передаточных функций распределенных RC-цепей является  $\Theta = \sqrt{sRC}$ , поэтому целесообразно произвести замену переменной в уравнении (4.2):

$$S = \frac{dT(\Theta)}{d\Theta} \cdot \frac{\Theta_0}{2}. \quad (4.3)$$

Крутизна  $S$  так же, как и  $T(\Theta)$ , является функцией комплексной переменной  $\Theta$ . Следует заметить, что математически определение крутизны в точке  $\omega_0(\Theta_0)$  имеет смысл только по отношению к комплексной передаточной функции, но не к ее модулю, поскольку

производная модуля  $T(\Theta)$  в точке нуля передачи не определяется из-за невыполнения условий Дирихле.

Модуль комплексной функции  $S$  характеризует крутизну амплитудно-частотной характеристики (рис. 52) вблизи точки передачи. Если задавать конечные приращения  $\Delta T$  и  $\Delta\omega$  при расчете или экспериментальном измерении функции  $T$ , то модуль крутизны  $|S|$ , называемый в дальнейшем просто крутизной,

$$S = \frac{\Delta T}{\Delta\omega} \omega_0. \quad (4.4)$$

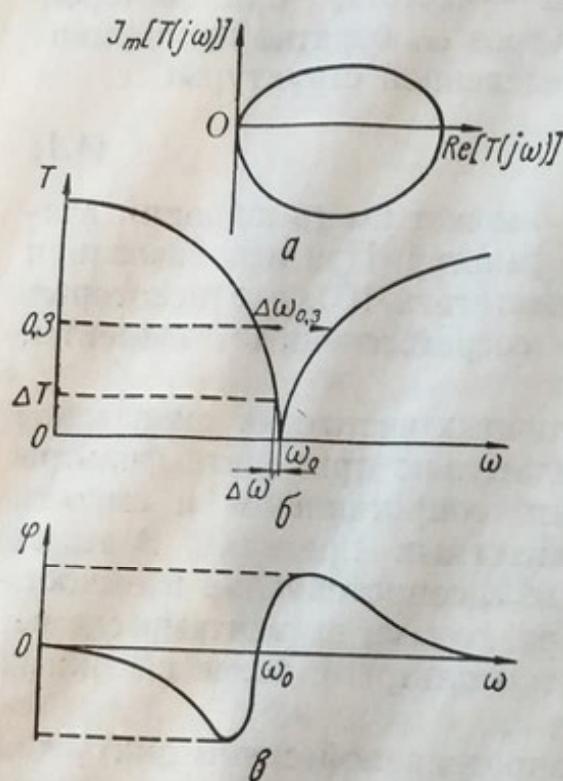


Рис. 52. Характеристики нулевых фильтров:

*а* — годограф функции передачи  $T(j\omega)$ ;  
*б* — амплитудно-частотная; *в* — фазочастотная.

оси  $j\omega RC$ , т. е. на прямой  $\sigma' = \omega'$ . При определении крутизны не обращалось внимание на то, какая передаточная функция входит в формулу (4.2). Этим подчеркивалась возможность определения крутизны любой безразмерной передаточной функции (по напряжению или по току).

В некоторых работах [8, 10] избирательные свойства нулевых фильтров задаются добротностью  $Q$  амплитудно-частотной характеристики. Если  $T$  — функция передачи нулевого фильтра, то в принципе можно реализовать цепь с передаточной функцией  $(1 - T)$ -типа полосового фильтра. Добротность этой характеристики, определяемая, как обычно, на уровне 3 дБ от максимума, будет характеризовать добротность передаточной функции нулевого фильтра. Для передаточной функции  $T$  добротность  $Q$  можно определять

непосредственно, если отсчет полосы заграждения вести на уровне 0,3 от максимума  $T$ , т. е.

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{0,3}}. \quad (4.5)$$

Крутизна  $S$  и добротность  $Q$  нулевого фильтра одинаково точно определяют его избирательные свойства при небольших расстройках относительно нулевой частоты. Однако асимптотические свойства функции передачи нулевого фильтра при значительных расстройках лучше передает добротность  $Q$ . Можно установить приближенную зависимость между этими двумя параметрами. Если в выражении (4.4) увеличить приращение  $\Delta T$  до 0,3 (максимальное значение  $T$  равно 1), то при симметричной амплитудно-частотной характеристике

$$S \geq 0,3 \frac{\omega_0}{0,5\Delta\omega_{0,3}} = 0,6Q. \quad (4.6)$$

Крутизна  $S$  может быть выражена аналитически через параметры фильтра, поэтому в дальнейшем будем пользоваться этими параметрами.

Для определения избирательных свойств полосовых нулевых фильтров недостаточно крутизны  $S$  и добротности  $Q$ . В этом случае, кроме  $Q$ , целесообразно использовать коэффициент прямоугольности, определяемый как отношение полосы пропускания на уровне 0,9  $T_{\max}$  (или другом заданном уровне) к полосе на уровне 0,3  $T_{\max}$ , т. е.  $K_{\text{пр}} = \Delta\omega_{0,9}/\Delta\omega_{0,3}$ .

## 2. Классификация нулевых фильтров на основе распределенных $RC$ -структур и сосредоточенных элементов

К настоящему времени уже разработали и исследовали большое количество схем нулевых фильтров, построенных с применением распределенных  $RC$ -структур.

Различные типы фильтров отличаются друг от друга избирательностью, рекомендуемым для использования диапазоном частот, наличием или отсутствием регулировки нулевой частоты, избирательности. Регулировка параметров фильтров осуществляется плавным или дискретным изменением величины пассивных компонентов схемы или электронной регулировкой активных элементов, входящих в схему нулевого фильтра.

Все схемы таких фильтров можно разделить на два основных класса: пассивные фильтры и активные.

Пассивные фильтры подразделяются на следующие группы: нулевые  $RC$ -фильтры, использующие только распределенные  $RC$ -структуры;

гибридные нулевые  $RC$ -структуры, в которых кроме распределенных  $RC$ -цепей применяются сосредоточенные  $RC$ -элементы;

гибридные нулевые  $RCL$ -фильтры, содержащие распределенные  $RC$ -цепи и сосредоточенные  $R$ -,  $C$ - и  $L$ -элементы.

Основные схемы пассивных нулевых  $RC$ - и  $RCL$ -фильтров, использующих распределенные  $RC$ -структуры, показаны на рис. 53 и 54.

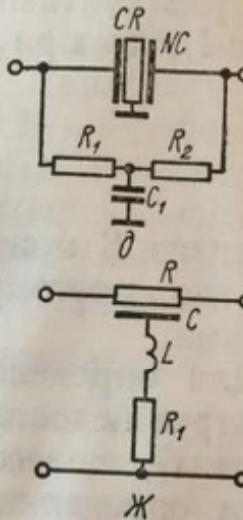
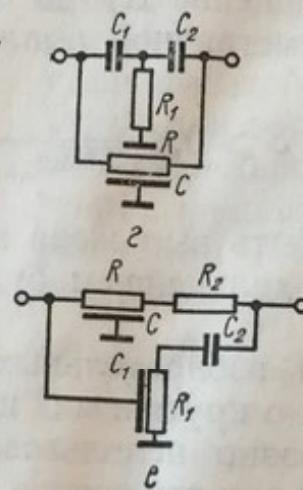
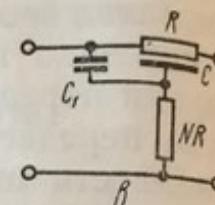
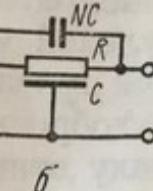
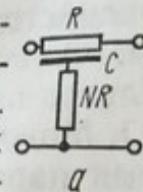
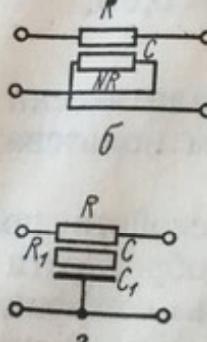
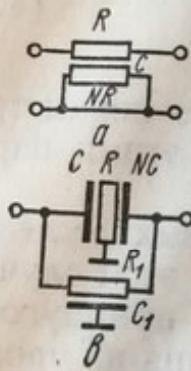


Рис. 53. Основные схемы нулевых  $RC$ -фильтров с распределенными параметрами.

Рис. 54. Основные схемы гибридных нулевых  $RC$ -фильтров.

Во всех схемах нулевых  $RC$ - и  $RCL$ -фильтров нуль передачи получается за счет взаимной компенсации сигналов, проходящих через фильтр по двум параллельным цепям с противофазными характеристиками. В фильтрах, использующих только одну распределенную  $RC$ -структуру (рис. 53, а, б), эти цепи выделяются условно. В других случаях, когда применяются две  $RC$ -структуры (рис. 53, в), противофазные цепи рассматриваются в явном виде. Аналогично можно рассмотреть гибридные и активные нулевые фильтры.

Распределенные  $RC$ -структуры, применяемые в нулевых фильтрах, могут быть трехслойными и четырехслойными типа  $RC - NR$  и  $CR - NC$  [42], а также многослойными (рис. 53, г) [8].

На данном этапе развития технологий изготовления интегральных схем применяются простейшие структуры с числом слоев не более трех-четырех. Это связано с тем, что для получения оптимальных параметров схемы требуется точно выдерживать соотношения между параметрами  $R$  и  $C$  слоев, а в многослойных структурах регулировка после их изготовления практически невозможна. Количе-

ство типов фильтров и диапазон возможных значений параметров значительно расширяются с использованием неоднородных  $RC$ -цепей с экспоненциальной, линейной или ступенчатой неоднородностью.

Большинство нулевых фильтров, содержащих распределенные  $RC$ -структуры, по своему устройству идентичны фильтрам с сосредоточенными элементами (рис. 55).

Из нулевых фильтров наилучшей избирательностью обладают фильтры типов, показанных на рис. 53, б и в, но первый не имеет общей точки между входом и выходом, поэтому его использование в активных схемах нежелательно [10, 43].

Из пассивных гибридных нулевых  $RC$ -фильтров наиболее селективными являются фильтры типов рис. 54, в, е [10], но в практических схемах наибольшее распространение получили фильтры типов, показанных на рис. 54, а, б. Они имеют простую схему, технологичны в производстве и легко настраиваются на нуль передачи регулировкой сосредоточенного элемента. Наиболее селективным из пассивных фильтров является гибридный нулевой  $RCL$ -фильтр, содержащий низкодобротный индуктивный элемент.

Активные нулевые  $RC$ -фильтры можно разделить на два основных типа:

$RCL$ -фильтры, в которых индуктивный элемент реализуется активным эквивалентом индуктивности [28];

$RC$ -фильтры, содержащие операционные усилители [14, 30]. В отдельных случаях в качестве операционного усилителя можно использовать простейший транзисторный каскад [29].

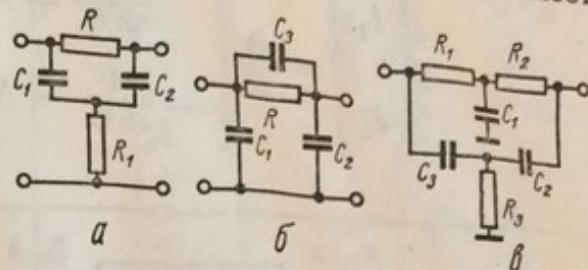


Рис. 55. Схемы нулевых  $RC$ -фильтров с сосредоточенными элементами.

### 3. Гибридные нулевые $RC$ -фильтры

Проанализируем функции передачи и избирательные свойства гибридных нулевых  $RC$ -фильтров (см. рис. 54, а, б). Анализ передаточных функций будем проводить с использованием метода конформного преобразования плоскости комплексной части в плоскость  $\Theta = \sqrt{sRC}$  [5].

Схему рис. 54, а будем называть в дальнейшем  $RC - NR$ -фильтром, а схему рис. 54, б —  $RC - NC$ -фильтром.

Уравнения, связывающие входные и выходные токи и напряжения фильтров, запишем в матричной форме.

Для  $RC - NR$ -фильтров:

$$\begin{vmatrix} U_1 \\ U_2 \end{vmatrix} = \frac{R}{\Theta} \begin{vmatrix} \frac{1}{\operatorname{th} \Theta} + N\Theta \frac{1}{\operatorname{sh} \Theta} + N\Theta \\ \frac{1}{\operatorname{sh} \Theta} + N\Theta \frac{1}{\operatorname{th} \Theta} + N\Theta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \end{vmatrix}; \quad (4.7)$$

для  $RC - NC$ -фильтров:

$$\begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \end{vmatrix} = \frac{\Theta}{R} \begin{vmatrix} \frac{1}{\operatorname{th} \Theta} + N\Theta - \frac{1}{\operatorname{sh} \Theta} - N\Theta \\ -\frac{1}{\operatorname{sh} \Theta} - N\Theta \frac{1}{\operatorname{th} \Theta} + N\Theta \end{vmatrix}. \quad (4.8)$$

Таблица 11

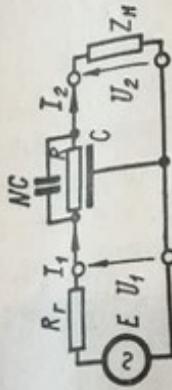
Тип схемы		
$K_U = \frac{U_2}{E}$	$\frac{Z_H \Delta_{ab}}{R_r Z_H \Delta + R_r \Delta_{bb} + Z_H \Delta_{aa} + \Delta_{aa,bb}}$	$\frac{Z_H \Delta_{ab}}{R_r Z_H \Delta_{aa,bb} + R_r \Delta_{aa} + Z_H \Delta_{bb} + \Delta_{aa,bb}}$
$K_I = \frac{I_2}{I_1}$	$\frac{\Delta_{ab}}{Z_H \Delta + \Delta_{bb}}$	$\frac{\Delta_{ab}}{Z_H \Delta_{aa,bb} + \Delta_{aa}}$
$Z_{bx} = \frac{U_1}{I_1}$	$\frac{Z_H \Delta_{aa} + \Delta_{aa,bb}}{Z_H \Delta + \Delta_{bb}}$	$\frac{Z_H \Delta_{bb} + \Delta_{aa}}{Z_H \Delta_{aa,bb} + \Delta_{aa}}$

Примечание.  $\Delta$  — определитель  $\|Y\|$ - или  $\|Z\|$ -матрицы;  $\Delta_{aa}, \Delta_{bb}, \Delta_{ab}, \Delta_{aa,bb}$  — алгебраические дополнения матриц.

Матрицы  $Z$  и  $Y$ -параметров в уравнениях (4.7) и (4.8) получены суммированием матриц  $Z$ -параметров последовательно включенных четырехполюсников  $RC$ -структуры и  $NR$  для схемы  $RC - NR$  и матриц  $Y$ -параметров параллельно включенных четырехполюсников  $RC$ -структуры и  $NC$  для схемы  $RC - NC$ .

Пользуясь соотношениями табл. 11, известными из теории четырехполюсников [32], определим передаточные функции по току и напряжению и функции входного импеданса нулевых фильтров. Эти функции, полученные с учетом сопротивления генератора  $R_r$  и нагрузки приведены в табл. 12.

Таблица 12

Тип схемы		$Z'_h(1 + N\Theta \operatorname{sh} \Theta)$	$Z'_h(1 + N\Theta \operatorname{sh} \Theta)$
$T_u(\Theta) = \frac{U_2}{E}$	$(R'_r + Z'_h)(\operatorname{ch} \Theta + N\Theta \operatorname{sh} \Theta) + 2N(\operatorname{ch} \Theta - 1) +$ $+ Z'_h R'_r \Theta \operatorname{sh} \Theta + \frac{\operatorname{sh} \Theta}{\Theta}$	$(R'_r + Z'_h)(\operatorname{ch} \Theta + N\Theta \operatorname{sh} \Theta) +$ $+ R'_r Z'_h \Theta [\operatorname{sh} \Theta + 2N\Theta (\operatorname{ch} \Theta - 1)] + \frac{1}{\Theta} \operatorname{sh} \Theta$	
$T_i(\Theta) = \frac{I_2}{I_1}$	$\frac{1 + N\Theta \operatorname{sh} \Theta}{\operatorname{ch} \Theta + N\Theta \operatorname{sh} \Theta + Z'_h \Theta \operatorname{ch} \Theta}$	$Z'_h \Theta [\operatorname{sh} \Theta + 2N\Theta (\operatorname{ch} \Theta - 1)] + (\operatorname{ch} \Theta + N\Theta \operatorname{sh} \Theta)$	
$Z_{bx}(\Theta) = \frac{U_1}{I_1}$	$Z_h (\operatorname{ch} \Theta + N\Theta \operatorname{sh} \Theta) +$ $+ \frac{R}{\Theta} [\operatorname{sh} \Theta + 2N\Theta (\operatorname{ch} \Theta - 1)]$	$Z_h (\operatorname{ch} \Theta + N\Theta \operatorname{sh} \Theta) + \frac{R}{\Theta} \operatorname{sh} \Theta$	$\frac{Z'_h \Theta [\operatorname{sh} \Theta + 2N\Theta (\operatorname{ch} \Theta - 1)] + (\operatorname{ch} \Theta + N\Theta \operatorname{sh} \Theta)}{Z'_h \Theta}$
Приложение.			$Z'_h = -\frac{R_r}{R}, \quad R_r = -\frac{R_r}{R}.$

Анализируя передаточные функции табл. 12, нетрудно заметить, что положение их нулей, которое определяется в основном численным, не зависит от сопротивлений нагрузки  $Z_n$  и генератора  $R_g$ .

Рассмотрим условия обеспечения нуля передачи  $RC - NR$  и  $RC - NC$  нулевых фильтров. Эти условия находим из уравнения

$$1 + N\Theta \operatorname{sh} \Theta = 0. \quad (4.9)$$

Подставляя  $\Theta = \sigma' + j\omega'$  и разделяя вещественную и мнимую части, получаем систему уравнений для определения координат нулей в плоскости  $\Theta$ :

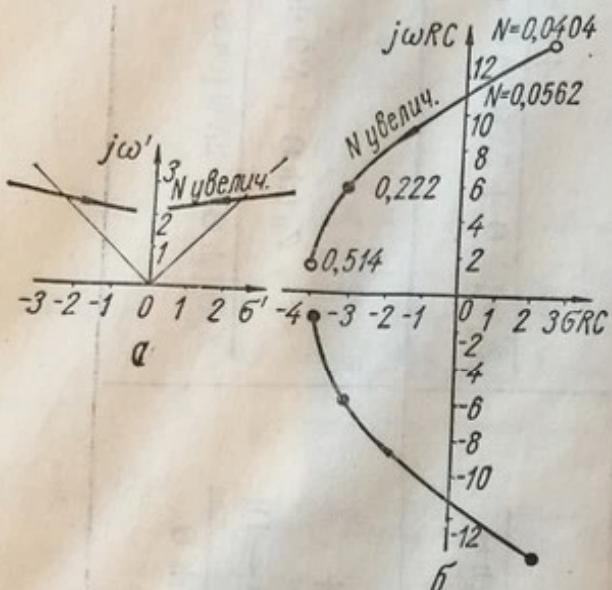


Рис. 56. Годограф пары нулей нулевых  $RC$ -фильтров в плоскости  $\Theta$  (a) и  $sRC$  (б).

$$\operatorname{sh} \sigma' \cos \omega' = -\frac{\cos^2 \psi}{N\sigma'};$$

$$\operatorname{th} \omega' \operatorname{cth} \psi = -\operatorname{th} \sigma', \quad (4.11)$$

где  $\psi$  — угол между осью  $\sigma'$  и лучом, соединяющим начало координат с нулем.

При решении уравнений (4.10) и (4.11) угол  $\psi$  считаем заданным,  $\omega'$  и  $N$  — неизвестными (при  $\sigma' = \omega' \operatorname{ctg} \psi$ ).

Координаты нулей в плоскости  $\Theta$  —  $\sigma'$  и  $\omega'$  определяются из уравнения (4.11), а параметр  $N$ , соответствующий нулю передачи, — из уравнения (4.10). Следует отметить, что уравнение (4.11) имеет множество решений. Каждому решению соответствует пара нулей в плоскости  $\Theta$ . Будучи преобразованными в плоскость комплексной частоты  $sRC$ , эти нули становятся комплексно-сопряженными. Практический интерес представляет только первая пара нулей при углах  $\psi$  и  $\pi - \psi$ . Остальные нули не оказывают существенного влияния на амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики нулевого фильтра.

Годографы первой пары нулей в плоскости  $\Theta$  и плоскости  $sRC$  при изменении параметра  $N$  показаны на рис. 56. Нуль передачи амплитудно-частотной характеристики получается в том случае, если нули функции передачи располагаются на оси  $j\omega RC$ , т. е. при  $\psi = 45; 135^\circ$  ( $\varphi = 90; 270^\circ$ ):

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 RC &= 11,18; \\ N_0 &= 0,0562. \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

При  $N < N_0$  нули располагаются в правой полуплоскости  $sRC$  на ветвях кривой параболического типа. Как известно из теории цепей, расположение нулей в правой полуплоскости  $sRC$  указывает на неминимально-фазовый характер цепи. С изменением частоты от 0 до  $\infty$  годограф функции передачи охватывает 0, т. е. фаза совершает полный цикл от 0 до  $360^\circ$ .

При  $N > N_0$  нули переходят в левую полуплоскость и цепь становится минимально-фазовой с фазовым сдвигом функции  $T(j\omega)$ , не превышающим  $\pm 90^\circ$ . Характер фазовой характеристики нулевого фильтра имеет большие значения при использовании его в цепи обратной связи избирательного усилителя, поскольку от этого зависит вид обратной связи и свойства усилителя. Годограф нулей функции передачи позволяет определить изменение частоты минимума амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) с изменением  $N$ . Частотой минимума АЧХ является координата  $j\omega RC$  нуля в плоскости  $sRC$ .

На рис. 57 показаны расчетная и экспериментальная характеристики

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = f\left(\frac{\Delta N}{N}\right)$$

пленочного  $RC - NR$ -фильтра с параметрами  $f_c = 1 \text{ мгц}$ ,  $NR = 188 \text{ ом}$ . Экспериментальная характеристика хорошо согласуется с расчетными данными.

Аналитическое выражение АЧХ гибридного нулевого  $RC - NR$  или  $RC - NC$ -фильтра является достаточно сложным. В режиме холостого хода для  $RC - NR$ -фильтра и  $R_p = 0$  функция передачи

$$T_u(\Theta) = \frac{1 + N\Theta \operatorname{sh} \Theta}{\operatorname{ch} \Theta + N\Theta \operatorname{sh} \Theta} \quad (4.13)$$

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики фильтра соответственно равны:

$$T_u(\omega') =$$

$$= \frac{\sqrt{[1 + N\omega' (\operatorname{sh} \omega' \cos \omega' - \operatorname{ch} \omega' \sin \omega')]^2 + N^2 (\omega')^2 (\operatorname{sh} \omega' \cos \omega' + \operatorname{ch} \omega' \sin \omega')^2}}{\sqrt{[\operatorname{ch} \omega' \cos \omega' + N\omega' (\operatorname{sh} \omega' \cos \omega' - \operatorname{ch} \omega' \sin \omega')]^2 + [ \operatorname{sh} \omega' \sin \omega' + N\omega' (\operatorname{sh} \omega' \cos \omega' + \operatorname{ch} \omega' \sin \omega')]^2}} \quad (4.14)$$

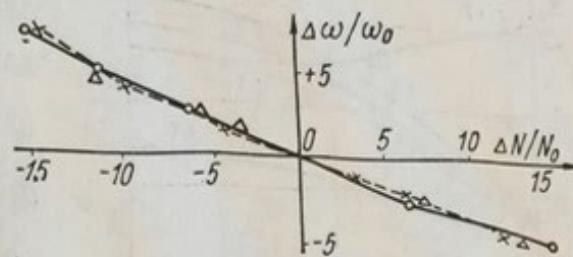


Рис. 57. Графики зависимости частоты минимальной передачи нулевого  $RC - NR$ -фильтра от параметра  $N$ :  
 -○-○—расчетная однородная; -Δ-Δ—расчетная неоднородная; —×— экспериментальная.

$$\varphi(\omega') = \operatorname{arctg} \frac{N\omega' (\operatorname{sh} \omega' \cos \omega' + \operatorname{ch} \omega' \sin \omega')}{1 + N\omega' (\operatorname{sh} \omega' \cos \omega' - \operatorname{ch} \omega' \sin \omega')} - \\ - \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{sh} \omega' \sin \omega' + N\omega' (\operatorname{sh} \omega' \cos \omega' + \operatorname{ch} \omega' \sin \omega')}{\operatorname{ch} \omega' \cos \omega' + N\omega' (\operatorname{sh} \omega' \cos \omega' - \operatorname{ch} \omega' \sin \omega')} . \quad (4.15)$$

Теперь рассмотрим избирательные свойства нулевых  $RC - NR$  и  $RC - NC$ -фильтров. Для этого исследуем зависимость крутизны передаточных функций по напряжению и по току от характера и величины импеданса нагрузки  $Z_h$  и сопротивления генератора  $R_g$ .

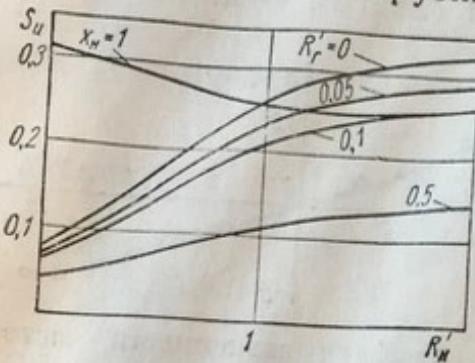


Рис. 58. График зависимости крутизны  $S_u$  нулевого  $RC$ -фильтра от  $R'_h = \frac{R_h}{R}$ .

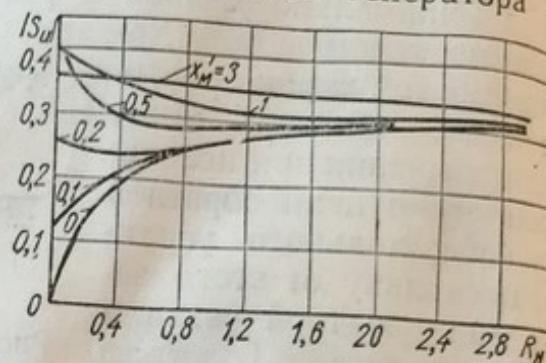


Рис. 59. График зависимости крутизны  $S_u$  нулевого  $RC$ -фильтра от индуктивной нагрузки  $X'_h = \frac{X_h}{R}$ .

В качестве нагрузки будем использовать резистивную, емкостную и индуктивную нагрузки.

В точке нуля производная передаточной функции  $\frac{dT(\Theta)}{d\Theta}$  равна производной числителя, деленной на знаменатель. Так как передаточные функции  $T_u$  и  $T_t$  отличаются только знаменателем, то функции  $S_u$  и  $S_t$  также будут иметь одинаковый числитель.

После преобразований получаем следующие выражения для  $S_u$  и  $S_t$  гибридного нулевого  $RC - NR$ -фильтра в точке нуля [27]:

$$S_u = \frac{1}{2} \cdot \frac{N\Theta^2 \operatorname{ch} \Theta - 1}{\left(1 + \frac{2N + R'_r}{Z'_h}\right) (\operatorname{ch} \Theta - 1) - \frac{R'_r}{N} - \frac{1}{N\Theta^2 Z'_h}} ; \quad (4.16)$$

$$S_t = \frac{1}{2} \cdot \frac{N\Theta^2 \operatorname{ch} \Theta - 1}{\operatorname{ch} \Theta - 1 - \frac{1}{N}} . \quad (4.17)$$

Для гибридного  $RC - NC$ -фильтра

$$S_u = \frac{1}{2} \cdot \frac{N\Theta^2 \operatorname{ch} \Theta - 1}{\left[1 + R'_r \left(\frac{1}{Z'_h} + 2N\Theta^2\right)\right] (\operatorname{ch} \Theta - 1) - \frac{R'_r}{N} - \frac{1}{N\Theta^2 Z'_h}} ; \quad (4.18)$$

$$S_t = \frac{1}{2} \cdot \frac{N\Theta^2 \operatorname{ch} \Theta - 1}{[1 + 2N\Theta^2 Z'_h](\operatorname{ch} \Theta - 1) - \frac{Z'_h}{N}}, \quad (4.19)$$

где  $R'_r = \frac{R_r}{R}$ ;  $Z'_h = \frac{Z_h}{R}$  — нормированные сопротивления генератора и нагрузки соответственно.

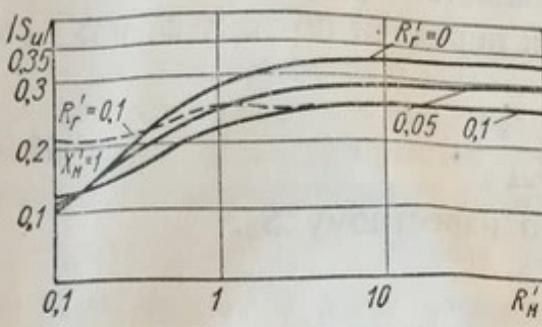


Рис. 60. График зависимости крутизны  $S_u$  нулевого  $RC$ -фильтра от  $R'_h$  и  $R'_r$ .

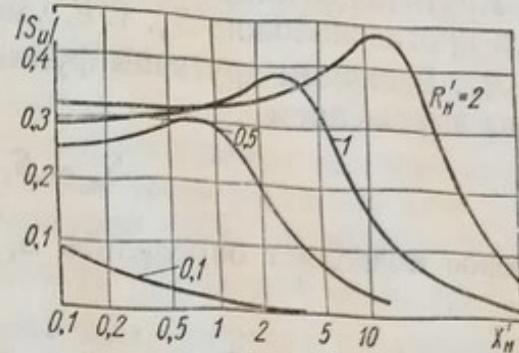


Рис. 61. График зависимости крутизны нулевого  $RC-NC$ -фильтра от индуктивной нагрузки  $X'_h$ .

Расчетные зависимости крутизны  $S_u$  и  $S_t$  для обоих типов фильтров при изменении  $Z'_h$  и  $R'_r$  представлены на рис. 58—62.

В режиме холостого хода на выходе крутизна  $S_u$   $RC-NR$ - и  $RC-NC$ -фильтров равна 0,338. Такое же значение имеет  $S_t$  при коротком замыкании на выходе. С уменьшением активной нагрузки  $R_h$  крутизна  $S_u$  уменьшается, причем у фильтра  $RC-NR$  это уменьшение идет быстрее, что позволяет отдать предпочтение фильтру  $RC-NC$  при работе его на сравнительно низкоомную нагрузку  $R_h' = 0,5 \div 2$ . Влияние емкостей нагрузки проявляется в значительном уменьшении крутизны с увеличением емкости [26, 27].

Введение индуктивной составляющей в нагрузку вызывает увеличение крутизны  $S_u$ . В фильтрах  $RC-NR$  влияние этой составляющей проявляется при значениях нагрузки  $R_h' \leq 0,5$ , причем индуктивная составляющая  $X_h = 0,3 \div 1$  обеспечивает  $S_u > 0,338$ . Максимальная избирательность для данного класса нулевых фильтров может быть достигнута не только увеличением

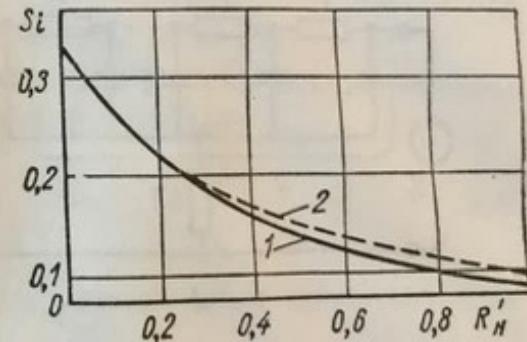


Рис. 62. График зависимости крутизны по току  $S_t/R'_h$  фильтров  $RC-NR$  (1) и  $RC-NC$  (2).

$RC-NR$  влияние этой составляющей проявляется при значениях нагрузки  $R_h' \leq 0,5$ , причем индуктивная составляющая  $X_h = 0,3 \div 1$  обеспечивает  $S_u > 0,338$ . Максимальная избирательность для данного класса нулевых фильтров может быть достигнута не только увеличением

сопротивления нагрузки, но и введением в низкоомную нагрузку  $R'_h = 0,2 \div 0,5$  индуктивной составляющей  $X'_h = 0,5 \div 1$ .

Влияние индуктивной нагрузки на избирательные свойства  $RC - NC$ -фильтра проявляются несколько иначе. Крутизна  $S_u$  увеличивается до  $0,33 - 0,45$  только при нагрузке  $R'_h > 1$ ,  $X'_h > 2$ .

Крутизна функции передачи по току  $S_t$  обоих фильтров изменяется противоположно  $S_u$ , т. е. уменьшается при увеличении нагрузки  $R'_h$ . Величины крутизны функции передачи по току  $S_t$  и  $S_u$  связаны выражением

$$S_u = S_t \frac{Z'_h}{Z_{\text{вх.ф}}}, \quad (4.20)$$

которое позволяет определить  $S_t$  по известному  $S_u$ .

#### 4. Гибридные нулевые фильтры с комплексным индуктивным сопротивлением в параллельной ветви

Пассивные нулевые  $RC$ -фильтры, построенные на основе распределенных или сосредоточенных элементов, имеют сравнительную низкую крутизну  $S_u$ , недостаточную для конструирования высокодобротных избирательных усилителей.

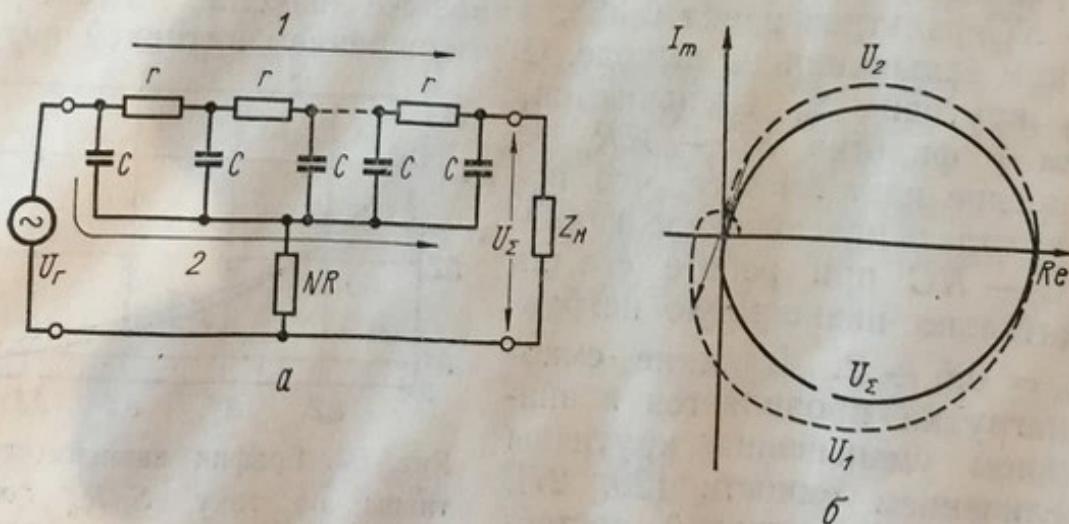


Рис. 63. К анализу нулевого фильтра:

*a* — схема прохождения сигнала через нулевой фильтр; *б* — голографы  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_z$ .

Выходное напряжение нулевого фильтра можно представить как сумму двух напряжений, передающихся по цепям с противоположными фазовыми характеристиками (рис. 63). На определенной частоте  $\omega_0$  при оптимальном сопротивлении  $NR$  напряжения ста-

новятся равными и противоположными по направлению, т. е. имеется нуль передачи. Крутизна  $S$  определяется скоростью изменения амплитуды и фазы напряжения или тока каждой из цепей вблизи нулевой частоты. Поскольку амплитудные и фазовые характеристики каждой из цепей взаимозависимы, то можно рассматривать скорость изменения одной из них, например  $\frac{d\phi}{d\omega}$ . Увеличение  $\frac{d\phi}{d\omega}$  обеих или одной из цепей ведет к увеличению крутизны  $S$ .

Возможность увеличения  $\frac{d\phi}{d\omega}$  первой цепи (распределенной  $RC$ -структурой) заключается в поисках закона изменения сопротивления и емкости вдоль структуры, при которых получается максимальный наклон фазовой характеристики. Нулевые фильтры такого типа, например с экспоненциальной  $RC$ -структурой [50], позволяют получить  $S_u \approx 0,7 \div 1,09$ . Чтобы увеличить  $\frac{d\phi}{d\omega}$  второй цепи, необходимо привести ее к цепи второго порядка, включая индуктивный элемент.

В фильтре  $RC - NR$  образуется резонансная система с резонансной частотой

$$\omega_p \approx \omega_0 \frac{1}{3,3 \cdot \sqrt{X_n}}. \quad (4.21)$$

Эта система увеличивает  $\frac{d\phi}{d\omega}$  второй цепи и крутизну  $S_u$  фильтра при выполнении условия  $\omega_0/3 < \omega_p < \omega_0/2$ , или

$$0,4 < X_n < 1, \quad (4.22)$$

что подтверждается наклоном характеристик рис. 59.

Для нулевого фильтра  $RC - NC$  цепь, образованная емкостью  $NC$ , резонирует с индуктивной нагрузкой на частоте

$$\omega_p = \omega_0 \frac{1}{3,34 \sqrt{N X_n}}. \quad (4.23)$$

В этом случае индуктивная нагрузка увеличивает крутизну при значениях  $X_n > 1$  (рис. 61).

Более существенное увеличение  $\frac{d\phi}{d\omega}$ , а соответственно и  $S_u$  достигается при включении в параллельную ветвь  $RC - NR$ -фильтра комплексного индуктивного сопротивления  $Z_1 = R_1 + j\omega L$  (рис. 64) [28]. В активных усилителях  $\frac{d\phi}{d\omega}$  может быть увеличено за счет использования операционных усилителей.

**Анализ функций передачи  $RCL$ -фильтра.** Передаточные функции  $RCL$ -фильтра по форме написания совпадают с аналогичными

функциями нулевого  $RC - NR$ -фильтра (табл. 13). Отличие состоит в том, что параметр  $N$  является комплексным:

$$N = \frac{R_1 + sL}{R} = N_0 + \frac{sL}{R}.$$

В передаточных функциях желательно иметь один частотно-зависимый аргумент  $\Theta = \sqrt{sRC}$ . Учитывая это, получаем

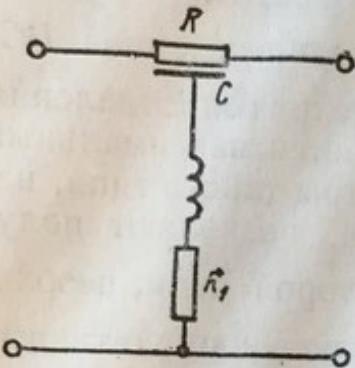


Рис. 64. Схема простейшего гибридного нулевого  $RCL$ -фильтра.

$$N = N_0 + \Theta^2 \frac{L}{R^2 C} = N_0 \left( 1 + \Theta^2 \frac{L}{R_1 RC} \right).$$

Обозначим

$$B = \frac{L}{R_1 RC}. \quad (4.24)$$

Параметр  $B$  является основным параметром  $RCL$ -фильтра, характеризующим величину индуктивности и взаимосвязь всех элементов фильтра:

$$N = N_0 (1 + \Theta^2 B). \quad (4.25)$$

Прежде всего необходимо установить условия обеспечения нуля передачи и зависимость этих условий от величины индуктивности (параметра  $B$ ). Так же как и у прототипа, положение нуля передачи  $RCL$ -фильтра не зависит от сопротивления нагрузки  $Z_n$  и сопротивления генератора  $R_g$  и полностью определяется из уравнения

$$1 + N_0 (1 + \Theta^2 B) \Theta \operatorname{sh} \Theta = 0. \quad (4.26)$$

Уравнение (4.26) дает возможность определить годограф нулей во всей плоскости  $\Theta$  при различных значениях  $B$ . Проделывая обычные операции по разделению вещественной и мнимой частей в уравнении (4.26), после преобразований получаем систему уравнений:

$$\frac{1 + B\omega'^2 (\operatorname{ctg}^2 \psi - 3)}{1 + B\omega'^2 (3 \operatorname{ctg}^2 \psi - 1)} \operatorname{ctg} \psi \operatorname{tg} \omega' = - \operatorname{th}(\omega' \operatorname{ctg} \psi); \quad (4.27)$$

$$\sigma' = \omega' \operatorname{ctg} \psi; \quad (4.28)$$

$$\omega' (1 + \operatorname{ctg}^2 \psi) \frac{[(1 + B\sigma RC)^2 + 4\omega'^2 \sigma'^2 B^2]}{[(1 + B\sigma RC) + 2\sigma'^2 B]} \operatorname{ch} \sigma' \sin \omega' = \frac{1}{N_0}. \quad (4.29)$$

Положение нуля в плоскости  $\Theta$  определяется из уравнений (4.27) и (4.28), а необходимая величина параметра  $N_0 = \frac{R_1}{R}$  — из уравнения (4.29). Вычисление годографа нулей в плоскости  $\Theta$  или  $sRC$  производится при фиксированных значениях параметра  $B$ .

Рассмотрим вначале зависимость положения истинного нуля передачи на оси  $j\omega RC$  ( $\psi = 45^\circ$ ) от изменения параметра  $B$ . При этом уравнения (4.27) и (4.29) преобразуем к виду

$$\frac{1 - 2B\omega'^2}{1 + 2B\omega'^2} \operatorname{tg} \omega' = - \operatorname{th} \omega'; \quad (4.30)$$

$$2\omega' \cdot \frac{1 + 4B^2\omega'^4}{1 + 2B\omega'^2} \operatorname{ch} \omega' \sin \omega' = \frac{1}{N_0}. \quad (4.31)$$

Полученные при решении уравнений (4.30 — 4.31) зависимости нулевой частоты  $\omega_0 RC$ , параметра  $N_0$  и добротности

$$Q_L = \frac{\omega L}{R} = \omega_0 RC \cdot B \quad (4.32)$$

от полного сопротивления  $Z_1$  показаны на рис. 65.

Представление  $Z_1$  в виде одного элемента является целесообразным при использовании в качестве  $Z_1$  низкодобротных индуктивностей или их полупроводниковых эквивалентов: реактивного или индуктивного транзисторов, в которых невозможно разделить  $R_1$  и  $L$ .

Большинство полупроводниковых эквивалентов индуктивности имеют добротность порядка нескольких единиц, что крайне недостаточно для работы в резонансных контурах избирательных усилителей. Увеличение добротности связано с нежелательными режимами работы транзисторов (лавинный пробой) и с опасной близостью к зоне нестабильного режима. Однако в нулевых  $RCL$ -фильтрах низкодобротные эквиваленты индуктивности могут быть успешно применены, так как введение в схему фильтра эквивалента индуктивности с добротностью  $Q_L < 5$  позволяет повысить на порядок крутизну  $S$  фильтра и добротность усилителя с обратной связью, в котором применяется этот фильтр.

С увеличением параметра  $B$  нулевая частота  $\omega_0 RC$  уменьшается, а параметр  $N_0 = \frac{R_1}{R}$  монотонно увеличивается, приближаясь к  $N_0 = 0,166$ .

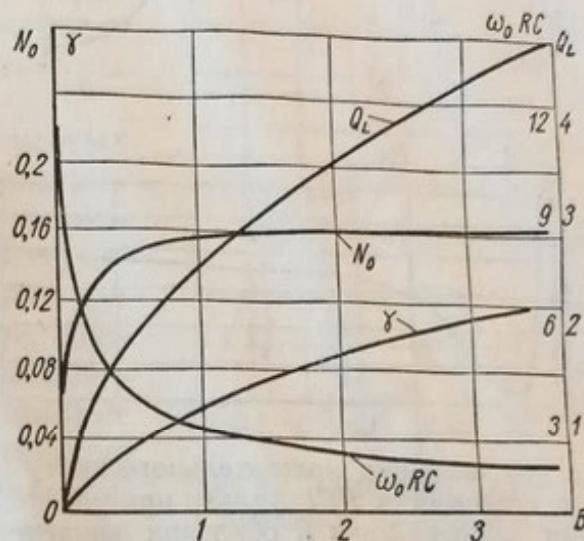


Рис. 65. График зависимости параметров  $\omega_0 RC$ ,  $N_0$ ,  $Q_L$  и  $\gamma$  от параметра  $B$  нулевого  $RCL$ -фильтра.

Величина индуктивности  $L$ , соответствующая требуемому значению параметра  $B$  на нулевой частоте  $f_0$ ,

$$L = \gamma \frac{R}{f} \text{ мкГн}, \quad (4.33)$$

где

$$\gamma = \frac{\lambda}{2\pi} BN_0; \quad \lambda = \omega_0 RC.$$

Коэффициент  $\gamma$ , как функция параметра  $B$  показан на рис. 65. При фиксированном значении  $L$  и  $C$  уменьшение  $R$  ведет к уменьшению  $R_1$ . В пределе нулевой  $RCL$ -фильтр вырождается в последовательный  $LC$ -контур с  $B = \infty$ .

С другой стороны, можно проследить эволюцию колебательного контура с потерями (рис. 66). Такая цепь имеет в плоскости  $s$  два сопряженных нуля:

$$s_{1,2} = -\frac{R_1}{2L} \pm \pm j\omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}.$$

Если верхнюю обкладку конденсатора сделать резистивной, то при увеличении сопротивления обкладки  $R$  нули смещаются

Рис. 66. Эволюция колебательного контура с потерями в  $RCL$ -фильтр при увеличении сопротивления  $R$  обкладки конденсатора (а), смещение нулей в плоскости  $s$  (б), отклонение нулевой частоты  $\omega_0$  от резонансной  $\omega_p$  (в).

к оси  $j\omega$  и при соотношении  $\frac{R_1}{R} = N_0$  располагаются на оси  $j\omega$ . Таким образом, резистивная обкладка конденсатора позволяет как бы скомпенсировать вещественную часть нуля последовательного контура.

Последнее обстоятельство дает возможность использовать такой метод для управления положением нулей, образованных последовательными контурами в сложных  $LC$ -фильтрах. Влияние сопротивления потерь индуктивности можно скомпенсировать заменой чистого конденсатора распределенной  $RC$ -цепью или ее моделью из средоточенных элементов. Изменением сопротивления  $R$  нули можно расположить как в левой, так и в правой полуплоскости  $s$ .

Оценим отклонение нулевой частоты  $RCL$ -фильтра от резонансной частоты последовательного контура:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_L^2}}.$$

Подставляя в  $\omega_p$  значение  $L$  из выражения (4.24), находим

$$\omega_0 = \omega_p \sqrt{\frac{k \sqrt{BN_0}}{1 - \frac{1}{4Q_L^2}}}.$$
 (4.34)

Расчеты показывают, что отклонение  $\omega_0$  от  $\omega_p$  не превышает 10%. При  $B > 2 \omega_0 \rightarrow \omega_p$  (рис. 66, в).

По уравнениям (4.27) — (4.29) был произведен расчет годографов нулей  $RCL$ -фильтра в плоскостях  $\Theta$  и  $sRC$  при изменении параметров  $N_0$  и  $B$ . На рис. 67 приведены годографы нулей, расположенных в верхней полуплоскости  $sRC$ , нормированной относительно нулевой частоты  $\omega_0 RC$ .

**Избирательные свойства нулевых  $RCL$ -фильтров.** Основным преимуществом гибридных нулевых  $RCL$ -фильтров является крутизна амплитудно-частотной характеристики вблизи нуля передачи. Установим количественную зависимость крутизны от изменения параметра  $B$  и исследуем влияние импеданса нагрузки  $Z_h$  и источника сигнала  $R_r$  на крутизну фильтра. Полученные результаты являются основой для выбора параметров фильтра и схемы усилителя, в котором они будут использоваться, а также позволяют дать объективную оценку преимуществ  $RCL$ -фильтров.

В данном случае крутизу определяют по общей формуле (4.3). Остаются также правильными предпосылки о том, что в точке нуля производная передаточная функции  $\frac{dT(\Theta)}{d\Theta}$  равна производной числителя, деленной на знаменатель, и что функции  $S_u$  при различных схемах включения отличаются только знаменателем.

При  $Z_h = \infty$  и  $R_r = 0$

$$S_u = \frac{\Theta}{2} \cdot \frac{N\Theta \operatorname{ch} \Theta + N \operatorname{sh} \Theta + 2BN_0\Theta^2 \operatorname{sh} \Theta}{\operatorname{ch} \Theta + N\Theta \operatorname{sh} \Theta}.$$

Учитывая, что

$$N_0\Theta^2 B = N - N_0 \text{ и } N\Theta \operatorname{sh} \Theta = -1,$$

получаем

$$S_u = \frac{N_0(1 + \Theta^2 B)\Theta^2 \operatorname{ch} \Theta - 3 + \frac{2}{1 + \Theta^2 B}}{2(\operatorname{ch} \Theta - 1)}. \quad (4.35)$$

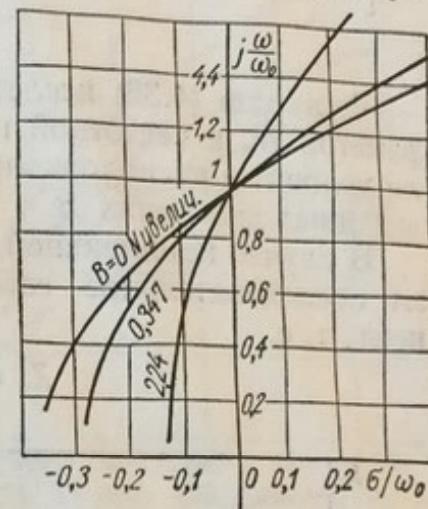


Рис. 67. Годограф нулей  $RCL$ -фильтров в плоскости  $s/\omega_0$ .

При конечных величинах импеданса нагрузки  $Z_h$  и сопротивления генератора  $R_g$

$$S_u = \frac{1}{2} \times \times \left[ \frac{N_0 (1 + \Theta^2 B) \Theta^2 \operatorname{ch} \Theta + \frac{2}{1 + \Theta^2 B} - 3}{1 + \frac{2N_0 (1 + \Theta^2 B) + R'_g}{Z'_h}} \right] (\operatorname{ch} \Theta - 1) - \frac{R'_g}{N_0 (1 + \Theta^2 B)} - \frac{1}{N_0 (1 + \Theta^2 B) \Theta^2 Z'_h} \quad (4.36)$$

Функцию (4.36) исследовали на ЦВМ «Промінь». Значение параметра  $N_0$  и частотной переменной  $\Theta = \omega' (1 + j)$  соответствовало условиям расположения нулей на оси  $j\omega RC$  плоскости  $sRC$  при заданных значениях  $B$

В случае комплексной индуктивной нагрузки фильтра принимают последовательное соединение активной и реактивной компонент, т. е.

$$Z'_h = \frac{Z_h}{R} = R'_h + jX'_h.$$

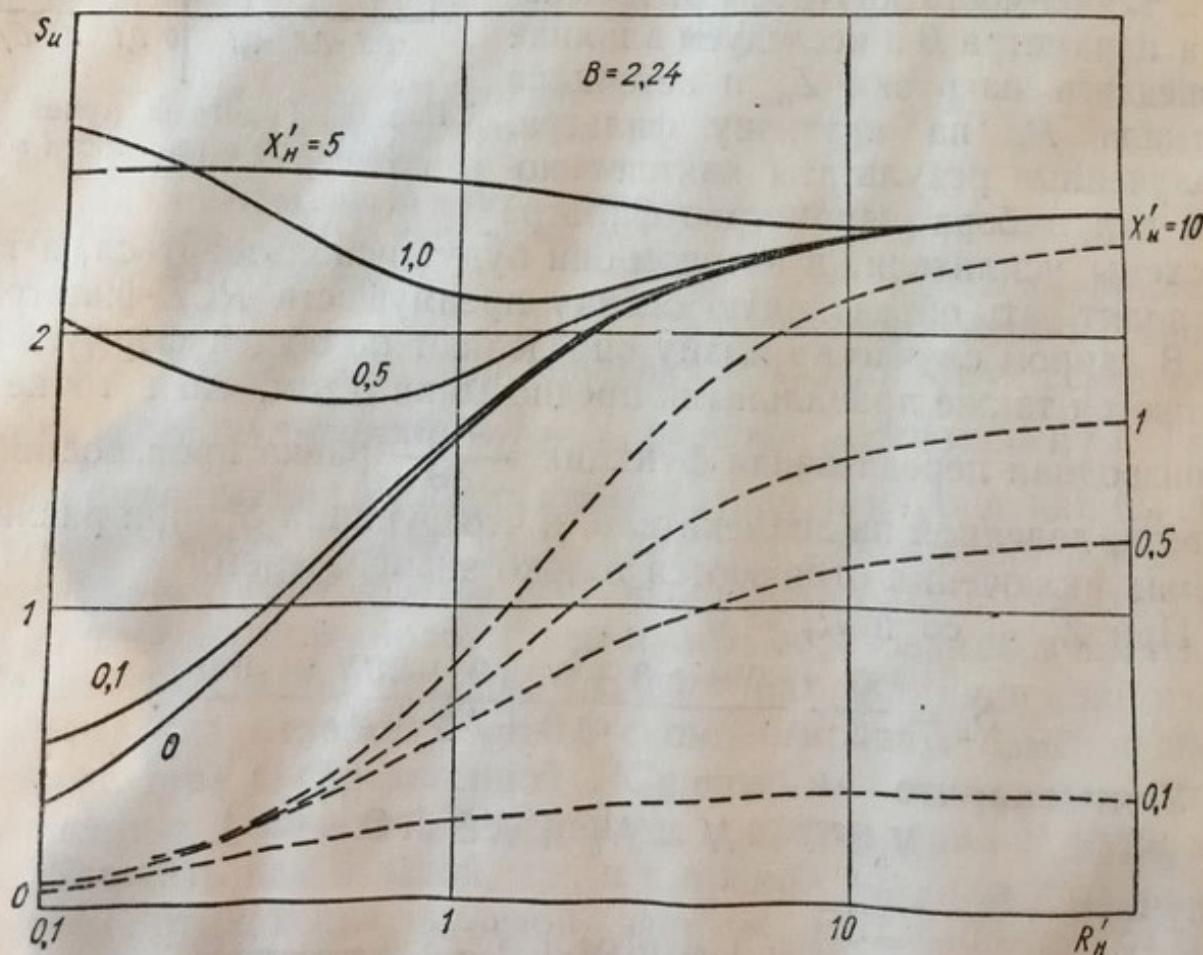


Рис. 68. График зависимости крутизны  $RCL$ -фильтров от  $R'_h$ , индуктивной (—) и емкостной (---) нагрузки  $X'_h$ .

При емкостной нагрузке емкость рассматривают включенной параллельно  $R_h$ . Тогда

$$\frac{1}{Z_h} = \frac{R}{Z_h} = \frac{1}{R_h} + j \frac{1}{X_h}.$$

Активная и реактивная компоненты нагрузки задаются нормированными относительно  $R$ . Но при емкостной нагрузке более наглядное представление о величине ее емкости получаем из отношения

$$\frac{C_h}{C} = \frac{1}{\omega R C X_h}.$$

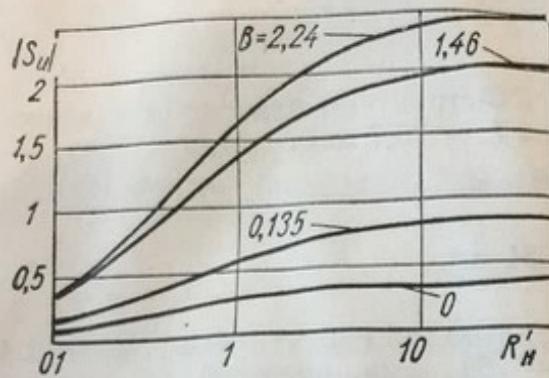


Рис. 69. График зависимости крутизны  $RCL$ -фильтра от  $R'_h$  и  $B$ .

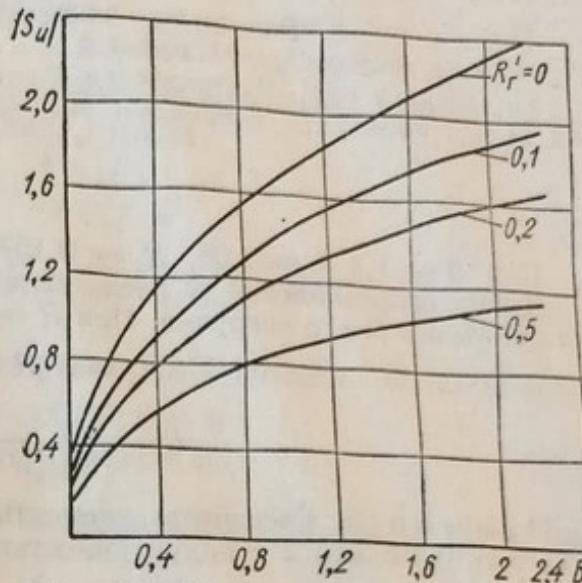


Рис. 70. График зависимости крутизны  $RCL$ -фильтра от  $B$  и  $R'_r$ .

Зависимости крутизны нулевого  $RCL$ -фильтра от параметра  $B$ , сопротивления генератора  $R_r$  и импеданса нагрузки  $Z_h$  с индуктивным и емкостным характером показаны на рис. 68—69 соответственно. При практически реализуемых значениях  $B$  (до 2,5) крутизна  $|S_u|$  возрастает до 2,5.

Сопротивление генератора  $R_r$  уменьшает крутизу так же, как в случае гибридного нулевого  $RC - NR$ -фильтра (рис. 70). То же самое можно сказать и о влиянии активной  $R_h$ , индуктивной (или емкостной)  $X_h$  нагрузок.

Индуктивная нагрузка увеличивает  $|S_u|$  при значениях  $R_h < 10$ . Причина этого явления рассмотрена выше. Емкостная нагрузка, наоборот, значительно уменьшает крутизу (рис. 68), причем ее влияние неодинаково при больших и малых значениях  $R_h$ . Чисто емкостная нагрузка ( $R_h > 50$ ) начинает уменьшать крутизу только с  $X_h < 10$ , в то же время при  $R_h < 5$  особенно большое уменьшение крутизны имеет место в диапазоне  $X_h = 10 \div \infty$ . Это делает крайне невыгодным использование в качестве нагрузки

нулевых фильтров транзисторных схем с общим эмиттером в усилителях с параллельной обратной связью. Входной импеданс такой схемы примерно соответствует активной нагрузке  $R'_n = 1$  и емкостной  $X_n = 2$ .

В некоторых случаях более оптимальным может быть использование в качестве нагрузки входного индуктивного сопротивления схемы с общей базой.

Пример 2. Рассчитать элементы нулевого  $RCL$ -фильтра с крутизной  $|S_u| = 2$  на частоте  $f_0 = 1$  мгц.

По графику рис. 70 определяем  $B = 1,4$ . Индуктивность находим из выражения (4.33), пользуясь графиками рис. 65.

$$L = \frac{\lambda}{2\pi} BN_0 \frac{R}{f_0}.$$

При  $B = 1,4$   $\lambda = 2,08$ ,  $N_0 = 0,159$ .

Выбор сопротивления  $R$  распределенной  $RC$ -структурой зависит от назначения фильтра и от его нагрузки. При  $R = 1$  ком  $L = 73,7$  мкгн, тогда

$$R_1 = N_0 R = 159 \text{ ом};$$

$$C = \frac{\lambda}{2\pi f_0 R} = 331 \text{ пф}.$$

Пример 3. Рассчитать элементы  $RCL$ -фильтра с крутизной  $|S_u| = 2,4$  на частоте 0,465 мгц и с индуктивностью  $L = 250$  мкгн, имеющей добротность  $Q_L = 6$ .

При  $|S_u| = 2,4$   $B = 2,2$ , тогда

$$R = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{f_0 L}{BN_0} = 1262 \text{ ом};$$

$$C = \frac{\lambda}{2\pi f_0 R} = 442 \text{ пф};$$

$$R_1 = N_0 R = 204 \text{ ом}.$$

Активное сопротивление индуктивности

$$R'_1 = \frac{\omega L}{Q_L} = 122 \text{ ом},$$

следовательно,

$$R''_1 = R_1 - R'_1 = 82 \text{ ом}.$$

В этом случае для получения нуля передачи последовательно с индуктивностью  $L$  включают сопротивление  $R''_1 = 82$  ом.

**Аппроксимация функций гибридных  $RCL$ -фильтров рациональными функциями.** Функции передачи и функции, характеризующие избирательность гибридных нулевых  $RCL$ -фильтров, для которых значений параметров фильтров можно аппроксимировать

Гиперболические функции  $\operatorname{sh} \Theta$  и  $\operatorname{ch} \Theta$ , входящие в выражения функций передачи и избирательности, разлагаются в степенные ряды:

$$\operatorname{sh} \Theta = \Theta + \frac{\Theta^3}{3!} + \frac{\Theta^5}{5!} + \dots; \quad (4.37)$$

$$\operatorname{ch} \Theta = 1 + \frac{\Theta^2}{2} + \frac{\Theta^4}{4!} + \dots. \quad (4.38)$$

Из рис. 65 видно, что при значении  $B > 3$  нормированная нулевая частота  $\omega_0 RC$  соизмерима с 1, следовательно, ряды (4.37), (4.38), содержащие  $\Theta = \sqrt{j\omega RC}$ , быстро сходятся. При этом условии можно ограничиться двумя членами ряда, тогда

$$\operatorname{sh} \Theta = \Theta + \frac{\Theta^3}{3}; \quad (4.39)$$

$$\operatorname{ch} \Theta = 1 + \frac{\Theta^2}{2}. \quad (4.40)$$

Функция передачи по напряжению гибридного  $RCL$ -фильтра

$$T_u = \frac{1 + N_0(1 + \Theta^2 B) \Theta \operatorname{sh} \Theta}{\operatorname{ch} \Theta + N_0(1 + \Theta^2 B) \Theta \operatorname{sh} \Theta}. \quad (4.41)$$

Подставляя ряды (4.39—4.40) в выражение (4.41) и производя преобразования, получаем

$$T_u = \frac{\bar{s}^3 \frac{1}{N_0 Q_L} + \bar{s}^2 \left( 6 + \frac{1}{N_0 Q_L^2} \right) + \bar{s} \frac{6}{Q_L} + 6}{\bar{s}^3 \frac{1}{N_0 Q_L} + \bar{s}^2 \left( 6 + \frac{1}{N_0 Q_L^2} \right) + \bar{s} \frac{3 + 6N_0}{N_0 Q_L} + 6}, \quad (4.42)$$

где  $\bar{s} = s/\omega_p = s\sqrt{LC}$  — комплексная частота, нормированная относительно резонансной частоты контура, образованного определенной емкостью и индуктивностью;  $Q_L = \frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{L}{C}}$  — добротность индуктивного элемента.

Функция (4.42) является рациональной и представляет собой отношение полиномов третьей степени нормированной комплексной частоты  $\bar{s}$ .

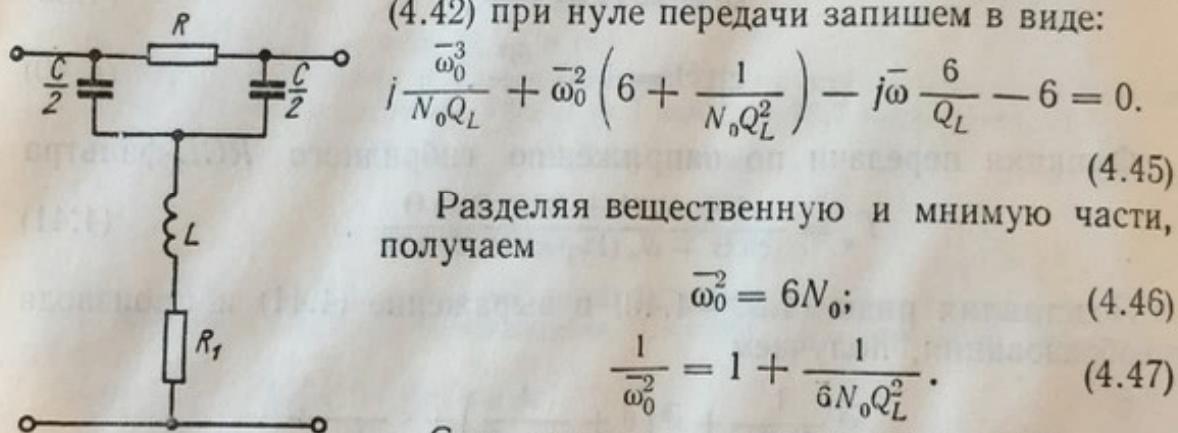
Аналогично может быть выражена рациональной функцией и крутизна  $S_u$  (см. формулу 4.35)

$$S_u = \frac{\bar{s}^4 + 2\bar{s}^3 \left( N_0 Q_L + \frac{1}{Q_L} \right) + \bar{s}^2 \left( 4N_0 + \frac{1}{Q_L^2} \right) + 2\bar{s}N_0 \left( \frac{1}{Q_L} - 3Q_L \right) - 4N_0}{2\bar{s} \left( \bar{s} + \frac{1}{Q_L} \right)}. \quad (4.43)$$

Интересно сравнить функцию передачи (4.42) с функцией передачи  $RCL$ -фильтра, изображенного на рис. 71. Этот фильтр получается при аппроксимации распределенной  $RC$ -структурой п-звеном. Составляя матрицу эквивалентных параметров, определяем функцию передачи  $RCL$ -фильтра с сосредоточенными параметрами

$$T_u = \frac{\bar{s}^3 \cdot \frac{1}{N_0 Q_L} + \bar{s}^2 \left( 4 + \frac{1}{N_0 Q_L^2} \right) + \bar{s} \cdot \frac{1}{Q_L} + 4}{\bar{s}^3 \cdot \frac{1}{N_0 Q_L} + \bar{s}^2 \left( 4 + \frac{1}{N_0 Q_L^2} \right) + \bar{s} \cdot \frac{1 + N_0}{N_0 Q_L} + 4}. \quad (4.44)$$

Рассмотрим условия получения нуля передачи для функций (4.42), (4.44). При расположении нулей на оси  $j\omega RC$  числитель (4.42) при нуле передачи запишем в виде:



Разделяя вещественную и мнимую части, получаем

$$\bar{\omega}_0^2 = 6N_0; \quad (4.46)$$

$$\frac{1}{\bar{\omega}_0^2} = 1 + \frac{1}{6N_0 Q_L^2}. \quad (4.47)$$

Соответственно для фильтра рис. 71.

$$\bar{\omega}_0^2 = N_0, \quad (4.48)$$

$$\frac{1}{\bar{\omega}_0^2} = 1 + \frac{1}{4N_0 Q_L^2}. \quad (4.49)$$

Рис. 71. Схема нулевого  $RCL$ -фильтра с сосредоточенными элементами.

Учитывая, что при  $B > 0 \bar{\omega}_0 \approx 1$  (см. рис. 66), из формулы (4.46) получим  $N_0 = \frac{1}{6}$ , что полностью соответствует рис. 65, а из (4.48) —  $N_0 = 1$ .

Таким образом, наибольшее отличие гибридного  $RCL$ -фильтра от фильтра рис. 71 заключается в значении  $N_0$ , необходимого для настройки фильтра на нуль передачи. Для фильтра с сосредоточенными параметрами требуется значительно меньшее сопротивление  $R$  при одном и том же значении  $R_1$ .

Следует отметить, что все рассуждения об управлении положением нулей в сложном  $LC$ -фильтре (см. гл. 4,4) можно отнести и к фильтру, изображенному на рис. 71. В частности, этот метод целесообразно использовать в телевизионных ФСС канала УПЧ для получения более глубокой режекции на определенных частотах.

## ГЛАВА 5

### МИКРОМИНИАТЮРНЫЕ ГИБРИДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ИЗБИРАТЕЛЬНЫМИ НАГРУЗКАМИ

#### 1. Структурная электрическая схема гибридного усилителя

Усилитель с большим коэффициентом усиления, как правило, состоит из нескольких усилительных каскадов (рис. 72). Каждый каскад, в свою очередь, состоит из усилительного элемента  $УЭ_i$  и цепи межкаскадной связи  $ЦС_i$ , включенной на выходе  $УЭ_i$ .

Усилительным элементом в гибридном усилителе может быть: отдельный транзистор с вспомогательными схемными элементами (деталями), обеспечивающими режим работы транзистора; пленочная гибридная микросхема (ГМС), содержащая один или несколько дискретных транзисторов с вспомогательными пленочными схемными элементами;

полупроводниковая монолитная микросхема (ММС).

Цепи связи в самом общем случае осуществляют согласование между усилительными элементами, а в избирательных усилителях — могут также обеспечивать заданные формы амплитудно- и фазо-частотной характеристики. В качестве цепей связи в гибридных микроминиатюрных усилителях используют:

одиночные колебательные контуры, настроенные на одну частоту или расстроенные относительно друг друга попарно или тройками;

полосовые фильтры, выполненные на связанных колебательных контурах, из  $RC$ - или  $RLC$ -звеньев, а также из их комбинаций;

апериодические цепи.

При усилении сигналов с частотами до 200—300 МГц цепи связи выполняют на элементах с сосредоточенными параметрами, при более высоких частотах сигналов — из отрезков полосковой линии передачи с распределенными параметрами.

Избирательность по частоте в многокаскадном усилителе может быть реализована:

1) всеми цепями связи; 2) одной цепью связи, включенной на входе или выходе усилителя; 3) усилительными элементами.

В зависимости от способа реализации частотной избирательности в микроминиатюрном гибридном усилителе в качестве цепей связи наиболее целесообразно применять:

в первом случае — одиночные колебательные контуры и пары связанных контуров;

во втором — фильтры сосредоточенной селекции (ФСС), когда усилительные элементы соединяют либо непосредственно, либо с помощью согласующих трансформаторов;

в третьем — апериодические цепи. Этот тип усилителей рассмотрен в главах 6 и 7.

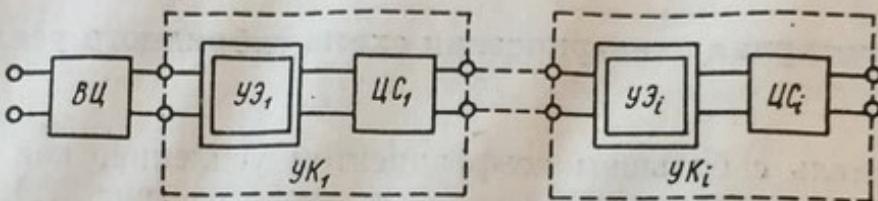


Рис. 72. Структурная схема усилителя.

Микроминиатюрные гибридные усилители с избирательными нагрузками различаются видом усилительного прибора и технологией изготовления элементов цепей межкаскадной связи. По конструкции их объединяют в три группы, для каждой из которых применим один и тот же метод проектирования.

К первой группе относятся усилители на стандартных типовых гибридных микросхемах (ГМС); ко второй — усилители на стандартных типовых монолитных полупроводниковых микросхемах (ММС); к третьей — гибридные усилители с микросхемами (гибридными или полупроводниковыми монолитными) частного применения (МСЧП).

Рассмотрим характерные особенности усилителей различных конструктивных исполнений.

**Избирательные усилители на типовых гибридных микросхемах.** Конструктивно усилители состоят из типовых гибридных микросхем и колебательных контуров, смонтированных на объединительной плате (рис. 73). На этой же плате монтируют фильтры цепей питания каскадов.

В некоторых микросхемах допускается использование в фильтрах питания одного из резисторов, расположенных на подложке микросхемы. Например, в микросхемах типа 2УС281 (см. приложение 1) в фильтрах питания коллекторных цепей транзисторов может быть использован один из резисторов, включенных между выводами 10—11 и 11—12. В этом случае на объединительной плате монтируют только конденсаторы фильтров.

Элементы цепей межкаскадных связей выполняют в различ-

ных вариантах, формируя промежуточные связанные контуры.



Р

не д  
стро  
либ  
кон  
стр  
К т  
сто  
жу  
чен  
ней  
ты  
зо  
де  
ни  
из  
ко  
к  
я

М  
О  
М

ных вариантах в зависимости от назначения усилителя. Подстраиваемые контуры применяют в тех случаях, когда с их помощью формируют амплитудно-(АЧХ) и фазо-частотную (ФЧХ) характеристики усилителя. Обычно этот вариант встречается в усилителях промежуточной частоты (УПЧ).

Перестраиваемая катушка индуктивности выполняется как отдельный объемный конструктивный элемент. Обмотки таких катушек выполняют либо обычным способом из провода, либо напылением [13]. Достоинством последнего метода является технологичность процесса изготовления, но заметного выигрыша в габаритах

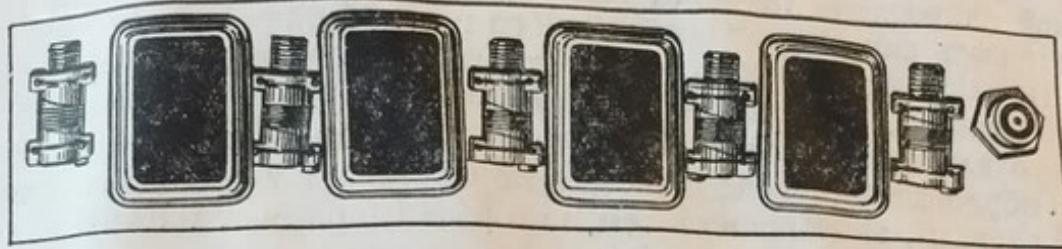


Рис. 73. Внешний вид избирательного усилителя на гибридных микросхемах типа 2УС283.

не достигается из-за сравнительно больших размеров элементов настройки. Неперестраиваемые катушки индуктивности используют либо при настройке контуров изменением емкостей подстроечных конденсаторов, либо в широкополосных каскадах усилителя, настройка которых незначительно влияет на АЧХ и ФЧХ усилителя. К таким каскадам обычно относятся каскады усилителя высокой частоты супергетеродинного приемника и каскады усилителя промежуточной частоты, АЧХ которого формируется фильтром сосредоточенной селекции. Для уменьшения габаритов и полей рассеяния неперестраиваемые катушки индуктивности выполняют с замкнутыми магнитопроводами, обычно на ферритовых кольцах. В диапазоне частот выше 30—50 МГц такие катушки часто выполняют в виде плоских спиралей (круглых или прямоугольных) путем травления или вжигания на объединительной плате одновременно с изготовлением соединительных проводников в едином технологическом процессе. Грубую настройку контура осуществляют механическим удалением части витков катушки. Недостатком такой катушки является сравнительно низкая добротность.

В диапазоне СВЧ в цепях межкаскадной связи используют элементы с распределенными или полураспределенными параметрами. Обычно в усилителях этого диапазона активные и пассивные элементы, в том числе и катушки индуктивности, изготавливают на одной подложке. Необходимо отметить, что в таких усилителях

применение типовых стандартных микросхем ограничено из-за большей индуктивности их выводов.

**Избирательные усилители на типовых монолитных полупроводниковых микросхемах.** Конструктивно усилители на типовых монолитных полупроводниковых интегральных микросхемах выполняют так же, как и усилители на типовых гибридных микросхемах, рассмотренных выше.

Катушка индуктивности может быть установлена также в одном корпусе с кристаллом микросхемы [19]. Однако при этом ее перестройка или замена исключаются и диапазон использования такой микросхемы невелик. Поэтому эти микросхемы следует рассматривать как микросхемы частного применения.

По схемному решению усилительные монолитные полупроводниковые микросхемы значительно отличаются от гибридных. Отличия обусловлены тем, что ММС не содержат конденсаторов.

Гибридные микросхемы обычно представляют собой усилительные каскады, аналогичные тем, которые выполняют на дискретных элементах (приложение 1).

Монолитные полупроводниковые микросхемы содержат несколько усилительных каскадов (приложение 2) с гальваническими связями между транзисторами и выполняются по схемам усилителей постоянного тока. Наибольшее распространение получили усилительные каскады, выполняемые по схемам дифференциальных усилителей. Такие микросхемы универсальны в использовании и применяются не только как усилители, но и как различного рода преобразователи.

**Избирательные усилители на микросхемах частного применения.** Микросхемы частного применения (МСЧП) выполняют как тонкопленочные, так и в виде полупроводниковых интегральных микросхем.

Использование МСЧП оправдано в тех случаях, когда необходимо создать усилители, по своим характеристикам отличающиеся от стандартных, или в случае, если предполагается крупносерийное производство. При этом стоимость разработки микросхемы окупается в производстве за счет рациональной конструкции, уменьшения затрат на сборку и настройку и другие технологические процессы.

На рис. 7 изображен один из вариантов избирательного усилителя, выполненного на МСЧП по тонкопленочной технологии.

Широкое распространение МСЧП на основе тонких пленок получили в усилителях СВЧ (рис. 74). Это обусловлено тем, что такие конструкции позволяют сократить межэлементные связи при высокой воспроизводимости параметров усилителей от образца к образцу.

**Особенности проектирования гибридных избирательных усили-**

телей. В гибридных избирательных усилителях микросхемы (гибридные или полупроводниковые) выступают как отдельные усилительные приборы с определенными параметрами. Вся усилительная микросхема в линейном режиме, как и любой усилительный прибор, может быть представлена четырехполюсником замещения с коэффициентом усиления  $K_{y.p}$ .

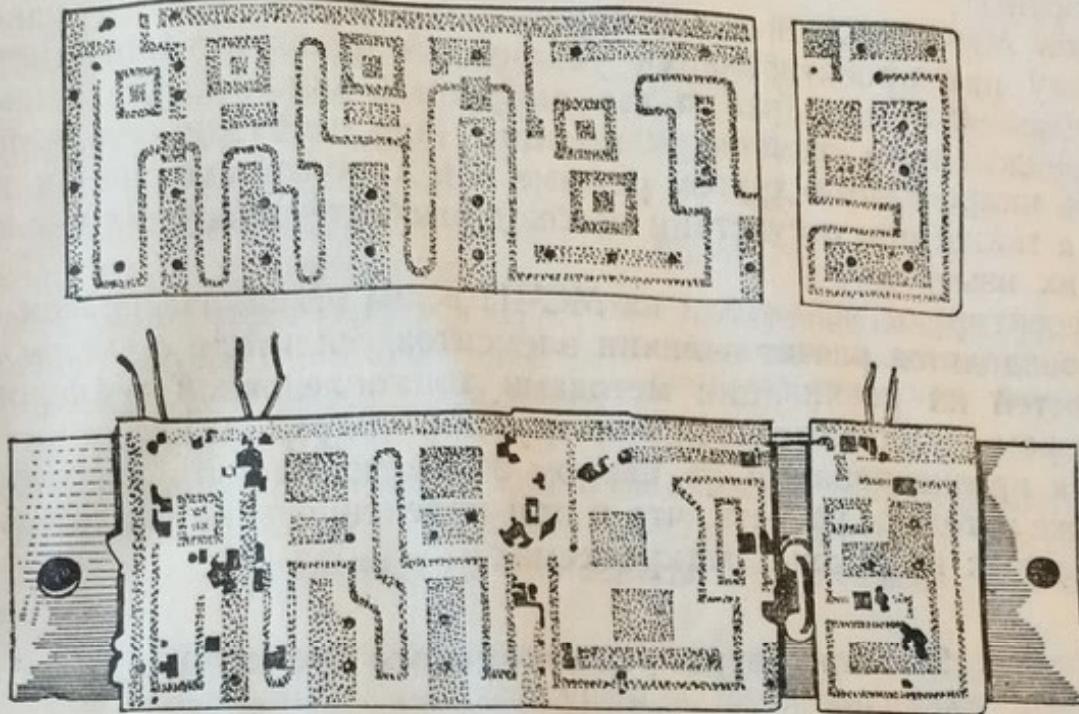


Рис. 74. Внешний вид СВЧ усилителя.

Цепь межкаскадной связи характеризуется коэффициентом передачи  $K_{ц.с}$  или обратной ему величиной — потерями  $\eta_{ц.с}$ . Тогда общий коэффициент усиления одного каскада

$$K_1 = K_{y.p} \cdot K_{ц.с} = \frac{K_{y.p}}{\eta_{ц.с}}. \quad (5.1)$$

Таким образом, усилитель рассматривают как последовательное соединение  $n$  усилительных приборов и  $m$  цепей связи с общим коэффициентом усиления

$$K_{общ} = K_1^n K_{ц.с}^m. \quad (5.2)$$

Такой подход к проектированию усилителей оправдан тем, что он дает возможность распространить методику расчета на все виды гибридных усилителей, равно как и на транзисторные усилители в обычном исполнении. В последнем случае необходимо лишь дополнительно рассчитать элементы схемы, обеспечивающие рабочий режим транзистора. Возможности определения параметров микросхем как усилительных приборов для гибридных и монолитных полупроводниковых микросхем различны.

Для ГМС параметры микросхемы могут быть рассчитаны по типу транзистора и известным величинам пассивных элементов обычными методами расчета радиотехнических схем. При этом еще на этапе проектирования можно предусмотреть возможные изменения параметров, например, при использовании режимов, отличных от паспортных.

Для ММС аналитическое определение параметров затруднено, поэтому при проектировании усилителей используют параметры, приведенные в стандартном для выбранной микросхемы режиме и рекомендованном схемном включении. При необходимости использовать микросхему в другом режиме или в другом схемном включении, а также при отсутствии необходимых электрических параметров, их измеряют.

Проектируют усилители на МСЧП в два этапа. На первом этапе производится расчет величин элементов усилителя с учетом возможностей их реализации методами тонкопленочной технологии. На втором — проектируется конструкция микросхемы.

Для проектирования на первом этапе может быть использована та же методика расчета, что и при проектировании усилителя на стандартных гибридных микросхемах.

## 2. Параметры усилительного элемента

При анализе усилительного каскада усилительный элемент целесообразно представлять четырехполюсником замещения, который характеризуется следующими параметрами: входной  $Y_{1y.z}$  и выходной  $Y_{2y.z}$  проводимостями, крутизной прямой  $Y_{21y.z}$  и обратной передачи  $Y_{12y.z}$  и коэффициентом шума  $W_{y.z}$ . При этом

$$Y_{1y.z} = Y_{vх} + Y_{1vх}; \quad (5.3)$$

$$Y_{2y.z} = Y_{vых} + Y_{2cх}, \quad (5.4)$$

где  $Y_{vх} = g_{vх} + j\omega C_{vх}$  комплексная входная проводимость первого транзистора микросхемы или просто транзистора, если микросхема собрана на одиночном транзисторе;  $Y_{vых} = g_{vых} + j\omega C_{vых}$  — комплексная выходная проводимость последнего транзистора микросхемы УЭ или просто транзистора;  $Y_{1cх} = g_{1cх} + j\omega C_{1cх}$ ;  $Y_{2cх} = g_{2cх} + j\omega C_{2cх}$  — комплексные проводимости вспомогательных схемных элементов соответственно по входу и выходу УЭ. Обычно  $C_{1cх} = C_{2cх} = 0$ .

Цепь связи целесообразно представлять четырехполюсником со следующими параметрами: входной  $Y_{vх ц.с}$  и выходной  $Y_{vых ц.с}$  проводимостями, коэффициентом передачи напряжения  $K_{ц.с}$  или мощности  $K_{p.ц.с}$ , коэффициентом шума  $W_{ц.с}$ . Входная проводимость цепи связи является нагрузкой для усилительного элемента.

Для расчета и проектирования многокаскадных усилителей необходимо уметь определять качественные показатели усилительного каскада через параметры усилительного элемента и цепи связи. Этот вопрос рассмотрим на примере расчета наиболее распространенного усилительного каскада на транзисторе с цепью связи в виде одиночного колебательного контура.

При проектировании усилителей промежуточной частоты удобно использовать коэффициент усиления по напряжению  $K$ . При проектировании усилителей высокой частоты, где обычно основным параметром является коэффициент шума, рациональнее использовать коэффициент усиления по мощности  $K_p$ .

На характеристики цепи связи оказывают влияние входная и выходная проводимости микросхемы  $Y_{1y.z}$  и  $Y_{2y.z}$ . Рассмотрим эти параметры усилительного каскада и способы их определения.

Два варианта принципиальных схем каскада на транзисторе с одиночным колебательным контуром в цепи нагрузки приведены на рис. 75 и 76. В общем случае для реализации наибольшего коэффициента усиления каскада коллекторную цепь транзистора или выход усилительного элемента данного каскада, и цепь базы транзистора, или вход усилительного элемента следующего каскада, подключают к контуру частично; например, подключая усилительные элементы к части витков катушки индуктивности (рис. 76) или к емкостному делителю (рис. 75). Возможны

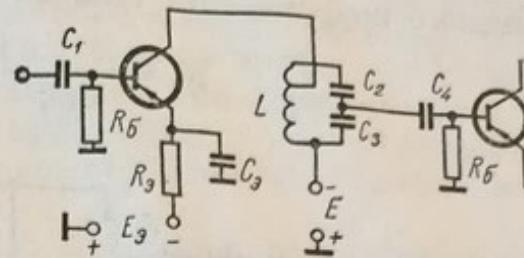


Рис. 75. Принципиальная схема каскада с частичным включением контура с помощью емкостного делителя.

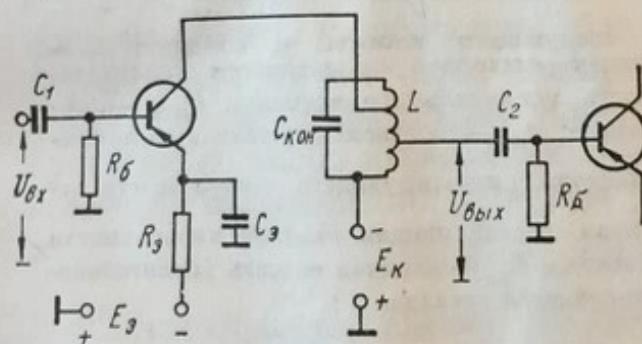


Рис. 76. Принципиальная схема каскада с автотрансформаторным включением контура.

и другие комбинации из этих двух способов частичного подключения к контуру.

Качественные показатели усилительного каскада не зависят от способа подключения УЭ к колебательному контуру. Поэтому рассмотрим качественные показатели каскада, собранного по схеме рис. 76. Эквивалентная схема этого каскада приведена на рис. 77.

Условимся всем величинам, относящимся к выходной цепи усилительного элемента, приписывать индекс «2», а к входной цепи — индекс «1».

**Коэффициент усиления резонансного каскада по напряжению.** Из эквивалентной схемы усилительного каскада рис. 77 для резонансного коэффициента усиления следует

$$K_1 = \frac{|Y_{21}|}{G_1 p_1^2 + G_2 p_2^2 + g_k} p_1 p_2. \quad (5.5)$$

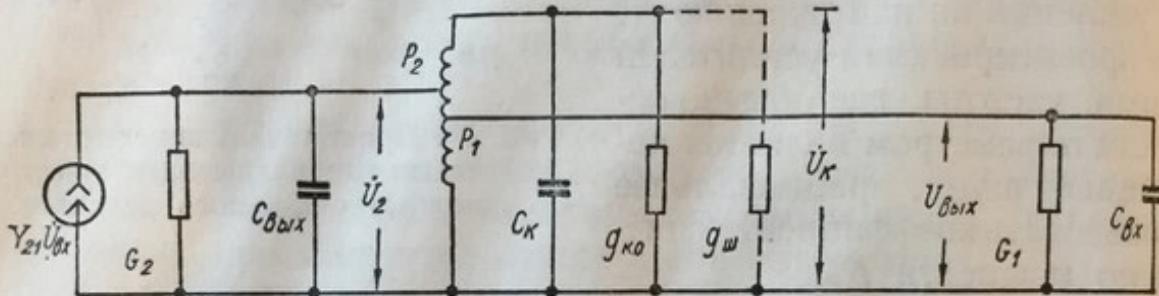


Рис. 77. Эквивалентная схема каскада:

$\dot{U}_2$  — напряжение на выходных зажимах усилительного элемента;  $\dot{U}_k$  — напряжение на контуре;  $\dot{U}_{\text{вых}}$  — напряжение на выходе усилительного каскада (оно же — на входе следующего усилительного элемента);  $p_2 = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_k}$  — коэффициент подключения

контура к выходу усилительного элемента;  $p_1 = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_k}$  — коэффициент подключения входа усилительного элемента следующего каскада к контуру;  $G_2 = g_{\text{вых}} + g_{\text{сх}}$  — активная составляющая выходной проводимости усилительного элемента;  $C_{\text{вых}}$  — выходная емкость усилительного элемента;  $C_{\text{кон}}$  — собственная емкость колебательного контура;  $g_{\text{к.о.}}$  — собственная проводимость контура;  $g_{\text{ш}} = \frac{1}{R_{\text{ш}}}$  — проводимость резистора, шунтирующего контур (часто отсутствует);  $G_1 = g_{\text{вх}} + g_{\text{сх}}$  — активная составляющая входной проводимости усилительного элемента следующего каскада;  $C_{\text{вх}}$  — входная емкость усилительного элемента следующего каскада.

Полная проводимость нагрузки каскада

$$g_0 = g_k + G_1 p_1^2 + G_2 p_2^2. \quad (5.6)$$

Она определяет полосу пропускания каскада  $\Pi_1$

$$\Pi_1 = \frac{g_0}{2\pi C_0}, \quad (5.7)$$

где  $C_0$  — полная емкость контура.

При расчетах усилителей удобно использовать понятие расположенного коэффициента усиления

$$K_{\text{расп}} = \frac{|Y_{21}|}{g_0} = \frac{|Y_{21}|}{2\pi C_0 \Pi_1}. \quad (5.8)$$

При заданной полосе пропускания коэффициент  $K_{\text{расп}}$  постоянен и определяется типом усилительного прибора.

Располагаемый коэффициент усиления является максимально возможным для данного усилительного прибора при заданной полосе пропускания каскада. Никакие комбинации коэффициентов включения  $p_1$  и  $p_2$  и вообще никакие пассивные элементы межкаскадной связи не могут обеспечить усиления больше, чем  $K_{\text{расп}}$ . Физически это обстоятельство объясняется тем, что коэффициент передачи напряжения изменяется пропорционально первой степени коэффициента трансформации, а проводимость, и, следовательно, коэффициент усиления каскада — пропорционально квадрату коэффициента трансформации.

Коэффициент усиления каскада  $K_1$  обычно ограничивается дополнительными требованиями. Основные из них следующие:

1. Коэффициент усиления каскада не должен превышатьустойчивый коэффициент усиления  $K_{\text{уст}}$ .

2. В усилителях с функциональными характеристиками (например, логарифмических) коэффициент усиления ограничен реализуемым динамическим диапазоном каскада.

3. Для микросхем существенными являются вопросы реализации фильтров развязки между каскадами. При больших коэффициентах усиления каскада может оказаться, что размеры фильтрующих конденсаторов недопустимо велики или даже нереализуемы технологически. В этом случае может оказаться целесообразным пойти на уменьшение коэффициента усиления каждого каскада и компенсировать уменьшение общего коэффициента усиления усилителя увеличением числа каскадов.

Требуемый коэффициент усиления  $K_1$  при заданной полосе пропускания согласно выражению (5.5) может быть обеспечен выбором величины произведения  $p = p_1 p_2$ :

$$K_1 = K_{\text{расп}} p_1 p_2 = K_{\text{расп}} p. \quad (5.9)$$

Таким образом, расчет усилителя по заданной величине коэффициента усиления по напряжению  $K_1$  состоит из двух этапов.

На первом этапе определяют величину располагаемого коэффициента усиления  $K_{\text{расп}}$  микросхемы при заданной полосе пропускания.

На втором этапе рассчитывают значения  $p_1$  и  $p_2$  цепи связи таким образом, чтобы удовлетворить условия (5.6) и (5.9).

Для некоторых микросхем величина  $Y_{21y,3}$  бывает задана. Если в паспортных данных такие сведения отсутствуют или микросхема используется в режиме, отличном от рекомендованного, то при расчете усилителей на гибридных микросхемах и гибридных микросхемах частного применения (I и III типа) величину  $Y_{21y,3}$

определяют по параметрам транзисторов (см. гл. 3). Расчет величины  $|Y_{21y_3}|$  монолитной интегральной микросхемы из-за отсутствия в паспортных данных сведений о параметрах транзисторов практически не применим. В этом случае значение  $K_{\text{расп}}$  может быть определено по номинальной величине коэффициента усиления при заданной нагрузке, обычно приводимой в паспорте, либо измерен.

По известной номинальной величине коэффициента усиления микросхемы  $K_{\text{ном}}$ , измеренной при номинальном значении сопротивления нагрузки  $|Z_{\text{ном}}|$  на заданной частоте, величину  $K_{\text{расп}}$  рассматривают из соотношения

$$K_{\text{расп}} = \frac{K_{\text{ном}}}{|Z_{\text{ном}}| g_0}. \quad (5.10)$$

**Коэффициент усиления резонансного каскада по мощности.** Мощность, отдаваемая каскадом в нагрузку (следующему каскаду),

$$P_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{твых}}^2}{2} G_1. \quad (5.11)$$

Выходное напряжение каскада

$$U_{\text{твых}} = U_{\text{твх}} K_1. \quad (5.12)$$

Тогда с учетом выражения (5.5) получаем

$$P_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{твх}} G_1}{2} \left( \frac{|Y_{21}|}{G_1 p_1^2 + G_2 p_2^2 + g_k} p_1 p_2 \right)^2. \quad (5.13)$$

Мощность, потребляемая каскадом,

$$P_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{твх}} G_1}{2}. \quad (5.14)$$

Коэффициент усиления по мощности из (5.13) и (5.14)

$$K_P = \frac{|Y_{21}|^2}{(G_1 p_1^2 + G_2 p_2^2 + g_k)^2} p_1^2 p_2^2, \quad (5.15)$$

или с учетом (5.9)

$$K_P = K_{\text{расп}}^2 p_1^2 p_2^2. \quad (5.16)$$

Максимальное усиление мощности в каскаде имеет место при отсутствии потерь в цепях связи, т. е. при  $g_k = 0$ . При этом из соотношения (5.15) коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \left( \frac{|Y_{21}|}{G_1 p_1^2 + G_2 p_2^2} \right)^2 p_1^2 p_2^2. \quad (5.17)$$

Приравнивая нулю производную  $\frac{dK_P}{dp_1}$ , определяем оптимальное значение коэффициента включения  $p_1$ , при котором значе-

ние  $K_P$  максимально:

$$P_1^2 = P_2^2 \frac{G_2}{G_1}. \quad (5.18)$$

Коэффициент усиления каскада по мощности при оптимальном согласовании и отсутствии потерь в цепи связи является максимально возможным для данного усилительного прибора и равен

$$K_{P_0} = \frac{|Y_{21}|^2}{4G_1 G_2}. \quad (5.19)$$

Из этого выражения следует, что  $K_P$ , зависит только от параметров усилительного элемента.

Величина  $K_{P_0}$  может быть определена по известному значению максимальной частоты генерации транзистора. Максимальная частота  $f_{\max}$ , на которой возможна генерация при нейтрализации внутренней обратной связи реактивными элементами (цепями без потерь), соответствует  $K_{P_0} = 1$ .

В широком диапазоне частот при  $\omega_0 > (2 \div 3) \omega_B$  коэффициент усиления по мощности в нейтрализованной схеме обратно пропорционален квадрату частоты

$$K_{P_0} = \left( \frac{f_{\max}}{f_0} \right)^2, \quad (5.20)$$

где

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi r_b C_{k.6}}} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi r_b C_{k.6}}}. \quad (5.21)$$

Аналогичная зависимость соблюдается и в том случае, если внутренняя обратная связь не нейтрализована. При этом частота, на которой  $K_{P_0} = 1$  для схемы с общим эмиттером, определяется выражением

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi(r_b + r_s + \Delta r_s + \omega_T L_s) C_k}}. \quad (5.22)$$

Отсюда с учетом формулы (5.20)

$$K_{P_0} = \frac{f_T}{8\pi f_0 (r_b + r_s + \Delta r_s + \omega_T L_s) C_k}. \quad (5.23)$$

Общий коэффициент усиления каскада определяется величиной  $K_{P_0}$  и потерями в цепях связи. Таким образом, расчет усилителя по заданной величине коэффициента усиления по мощности  $K_P$  также, как и по заданному коэффициенту усиления по напряжению, состоит из двух этапов.

На первом этапе определяют максимальный коэффициент усиления усилительного элемента по мощности  $K_{P_0}$ ; на втором — потери в цепи связи  $K_{P_{ц.с.}}$ . Общий коэффициент усиления каскада с учетом потерь в цепи связи вычисляют по формуле

При расчете высокочастотных усилителей с гибридными микросхемами, содержащими один транзистор, для определения  $K_P$ , удобно использовать выражение (5.23). При расчете усилителей с монолитными интегральными микросхемами, содержащими несколько транзисторов, а также с гибридными микросхемами, выполненными по каскодным схемам, более приемлемым является расчет  $K_P$  по выражению (5.19).

**Входную и выходную проводимости усилительного элемента** необходимо учитывать при расчете цепей связи. Входную проводимость микросхемы ( $MC$ ) определяют либо из паспортных данных, если они имеются, либо рассчитывают по известным параметрам транзисторов.

Ранее отмечалось, что монолитные интегральные микросхемы обычно содержат несколько каскадов. Это позволяет пренебречь влиянием выходной цепи на входную проводимость микросхемы и полагать, что последняя определяется входной проводимостью  $MC$  в режиме короткого замыкания на выходе.

Эти же рассуждения справедливы и для гибридных микросхем с каскодным соединением транзисторов, а также для гибридных микросхем на одиночных транзисторах, соединенных, в свою очередь, каскодно.

Можно считать, что входная проводимость рассмотренных выше усилительных элементов равна сумме входной проводимости первого транзистора  $Y_{11} = g_{11} + j\omega C_{11}$  и проводимости схемных элементов  $g_{cx}$

$$G_1 = g_{11} + g_{cx}; \quad (5.24)$$

$$C_{bx} = C_{11}. \quad (5.25)$$

Для гибридных интегральных микросхем и микросхем частного применения на одиночных транзисторах необходимо учитывать проводимости, вносимые со стороны коллекторной цепи за счет внутренней обратной связи.

Согласно теории четырехполюсников, входная проводимость транзистора, нагруженного на проводимость  $Y_n$ ,

$$Y_{bx} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_n}.$$

При резонансе на выходе для схемы рис. 77

$$Y_{bx} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{g_0} p_2^2. \quad (5.26)$$

Полагая в выражении (5.26)

$$\begin{aligned} Y_{11} &= g_{11} + j\omega C_{11}; \quad Y_{12} = -j\omega C_k; \\ Y_{21} &= \frac{Y_{21_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_s}} = \frac{Y_{21_0}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2} - j \frac{Y_{21_0}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2} \cdot \frac{\omega}{\omega_s}, \end{aligned}$$

для составляющих входной проводимости получаем:

$$g_{\text{вх}} = g_{11} + \frac{\omega C_k}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2} \cdot \frac{\omega}{\omega_s} = K_{\text{расп}} p_2^2; \quad (5.27)$$

$$C_{\text{вх}} = C_{11} + \frac{C_k}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2} \cdot K_{\text{расп}} p_2^2. \quad (5.28)$$

Обычно с достаточной для практических расчетов точностью можно считать

$$g_{\text{вх}} \approx g_{11}, \quad (5.29)$$

так как изменение проводимости  $g_{\text{вх}}$  за счет внутренней обратной связи не превосходит величины  $g_{11}(1 - m_y)$ , где коэффициент устойчивости  $m_y = 0,8 \div 0,9$ .

Рассуждая аналогичным образом, для выходной проводимости получим:

$$g_{\text{вых}} = g_{22} + \frac{\omega C_k}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2} \cdot \frac{\omega}{\omega_s} \cdot K_{\text{расп}} p_1^2; \quad (5.30)$$

$$C_{\text{вых}} = C_{22} + \frac{C_k}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2} \cdot K_{\text{расп}} p_1^2. \quad (5.31)$$

**Параметры усилительного каскада с резистором в цепи эмиттера транзистора.** Для уменьшения влияния разброса параметров транзисторов на параметры микросхемы и улучшения ее температурной стабильности, в цепь эмиттера транзисторов включают резисторы, осуществляя обратную связь по току эмиттера.

Выражения для параметров усилительного элемента получим подстановкой  $g_{o.c} = \frac{1}{R_{o.c}} = Y_{o.c}$  в выражения (3.68) — (3.71).

При  $B_0 \gg 1$  они имеют следующий вид:

$$g_{11o.c} = \frac{1 + \left(B_0 \frac{\omega}{\omega_T}\right)^2}{B_0 \left[ (r_9 + R_{o.c}) + \frac{r_6}{B_0} + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2 B_0 (r_6 + R_{o.c}) \right]}; \quad (5.32)$$

$$C_{11o.c} = \frac{\omega_T \left[ 1 + \left(B_0 \frac{\omega}{\omega_T}\right)^2 \right]}{\omega_0^2 B_0^2 (r_9 + R_{o.c})}; \quad (5.33)$$

$$Y_{21o.c} = \frac{\alpha_0}{\sqrt{\left[ (r_9 + R_{o.c}) + \frac{r_6}{B_0} \right]^2 + \left[ \frac{\omega}{\omega_T} (r_6 + R_{o.c}) \right]^2}}; \quad (5.34)$$

$$|Y_{12}|_{o.c} = \frac{\alpha_0 \omega C_{k.b} \sqrt{(r_s + R_{o.c})^2 + \left(R_{o.c} \frac{\omega}{\omega_T}\right)^2}}{\sqrt{\left[(r_s + R_{o.c}) + \frac{r_b}{B_0}\right]^2 + \left[\frac{\omega}{\omega_T}(r_b + R_{o.c})\right]^2}} = \\ = |Y_{21}|_{o.c} \omega C_k \sqrt{(r_s + R_{o.c})^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_T} R_{o.c}\right)^2}. \quad (5.35)$$

G2

В выражения для всех параметров величина  $R_{o.c}$  входит слагаемым с  $r_s$  и  $r_b$ . Поэтому влияние разброса параметров и их изменения под воздействием дестабилизирующих факторов (изменения температуры, напряжения источников питания и т. п.) в усилителе с обратной связью уменьшается.

### 3. Параметры межкаскадных цепей связи

Параметры межкаскадных цепей связи определяются их назначением. Условно цепи связи можно разделить на согласующие и частотноизбирательные.

Основное назначение согласующих цепей связи состоит в том, что они обеспечивают согласование выходной проводимости предыдущего каскада с входной проводимостью последующего при минимальных потерях мощности усиливаемого сигнала. При этом величина полосы пропускания обычно не критична и ее выбирают заведомо больше полосы всего усилительного тракта. К согласующим цепям связи относятся, например, контуры первых каскадов малошумящих усилителей и межкаскадные цепи связи усилителей с ФСС.

Основное назначение частотноизбирательных цепей связи состоит в том, что они обеспечивают требуемую форму амплитудно- и фазо-частотной характеристик усилителя. Потери мощности при этом могут значительно превышать минимальные. Более того, в ряде случаев потери увеличиваются искусственно, если усиление каскада превышает требуемое значение.

**Потери в согласующих цепях связи.** Согласующая цепь связи в зависимости от соотношения величин согласуемых проводимостей может быть включена частично со стороны выхода предыдущего каскада при  $G_2 > G_1$  или со стороны входа последующего при  $G_2 < G_1$ . Частичное включение одновременно со стороны входа и выхода в согласующих цепях связи не применяют из-за увеличения потерь. Такое включение находит применение только в частотноизбирательных цепях связи для обеспечения полосы пропускания. Этот случай рассмотрен ниже.

Рассмотрим первый случай, когда выполняется неравенство  $G_2 < G_1$ . Согласно рис. 77 мощность, подводимая к контуру,

$$P_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{мк}}^2}{2} (g_{\kappa 0} + G_1); \quad (5.36)$$

мощность, поступающая на вход усилителя,

$$P_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{мк}}^2}{2} G_1. \quad (5.37)$$

С учетом выражений (5.36), (5.37), (5.6) коэффициент передачи контура по мощности

$$K_{P_{\text{ц.с}}} = 1 - \frac{g_{\kappa 0}}{g_0 - G_2 p_2^2}, \quad (5.38)$$

При согласовании имеет место равенство

$$G_2 = \frac{g_{\kappa 0} + G_1}{p_2^2}. \quad (5.39)$$

Подставив значение  $G_2$  из последнего выражения в (5.38), находим коэффициент передачи контура по мощности при согласовании

$$K_{P_{\text{ц.с}}} = 1 - \frac{2Q_{\text{н}}}{Q_0}, \quad (5.40)$$

где  $Q_{\text{н}} = \frac{\omega C_0}{g_0}$  и  $Q_0 = \frac{\omega C_0}{g_{\kappa 0}}$  — добротность нагруженного и не-нагруженного контуров соответственно.

Во втором случае, когда выполняется неравенство  $G_2 > G_1$ , аналогичным образом находим коэффициент передачи контура по мощности

$$K_{P_{\text{ц.с}}} = 1 - \frac{g_{\kappa 0}}{g_0 - G_2}. \quad (5.41)$$

Коэффициент включения контура при согласовании

$$p_1^2 = \frac{G_2 - g_{\kappa 0}}{G_1}. \quad (5.42)$$

Подставив выражение (5.42) в (5.41), находим, что как и в первом случае, коэффициент передачи контура при согласовании определяется выражением (5.40).

Иногда, например, в широкополосных усилителях, проводимостью  $G_2$  можно пренебречь. Тогда выражение (5.41) преобразуется к виду

$$K_{P_{\text{ц.с}}} = 1 - \frac{g_{\kappa 0}}{g_0} = 1 - \frac{Q_{\text{н}}}{Q_0}. \quad (5.43)$$

Потери в цепях связи при заданной полосе пропускания. Определим условия получения максимального значения  $K_P$  при заданной полосе пропускания контура.

Величины коэффициентов включения  $p_1$  и  $p_2$  должны удовлетворять выражению (5.6) и обеспечивать максимальное значение  $K_P$ , определяемое выражением (5.15).

Из (5.6)

$$p_2^2 = \frac{g_0 - g_k - G_1 p_1^2}{G_2}. \quad (5.44)$$

Подставив (5.6) в (5.15), находим

$$K_P = \frac{|Y_{21}|^2}{g_0^2} p_1^2 \frac{g_0 - g_k - G_1 p_1^2}{G_2}. \quad (5.45)$$

Оптимальное значение  $p_1$ , обеспечивающее  $K_P$  макс, определяем из условия  $\partial K_P / \partial p_1 = 0$ , откуда

$$p_1^2 = \frac{g_0 - g_k}{2G_1}. \quad (5.46)$$

Подставляя полученное значение  $p_1^2$  в выражение (5.6), определяем

$$p_2^2 = \frac{g_0 - g_k}{2G_2}. \quad (5.47)$$

Таким образом, максимальное значение  $K_P$  при заданной полосе пропускания и  $p_1 < 1$ ,  $p_2 < 1$  имеет место при равенстве вносимых затуханий в контур со стороны выхода усилительного прибора и со стороны входа следующего каскада.

Максимальное значение  $K_P$  находим, подставляя выражения (5.46) и (5.47) в (5.44),

$$K_{P\max} = \frac{|Y_{21}|^2}{4G_1 G_2} \left(1 - \frac{g_k}{g_0}\right)^2.$$

Или с учетом (5.19)

$$K_{P\max} = K_{P0} \left(1 - \frac{g_k}{g_0}\right)^2 = K_{P0} \left(1 - \frac{Q_0}{Q_h}\right)^2. \quad (5.48)$$

Условия получения максимального значения  $K_P$  при  $p_2 = 1$  или  $p_1 = 1$  не совпадают с условиями (5.46) и (5.47).

Рассмотрим условия согласования при  $p_2 = 1$ . Из выражения (5.17)

$$K_P = \left( \frac{|Y_{21}|}{g_k + G_1 p_1^2 + G_2 p_2^2} \right)^2 p_1^2. \quad (5.49)$$

Максимальное усиление обеспечивается при  $p_1$ , определенном из условия

$$\frac{\partial K_P}{\partial p_1} = 0,$$

Определен  
вляет  
е  $K_P$ ,

5.44)

5.45)  
яем

46)

47)

осе  
ых  
ко

ия

откуда

$$p_1^2 = \frac{g_k + G_2}{G_1}. \quad (5.50)$$

Подставив (5.50) в (5.6), находим необходимую величину  $g_k$  для обеспечения требуемой полосы пропускания каскада

$$g_k = \frac{g_0 - 2G_2}{2} = \frac{g_0}{2} - G_2.$$

Определим максимальное значение коэффициента усиления при  $p_2 = 1$  и заданной полосе пропускания, для чего подставим в соотношение (5.17) выражение (5.50):

$$K_P = \frac{|Y_{21}|^2}{4G_1G_2} \left(1 - \frac{2g_k}{g_0}\right).$$

Или с учетом (5.19)

$$K_P = K_{P0} \left(1 - \frac{2g_k}{g_0}\right) = K_{P0} \left(1 - \frac{2Q_0}{Q_h}\right), \quad (5.51)$$

где  $g_k$  определяется выражением (5.43).

**Полоса пропускания контура при максимальном усиении каскада.** Минимальные потери при согласовании, как следует из выражений (5.40) — (5.48) и (5.50), имеют место при минимальном значении собственных потерь контура  $g_{k0}$ . Минимальное значение  $g_{k0}$  обеспечивается при минимальном значении  $C_0$ . Однако для того, чтобы избежать сильной зависимости настройки контура от изменения параметров транзистора, вносимые транзистором емкости не должны превышать определенной величины.

Определим минимальное значение емкости контура с учетом возможных изменений  $C_{\text{вх}}$  и  $C_{\text{вых}}$  транзисторов при допустимых изменениях настройки контура.

Из выражения для резонансной частоты контура

$$f = \frac{1}{2\pi V L C_0} \quad (5.52)$$

находим

$$\left| \frac{\Delta C}{C_0} \right| = 2 \frac{\Delta f}{f_0}.$$

Если принять допустимую расстройку контура  $\Delta f$  равной  $a\pi$  при изменении входной и выходной емкостей в одну сторону (наихудший случай), а возможные изменения емкости контура равными

$$\Delta C = b(p_2^2 C_{\text{вых}} + p_1^2 C_{\text{вх}}),$$

то из выражения (5.52) найдем

$$C_{0\min} > \frac{b}{2a} \cdot \frac{f_0}{\pi} (p_2^2 C_{\text{вых}} + p_1^2 C_{\text{вх}}). \quad (5.53)$$

Для усилителя на одиночных контурах обычно удовлетворительным можно считать  $b = 0,3$  и  $aP = 0,1 P_{\text{общ}}$  (допустимая расстройка одного контура равна 10% от общей полосы пропускания усилителя). Тогда выражение (5.53) примет вид

$$C_{0\min} > \delta(p_2^2 C_{\text{вых}} + p_1^2 C_{\text{вх}}),$$

где

$$\delta = \frac{b}{2a} \cdot \frac{f_0}{P_{\text{общ}}} = (0,75 \div 1,5) \frac{f_0}{P_{\text{общ}}}. \quad (5.54)$$

Входной контур обычно имеет полосу пропускания много больше полосы пропускания УПЧ и его настройка практически влияет только на условия согласования и мало влияет на общую полосу пропускания усилителя. В этом случае в выражение (5.54) допустимо вместо  $P_{\text{общ}}$  подставлять полосу пропускания входного контура.

Усилители на парах связанных контуров более чувствительны к расстройкам, поэтому для них коэффициент  $a$  следует выбирать не более 0,03.

Если условия (5.53) или (5.54) не выполняются, необходимо уменьшить величины  $p_1$  и  $p_2$ , тем самым обеспечивая стабильность АЧХ усилителя за счет уменьшения коэффициента усиления каскада.

Полоса пропускания каскада в режиме согласования при  $p_2 = 1$

$$P_1 = \frac{g_{k0} + G_2}{\pi C_0}, \quad (5.55)$$

а при  $p_1 = 1$

$$P_1 = \frac{g_{k0} + G_1}{\pi C_0}. \quad (5.56)$$

При  $p_1 < 1$  и  $p_2 < 1$

$$P_1 = \frac{g_{k0} + p_1^2 G_1 + p_2^2 G_2}{2\pi C_0}. \quad (5.57)$$

В последнем выражении  $p_1^2$  и  $p_2^2$  определяют по формулам (5.42) и (5.44) соответственно.

**Коэффициент усиления каскада при заданной полосе пропускания.** При заданной полосе пропускания величина полной емкости контура

$$C_0 = \frac{g_0}{2\pi P_1}, \quad (5.58)$$

а потери при  $p_2 = 1$  и отсутствии шунта

$$g_0 = 2(g_{k0} + G_2). \quad (5.59)$$

В последнем выражении  $g_{k0}$  определяется равенством

$$g_{k0} = \frac{\omega_0 C_0}{Q_0}. \quad (5.60)$$

Решая соотношения (5.57) и (5.60) совместно, находим

$$C_0 = \frac{G_2 Q_0}{\pi \Pi_1 Q_0 - \omega_0}. \quad (5.61)$$

В результате расчета может оказаться два неприемлемых результата:

1.  $C_0 < C_{0\text{ мин}}$ , определяемой выражением (5.53).

В этом случае необходимо применить контур при  $p_1 < 1$  и  $p_2 <$

$< 1$ .

2. Индуктивность катушки  $L$  мала и не реализуема конструктивно.

В этом случае следует либо отказаться от выбранной конструкции усиленного каскада, либо выбрать минимальное значение величины  $L$  и рассчитать полную емкость контура из условия резонанса. Необходимое значение  $g_0$  при этом обеспечивают шунтированием контура дополнительным резистором

$$g_{\text{ш}} = g_{\kappa} - g_{\kappa 0}. \quad (5.62)$$

**Обеспечение полосы пропускания при ограниченном коэффициенте усиления каскада.** Если коэффициент усиления ограничен дополнительными условиями (см. гл. 5.2), то требуемое значение коэффициента усиления обеспечивают выбором произведения  $p_1 p_2 = p$ .

При выбранных значениях  $p_1$  и  $p_2$  определяют собственные потери контура

$$g_{\kappa} = g_0 - p_1^2 G_1 - p_2^2 G_2 \quad (5.63)$$

и проверяют возможность обеспечения  $g_{\kappa}$ . Проверку следует начинать при  $p_2 = 1$ . Для этого из выражения для затухания ненагруженного контура (5.60) определяют величину полной емкости

$$C_0 = \frac{Q_0 g_{\kappa}}{2 \pi f_0}. \quad (5.64)$$

Полученное значение  $C_0$  должно быть больше значения  $C_{0\text{мин}}$ , определяемого выражением (5.53).

Далее следует рассчитать величину  $L$  из выражения (5.52). Если реализация требуемой величины  $L$  затруднена, необходимо уменьшить  $C_0$  до приемлемого значения, а для выполнения условия (5.53) — уменьшить  $p_1$ .

Если в результате расчетов окажется, что

$$p_2 = \frac{p}{p_1} = \frac{K_1}{K_{\text{расп}}} \cdot \frac{1}{p_1} > 1,$$

требуемое усиление  $K_1$  не может быть получено.

В этом случае коэффициент усиления каскада рассчитывают по выражению (5.9), а величины  $p_1$  и  $p_2$ , обеспечивающие максимальное

значение  $K_1$  — по формулам:

$$p_1^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_0}{\delta C_{\text{вх}}} ; \quad (5.65)$$

$$p_2^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_0}{\delta C_{\text{вых}}} . \quad (5.66)$$

Если в результате расчетов окажется, что выполняется неравенство

$$g_{\kappa 0} + p_1^2 G_1 + p_2^2 G_2 < g_0 ,$$

требуемое значение  $g_0$  можно обеспечить следующими двумя способами:

1. Контур шунтируется резистором, величина которого определяется выражением (5.62).

2. Если использование дополнительного резистора не желательно, требуемое значение  $g_0$  обеспечивается выбором коэффициентов включения контура  $p_1$  и  $p_2$ .

Второй способ удобен при использовании стандартной микросхемы с отдельной катушкой индуктивности, когда в микросхеме резистор  $R_{\text{ш}}$  не предусмотрен и его нужно выполнять в виде отдельного навесного элемента.

Определим значения  $p_1$  и  $p_2$ , необходимые для обеспечения полосы пропускания без дополнительного шунтирующего резистора.

Из выражения (5.13) при замене  $p_1 p_2 = p$  получаем

$$p^3 G_1 - p_1 (g_0 - g_{\kappa 0}) + p G_2 = 0 .$$

Подставив  $y = \frac{1}{p_1}$ , приходим к кубическому уравнению:

$$G_2 p y^3 + (g_0 - g_{\kappa 0}) y^2 - G_1 = 0 .$$

Это уравнение имеет один действительный корень, значение которого лежит в интервале  $[0, 1]$ . Используя представление  $y^3$  в этом интервале полиномом Чебышева, что дает погрешность не более 3,2%, получаем уравнение

$$G_2 p (1,5y^2 - 0,56y + 0,03) + (g_0 - g_{\kappa}) y^2 - G_1 = 0 ,$$

решение которого при  $y > 0$  принимает вид

$$y = \frac{0,28G_2 p + \sqrt{(0,28G_2 p)^2 + (1,5G_2 p + g_0 - g_{\kappa 0}) G_1}}{1,5G_2 p + g_0 - g_{\kappa 0}} .$$

Практически всегда выполнимо условие

$$0,28G_2 p \ll 1,5G_2 p + g_0 - g_{\kappa 0} ,$$

поэтому с учетом выражения (5.66)

$$p_1^2 = \frac{1,5G_2p + g_0 - g_{k0}}{G_1}; \quad (5.67)$$

$$p_2^2 = \frac{p^2}{p_1^2}. \quad (5.68)$$

Полученные значения  $p_1$  и  $p_2$  обеспечивают требуемую полосу пропускания каскада без дополнительного шунтирования контура.

#### 4. Коэффициент устойчивого усиления избирательного усилителя

Коэффициент усиления линейного четырехполюсника с параллельной обратной связью

$$\dot{K}_{o.c} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{\beta}\dot{K}},$$

где  $K$  — коэффициент усиления четырехполюсника без обратной связи, понимаемый как отношение выходного напряжения к э. д. с. источника сигнала;  $\dot{\beta}$  — коэффициент передачи по напряжению цепи обратной связи;  $\dot{\beta}\dot{K} = |\dot{\beta}\dot{K}| \cdot e^{j\Phi_{\dot{K}}}$  — коэффициент передачи петли обратной связи.

При  $\dot{\beta}\dot{K} = +1$ , что соответствует  $\Phi_{\dot{K}} = 2\pi$ , усилительный каскад имеет бесконечно большое усиление, т. е. переходит в режим генерации. Для предотвращения самовозбуждения каскада необходимо, чтобы при  $\Phi_{\dot{K}} = 2\pi$  выполнялось условие  $|\dot{\beta}\dot{K}| < 1$ .

Однако для усилителей важно не только отсутствие самовозбуждения, но и допустимые изменения его параметров за счет обратной связи. Поэтому величина модуля коэффициента передачи как при положительной,  $\Phi_{\dot{K}} = 2\pi$ , так и при отрицательной обратной связи  $[\Phi_{\dot{K}} = (2n - 1)\pi]$  не должна превышать некоторого значения

$$|\dot{\beta}\dot{K}| = 1 - m_y. \quad (5.69)$$

Чем ближе  $m_y$  к единице, тем меньше обратная связь оказывает влияние на параметры усилителя. Обычно допускается  $m_y > 0,8$ .

Влияние обратной связи существенно зависит от способа настройки усилителя. Рассмотрим наиболее распространенные способы:

*Способ А.* Контур каждого усилительного каскада настраивают изолированно. Для этого закорачивают вход предыдущего каскада

и сигнал от генератора подают непосредственно на контур этого каскада через большое сопротивление (конденсатор малой емкости). Контур следующего каскада расстраивают конденсатором большой емкости, а измерительный прибор подключают к его нагрузке.

*Способ В.* Настройку начинают с последнего каскада и производят последовательно от выхода усилителя к его входу. Для исключения влияния обратной связи в предыдущем каскаде, его вход либо расстраивают конденсатором большой емкости, либо шунтируют резистором малой величины. Сигнал от генератора подается на расстроенный (или шунтированный) вход предыдущего каскада. Настройку производят по показаниям прибора, постоянно подключенного к выходу усилителя.

*Способ С.* Способ аналогичен способу *B*, но настройку производят в направлении от входа усилителя к его выходу. Результаты настройки практически те же, что и при настройке по способу *B*.

По способу *A* контур настраивают с учетом выходной проводимости транзистора  $Y_{22}$  и входной проводимости следующего каскада  $Y_{11}$ , но без учета обратных связей. Влияние обратных связей выражается в том, что после настройки усилителя произойдет сдвиг положения максимума частотной характеристики усилителя  $f_0$  относительно частоты настройки  $f_{\text{настр}}$  на величину

$$\Delta f_0 = f_0 - f_{0\text{настр}} = \frac{\Pi(1 - m_y)}{1 - 2(1 - m_y) + 2(1 - m_y)^2} \quad (5.70)$$

и положения частотной характеристики на уровне 0,7 на величину

$$\Delta f_{0,7} = f_{0,7} - f_{0,7\text{настр}} = \frac{\Pi}{2} [1 \pm 2(1 - m_y)]. \quad (5.71)$$

По способу *B* контур настраивается с учетом не только проводимостей  $Y_{11}$  и  $Y_{22}$ , но и проводимости, вносимой настроенным контуром предыдущего каскада. Искажения частотной характеристики в этом случае будут меньше и выразятся в смещении положения частотной характеристики на уровне 0,7 на величину

$$\Delta f_{0,7} = f_{0,7} - f_{0,7\text{настр}} = 2(1 - m_y) \frac{\Pi}{2} \left[ 1 + \frac{1}{1 - 2(1 - m_y) + 2(1 - m_y)^2} \right]. \quad (5.72)$$

Выражения (5.70), (5.72) позволяют выбрать значение  $m_y$  по допустимым искажениям частотной характеристики при настройке. Коэффициент устойчивого усиления каскада при одинаковых контурах. Полные проводимости на входе и выходе каскада (рис. 78) при одинаковых контурах

$$Y_{\text{экв}} = Y_{\text{экв.в.х}} = Y_{\text{экв.вых}} = g_0(1 + j\varepsilon), \quad (5.73)$$

где  $\varepsilon = \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right) Q_n \approx \frac{2\Delta f}{f_0} Q_n$  — обобщенная расстройка. Полные проводимости, пересчитанные к входным и выходным зажимам усилительного прибора, соответственно

$$Y_{\text{экв}_1} = \frac{Y_{\text{экв}}}{p_1^2} \text{ и } Y_{\text{экв}_2} = \frac{Y_{\text{экв}}}{p_2^2}.$$

Тогда коэффициент передачи петли обратной связи

$$\dot{\beta}K = -\frac{\dot{\Delta}}{\Delta^0} = \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{\text{экв}_1}Y_{\text{экв}_2}} = \frac{p_1^2 p_2^2 Y_{21} Y_{12}}{g_0^2 (1 + j\varepsilon)^2}, \quad (5.74)$$

где  $\Delta$  и  $\Delta^0$  — определители матрицы  $Y$ -параметров усилительного каскада при наличии обратной связи и при отсутствии передачи напряжения в петле обратной связи, соответственно.

Из выражения (5.74) с учетом выражения (5.12)

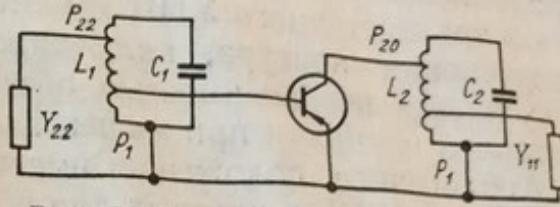


Рис. 78. Упрощенная схема усилительного каскада.

$$|\dot{\beta}K| = \frac{K_0^2}{1 + \varepsilon^2} \left| \frac{Y_{12}}{Y_{21}} \right|;$$

$$\varphi_{\beta K} = \arg(Y_{21}Y_{12}) - \operatorname{arctg} \frac{2\varepsilon}{1 - \varepsilon^2}. \quad (5.75)$$

Для определения критической расстройки  $\varepsilon_{kp}$ , при которой имеет место положительная или отрицательная обратная связь, необходимо решить уравнение

$$\varphi_{\beta K} = n\pi. \quad (5.76)$$

Чтобы учесть «естественный» фазовый сдвиг на величину  $(-\pi)$  в схеме с общим эмиттером, необходимо при определении  $\arg(Y_{12}Y_{21})$  брать абсолютное значение  $\varphi_{12}$ , так как  $Y_{12} \approx -j\omega C_{k6}$ .

В этом случае при  $n = 0$  обратная связь — положительная, при  $n = 1$  — отрицательная.

Решая уравнение (5.76) относительно  $\varepsilon$ , получаем

$$\varepsilon_{kp} = \frac{-\cos \Theta \pm 1}{\sin \Theta},$$

откуда после подстановки в (5.75)

$$1 - m_y = |\dot{\beta}K| = K_1 \left| \frac{Y_{12}}{Y_{21}} \right| \frac{1 \pm \cos \Theta}{2},$$

или для устойчивого коэффициента усиления

$$K_{\text{уст}} = \sqrt{\frac{2(1 - m_y)}{1 \pm \cos \Theta} \cdot \frac{Y_{21}}{Y_{12}}}. \quad (5.77)$$

Минимальное значение  $K_{\text{уст}}$  имеет место при  $\Theta = 0$ , когда  $1 + \cos \Theta = 2$ . В этом случае

$$K_{\text{уст}} = \sqrt{(1 - m_y) \left| \frac{Y_{21}}{Y_{12}} \right|}. \quad (5.78)$$

Для одного каскада многокаскадного усилителя с одинаковыми каскадами выражение (5.78) принимает вид

$$K_{\text{уст}} = \sqrt{m_y(1 - m_y) \left| \frac{Y_{21}}{Y_{12}} \right|}. \quad (5.79)$$

**Устойчивость усилительного каскада при различных полосах пропускания входного и выходного контуров.** Для оконечного каскада транзисторного УПЧ характерным является широкая полоса пропускания контура, включенного в коллекторную цепь. Это объясняется необходимостью обеспечения на входе детектора достаточной мощности при малых нелинейных искажениях.

Аналогичное положение имеет место и во входном каскаде ПУПЧ или УВЧ, в которых для обеспечения согласования и малого коэффициента шума используется сильно нагруженный колебательный контур. И в том, и в другом случаях полосы пропускания колебательных контуров становятся различными, что приводит к изменению условий устойчивой работы усилителя по сравнению с условиями в усилительном каскаде с одинаковыми контурами на входе и выходе, рассмотренными выше.

Действительно, для каскада с одинаковыми контурами критическая расстройка  $\varepsilon_{\text{кр}}$  равна половине полосы пропускания нагруженного контура на уровне 0,7, а фазовый сдвиг в каждом контуре —  $\frac{\pi}{4}$ . При этом условие (5.75) выполняется сравнительно легко в полосе пропускания контуров, где усиление каскада велико.

В усилителе с различными контурами положение другое. Если узкополосный контур на частоте, отличной от резонансной на половину его полосы пропускания  $\frac{1}{2} P_1$ , вносит фазовый сдвиг  $\frac{\pi}{4}$ , то широкополосный контур на той же частоте — значительно меньший.

С другой стороны на частоте, при которой широкополосный контур вносит заметный фазовый сдвиг, узкополосный контур имеет малое сопротивление и усиление каскада, следовательно и величина коэффициента передачи в петле обратной связи  $|\beta K|$  становится незначительной. Таким образом, коэффициент устойчивого усиления каскада с различными контурами больше, чем у каскада с одинаковыми контурами.

Оценим устойчивость каскадов с различными контурами:

1. Коэффициент устойчивого усиления каскада с широкополосным контуром на выходе.

К таким каскадам относятся выходные каскады УПЧ и иногда ПУПЧ и УВЧ. Полные проводимости на входе и выходе каскада

$$Y_{\text{экв}1} = Y_1 + Y_{\text{вх}} = \frac{1}{R_{\text{экв}1}} (1 + j\varepsilon_1);$$

$$Y_{\text{экв}2} = Y_2 + Y_{\text{вых}} = \frac{1}{R_{\text{экв}2}} (1 + j\varepsilon_2),$$

где  $\frac{1}{R_{\text{экв}1}}$  и  $\frac{1}{R_{\text{экв}2}}$  — эквивалентные проводимости контуров на резонансной частоте;  $\varepsilon$  — относительная расстройка.

В рассматриваемом случае полоса пропускания входного контура меньше полосы пропускания выходного, поэтому будем считать, что в полосе частот, где возможно возбуждение каскада,  $\varepsilon_2 = 0$ . Как и ранее, будем полагать, что  $|Y_{21}|$  и  $|Y_{12}|$  в рассматриваемой полосе частот постоянны.

При принятых допущениях для коэффициента передачи петли обратной связи

$$\dot{\beta}K = \frac{|Y_{21}| |Y_{12}| R_{\text{экв}1} R_{\text{экв}2}}{\sqrt{1 + \varepsilon_1^2}} e^{j\Phi_{\text{ВК}}}, \quad (5.80)$$

где  $\Phi_{\text{ВК}} = \arg(Y_{12}Y_{21}) - \arg \operatorname{tg} \varepsilon_1$ .

Определим значение критической расстройки  $\varepsilon_{\text{кр}}$ , при которой будет иметь место положительная обратная связь, для чего решим уравнение

$$\Phi_{\text{ВК}} = \operatorname{arctg}(\operatorname{tg} \Theta) - \operatorname{arctg} \varepsilon_1 = 0.$$

Воспользовавшись соотношением

$$\operatorname{arctg} x + \operatorname{arctg} y = \begin{cases} \operatorname{arctg} \frac{x+y}{1-xy} & \text{при } xy < 1; \\ -\pi + \operatorname{arctg} \frac{x+y}{1-xy} & \text{при } x > 0, \quad xy > 1, \end{cases}$$

находим

$$\operatorname{arctg} \frac{\operatorname{tg} \Theta + \varepsilon_1}{1 - \varepsilon_1 \operatorname{tg} \Theta} = 0,$$

откуда

$$\varepsilon_1 = -\operatorname{tg} \Theta. \quad (5.81)$$

Приравнивая модуль коэффициента передачи  $|\dot{\beta}K| = 1 - m_y$ , находим

$$K_{\text{уст}} = (1 - m_y) \frac{g_{01}}{|Y_{12}|} \cdot \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \Theta}, \quad (5.82)$$

где  $g_{01}'$  — полная активная проводимость, подключенная к входным зажимам транзистора и равная резонансной проводимости контура, пересчитанной во входную цепь транзистора  $g_{01}' = \frac{g_{01}}{p_1^2}$ .

2. Коэффициент устойчивого усиления каскада с широкополосным контуром на входе.

К таким каскадам относятся входные каскады УВЧ и ПУПЧ. В этом случае коэффициент устойчивого усиления, описывается выражением (5.82).

При согласовании, которое обеспечивается обычно на входе таких каскадов, выполняется следующее равенство:

$$g_{01}' = \frac{g_{ii} p_2^2}{p_1^2} + \frac{g_k}{p_1^2} + G_1 \approx 2G_1 \approx 2g_{11}.$$

Используя выражение  $|Y_{21}|$  и  $|g_{11}|$  через параметры транзистора (см. гл. 3) и формулу (5.77), для каскада с широкополосным согласующим устройством на входе находим

$$\begin{aligned} K_{\text{уст}} &\approx (1 - m_y) \left| \frac{Y_{21}}{Y_{12}} \right| \sqrt{\frac{1}{B_0^2} + \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2} = \\ &= K_{\text{уст.рез}}^2 \sqrt{\frac{1}{B_0^2} + \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2}, \end{aligned} \quad (5.83)$$

где  $K_{\text{уст.рез}}$  — коэффициент устойчивого усиления резонансного каскада с одинаковыми контурами на входе и выходе.

## 5. Коэффициент шума усилительного каскада

В общем случае коэффициент шума усилителя при учете коэффициента шума только первого каскада

$$W = W_{\text{ц.с.}} + \frac{W_{\text{тр}} - 1}{K_{\text{рц.с.}}}, \quad (5.84)$$

где  $W_{\text{ц.с.}}$ ,  $W_{\text{тр}}$  — коэффициенты шума входной цепи и транзистора соответственно;  $K_{\text{рц.с.}}$  — коэффициент передачи входной цепи по мощности.

Коэффициент шума пассивного четырехполюсника обратно пропорционален его коэффициенту передачи

$$W_{\text{ц.с.}} = \frac{1}{K_{\text{рц.с.}}}.$$

Поэтому из (5.84) получаем

$$W = W_{\text{тр}} \cdot \frac{1}{K_{\text{рц.с.}}}. \quad (5.84 \text{ a})$$

Из выражения (5.84) видно, что коэффициент шума усилителя возрастает по сравнению с коэффициентом шума транзистора пропорционально потерям в цепи связи, так как именно во столько раз уменьшается мощность сигнала и, следовательно, отношение его к шуму.

Коэффициент шума транзистора

$$W_{tp} = 1 + \frac{r_6 + \Delta r_9 + \frac{r_9}{2}}{R'_u} + \left[ 1 + B_0 \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2 \right] \frac{(r_6 + r_9 + R_u)^2}{2R'_u B_0 r_9}, \quad (5.85)$$

где  $R_u$  — сопротивление источника сигнала, приведенное к входным зажимам транзистора. Минимальное значение  $W_{tp}$  имеет место при  $R_u$ , определяемом из уравнения

$$\frac{\partial W_{tp}}{\partial R'_u} = 0.$$

В результате получим

$$R_u = \sqrt{\frac{(r_6 + r_9)^2 + \left( r_6 + \Delta r_9 + \frac{r_9}{2} \right) \frac{2r_9 B_0}{1 + B_0 \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2}}{1 + B_0 \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2}}. \quad (5.86)$$

Величину потерь в цепях связи в зависимости от способа согласования вычисляют по одной из формул: (5.38) при  $p_1 < 1$  и  $p_2 < 1$  или (5.46) при  $p_1 = 1$ . При вычислении коэффициентов включения следует принимать  $G_2 = g_u = \frac{1}{R_u}$  и  $G_1 = \frac{1}{R'_u} = g'_u$ .

Все сказанное выше в отношении потерь для различных режимов согласования полностью справедливо и в данном случае.

Для получения минимального коэффициента шума необходимо обеспечить малые собственные потери цепи связи  $g_{k_0}$  и максимально возможное значение  $g_0$  путем использования полного подключения к контуру либо источника сигнала, либо входа транзистора.

## 6. Методика и примеры расчета гибридных усилителей с избирательными нагрузками

Гибридные избирательные усилители рассчитывают в следующей последовательности:

1. Выбирают тип усилительного элемента (транзистор, гибридную интегральную микросхему или полупроводниковую монолитную интегральную микросхему), режим работы и определяют его параметры.

2. Определяют коэффициент усиления одного каскада и число каскадов в усилителе.
3. Выбирают способ обеспечения требуемой амплитудно-частотной характеристики усилителя, вид и тип элементов межкаскадных цепей связи.
4. Рассчитывают элементы и определяют потери в цепях связи.
5. Рассчитывают при необходимости коэффициент шума.
6. Проверяют обеспечение исходных данных.
7. Рассчитывают цепи питания и фильтрации.
8. Производят конструктивный расчет элементов усилительного каскада и всего усилителя.

Рассмотрим содержание основных из этих пунктов.

**Выбор типа усилительного элемента.** Проектирование микроминиатюрных гибридных избирательных усилителей может осуществляться двумя различными путями.

Первый путь состоит в том, что в качестве усилительных элементов используют стандартные микросхемы — гибридные или полупроводниковые монолитные. В этом случае известна схема включения транзистора и режим его работы. Задача проектировщика состоит, практически, в расчете избирательных систем и фильтров питания.

В отдельных случаях можно допустить замену транзисторов одного типа транзисторами другого типа, отличными по усилительным свойствам, но близкими по конструкции (например, транзистор КТ307 Б на транзистор КТ331 в малошумящих каскадах УПЧ). Такая замена не затрагивает технологии изготовления микросхемы, так как режимы по постоянному току остаются практически прежними.

Второй путь проектирования усилителей заключается в расчете новой микросхемы частного применения (МСЧП). В этом случае проектировщик имеет большую свободу выбора схемы каскада, однако производство усилителя удорожается, и к этому пути следует прибегать лишь тогда, когда отсутствует подходящая стандартная микросхема.

При проектировании МСЧП задача проектировщика на первом этапе состоит в расчете величин элементов схемы и допустимых разбросов параметров с учетом возможностей их реализации методами современной технологии. На втором этапе проектируют конструкцию микросхемы и усилителя в целом. Задача проектирования на втором этапе является самостоятельной и специфической и здесь не рассматривается.

Параметры транзистора в значительной степени зависят от режима его работы и для их расчета необходимо либо определить стандартный режим работы транзистора в данной микросхеме, либо

в случае проектирования МСЧП рассчитать режим для выбранного типа транзистора по допустимым значениям токов, напряжений и рассеиваемых мощностей.

Пример 4. Рассчитать режим работы транзистора КТ331 для микросхемы в корпусе 252MC15 при изменении температуры окружающей среды в пределах  $(-60) - (+70)$ ° С. Для этого транзистора и корпуса тепловое сопротивление  $R_T \approx 4^\circ\text{C}/\text{мвт}$ ,  $t_{\max} = 125^\circ\text{C}$ .

Допустимая рассеиваемая мощность

$$P_K = \frac{t_{\max} - t_{окр}}{R_T} = \frac{125 - 70}{4} \approx 14 \text{ мвт.}$$

При напряжении коллектор—база  $U_{к.б} = 4$  в, ток коллектора должен быть не более

$$I_K < \frac{P_K}{U_{к.б}} \approx \frac{14}{4} \approx 3,5 \text{ ма.}$$

Параметры усилительного прибора на заданной частоте могут быть определены из справочных данных, если они имеются. При отсутствии последних параметры необходимо рассчитать.

Сначала вычисляют параметры физической эквивалентной схемы, а затем при необходимости  $Y$ -параметры транзистора.

Пример 5. Рассчитать параметры транзистора КТ307 Б в схеме с общим эмиттером на частоте 30 Мгц при токе эмиттера  $I_E = 3,6$  ма.

Транзистор имеет следующие паспортные данные:  $B_0 = 40$ ,  $|B| = 2,5$  при  $f = 100$  Мгц,  $C_K = 6 \text{ нФ}$ ,  $r_b = 140 \text{ ом}$ .

Используя формулы (3.55), (3.63), (3.64), (3.60), (3.94), (3.95), (3.83) и (3.86), определяем соответственно:

$$f_T = f_{\text{ном}} |B|_{\text{ном}} = 2,5 \cdot 100 = 250 \text{ Мгц};$$

$$g_e = \frac{I_E}{25,6} = 0,14 \text{ сим};$$

$$r_e = \frac{1}{g_e} = 7,1 \text{ ом};$$

$$C_{к.б} = \frac{C_K}{\xi} = \frac{6}{3} = 2 \text{ нФ};$$

$$h_{11} = r_e + \frac{r_b}{B_0} = 7,1 + \frac{140}{40} = 10,6 \text{ ом};$$

$$f_s = f_T \frac{h_{11}}{r_b} = 250 \frac{10,6}{140} = 19 \text{ Мгц};$$

$$g_{11} = \frac{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2 B_0 \frac{r_b}{h_{11}}}{B_0 h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]} =$$

$$= \frac{1 + 1,25^2 \cdot 10^{-2} \cdot 40 \cdot \frac{140}{10,6}}{40 \cdot 10,6 [1 + 1,58^2]} = 6,25 \cdot 10^{-3} \text{ сим};$$

$$C_{11} = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{B_0 h_{11} - r_6}{B_0 h_{11} r_6 \left| 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right|} =$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 1,9 \cdot 10^7} \cdot \frac{40 \cdot 10,2 - 140}{40 \cdot 10,2 \cdot 140 (1 + 1,58^2)} = 115 \text{ нФ.}$$

Пример 6. Рассчитать параметры транзистора КТ331 Г в схеме с общим эмиттером на частоте 30 Мгц при токе эмиттера  $I_3 = 3,2$  ма.

Транзистор имеет следующие паспортные данные:

$B_0 = 50$ ,  $|B| = 4$  при  $f = 100$  Мгц,  $C_k = 3$  нФ,  $\tau_k = 120$  нс,  $W = 4$  дБ на частоте 100 Мгц.

Принимая  $\xi = 3$ , определяем из (3.61)  $r_6 = \xi \frac{\tau_k}{C_k} = 80$  ом. Затем, пользуясь теми же выражениями, что и в предыдущем примере находим:  
 $f_t = 400$  Мгц,  $g_3 = 0,125$  сим;  $r_9 = 80$  ом;  $f_s = 40$  Мгц;  $Y_{210} = 0,11$  сим;  $g_{11} = 5 \cdot 10$  сим;  $C_{11} = 26$  нФ;  $|Y_{21}| = 0,09$  сим;  $g_{22} = 10^{-3}$  сим;  $C_{22} = 12,5$  нФ,  $|Y_{12}| = 0,56 \cdot 10^{-3}$  сим.

Выбор элементов межкаскадных цепей связи. В микроминиатюрных избирательных усилителях в качестве цепей связи применяют одиночные колебательные контуры (включая широкополосные усилители с расстроеными парами, тройками и т. д. каскадами) и пары связанных контуров.

Усилители на парах связанных контуров обладают лучшей избирательностью, чем на одиночных контурах, однако их применение крайне ограничено. Это объясняется большой критичностью настройки, что приводит, в конечном итоге, к низкой повторяемости параметров усилителей и усложняет их регулировку. Использование пары связанных контуров практически может быть оправдано при малом числе каскадов (обычно не более двух) или в том случае, когда частотная характеристика многокаскадного усилителя обеспечивается одним-двумя узкополосными каскадами. В этом случае пары связанных контуров выступают как фильтры сосредоточенной селекции.

Существенным недостатком усилителя на одиночных контурах, настроенных на одну частоту, является, как известно, ограниченность достижимой полосы пропускания при большом усилении. Это обусловлено противоречием в требованиях к резонансной проводимости контура с точки зрения получения усиления и обеспечения его полосы пропускания. Может оказаться, что наращивание числа каскадов не будет приводить к увеличению усиления, так как при этом необходимо расширять полосу пропускания каждого каскада за счет уменьшения усиления.

От этого недостатка свободны усилители с расстроеными каскадами (парами, тройками и т. д.). Однако такие усилители чувствительны к разбросам коэффициентов усиления каскадов в группе.

Чтобы обеспечить равенство последних, используют каскады с общим эмиттером с обратной связью по току эмиттера (см. стр. 123).

Расчет усилительных каскадов в основном не отличается от расчета обычного каскада с одночными контурами. Разница лишь в том, что каждый из каскадов группы рассчитывают на частоту, определяемую необходимой расстройкой относительно средней частоты полосы пропускания усилителя. Нормы для расчета коэффициента устойчивого усиления остаются практически теми же, что и для каскадов, настроенных на одну частоту.

**Гибридные усилители с одинаково настроенными каскадами на одночных контурах.** Исходными данными для расчета этих усилителей служат следующие параметры: средняя частота настройки усилителя  $f_0$ ; коэффициент усиления на средней частоте настройки  $K_{общ}$ ; полоса пропускания усилителя на уровне 0,707  $P_{общ}$ ; входное сопротивление или способ связи входа усилителя с источником сигнала; параметры нагрузки; диапазон температур окружающей среды  $t_{мин}$  и  $t_{ макс}$  и другие климатические условия.

Расчет усилителя производят в следующей последовательности:

1. Выбирают тип микросхемы, если он не задан, и определяют ее параметры. Если не известен режим работы транзисторов в микросхеме, его рассчитывают по известным величинам элементов последней.
2. Определяют максимально возможное усиление микросхемы  $K_{макс}$  в режиме согласования из выражений (5.10), (5.19) или (5.23) в зависимости от того, какие параметры микросхемы известны.

3. Задаются коэффициентом устойчивости в пределах 0,8—0,95, или рассчитывают по формулам (5.70) — (5.72), а также определяют коэффициент устойчивого усиления каскада из выражений (5.79), (5.82), (5.83).

4. При  $K_{макс} < K_{уст}$  производят расчет на обеспечение максимального коэффициента усиления при заданной полосе пропускания, а при  $K_{макс} > K_{уст}$  — на обеспечение заданного коэффициента усиления  $K_1 = K_{уст}$  при той же полосе.

Чтобы обеспечить максимальный коэффициент усиления при заданной полосе пропускания, рассчитывают такие параметры:

Коэффициенты включения контура  $p_1$  и  $p_2$ , для чего: задаются индуктивностью контура  $L$  и рассчитывают его емкость

$$C_0 = \frac{2,53 \cdot 10^{-4}}{f_0^2 L},$$

где  $f_0$  — в  $M\text{гц}$ ;  $L$  — в  $\mu\text{гн}$ ;  $C_0$  — в  $n\text{ф}$ ;

рассчитывают резонансную проводимость нагруженного и не-  
нагруженного контура соответственно

$$g_0 = 2\pi C_0 \Pi_1;$$

$$g_{k0} = \frac{2\pi f_0 C_0}{Q_0}.$$

Коэффициент включения контура  $p_1$  и  $p_2$  рассчитывают в зависимости от соотношения между  $G_1$ ,  $G_2$  и  $g_0$  из выражений (5.39), (5.42), (5.43), (5.46), (5.47). В начале расчетов принимают  $p_2 = 1$ .

Минимально допустимое значение емкости контура  $C_{0\min}$  определяют из условия стабильности усилителя (5.54), проверяют выполнение неравенства  $C_0 > C_{0\min}$ . Если неравенство выполняется, расчет продолжают. В противном случае, задаются новым значением  $L$  и повторяют расчет. Может оказаться, что величина  $L$  настолько мала, что ее трудно выполнить конструктивно. Это означает, что требуемая стабильность АЧХ усилителя при выбранном  $K_1$  не может быть обеспечена и  $K_1$  необходимо уменьшить.

В этом случае рассчитывают  $C_0$  при минимальном значении  $L$  и уменьшают коэффициент включения настолько, чтобы при новых значениях  $p_1$  и  $p_2$  выполнялось условие  $C_0 > C_{0\min}$ .

Коэффициент усиления одного каскада (в дБ) без учета потерь в цепях связи по формуле (5.5) или (5.15) и коэффициент усиления всего усилителя

$$K_{\text{общ}} = K_1 n.$$

Потери в цепях связи в зависимости от соотношения между  $G_1$ ,  $G_2$ ,  $g_0$  и  $p_1$  по одному из выражений (5.38), (5.41), (5.43) определяют общие потери

$$\eta_{\text{ц.с. общ}} = \eta_{\text{ц.с.} n}.$$

Рассчитывают входную цепь и коэффициент шума усилителя, для чего:

определяют оптимальное значение сопротивления источника сигнала, пересчитанного ко входу усилителя  $R_i'$  из выражения (5.86);

рассчитывают коэффициент включения входного контура из выражений (5.39) или (5.42) в зависимости от соотношения между проводимостью источника сигнала  $G_i$  и проводимостью  $G_1$  первого каскада;

определяют потери во входной цепи  $\eta_{\text{вх.ц}}$  по формуле (5.43);

рассчитывают коэффициент шума транзистора из соотношения (5.85) и общий коэффициент шума усилителя из выражения (5.84).

Рассчитывают общий коэффициент усиления (в дБ) с учетом потерь в цепях связи

$$K = K_{\text{общ}} - \eta_{\text{ц.с. общ}} - \eta_{\text{вх.ц}}.$$

Он должен быть не менее заданного.

Расчет на обеспечение заданного коэффициента усиления при заданной полосе пропускания усилителя отличается от приведенного выше расчетом коэффициентов включения  $p_1$  и  $p_2$ . Их определяют таким образом, чтобы выполнялось условие (5.9).

Пример 7. Рассчитать усилитель на гибридных интегральных микросхемах типа 2УС281 на транзисторах типа КТ331 Г по следующим данным:

средняя частота настройки  $f_0 = 30 \text{ Мгц}$ ; полоса пропускания усилителя  $\Pi_{\text{общ}} = 4 \text{ Мгц}$ ; коэффициент усиления не менее  $K_{\text{общ}} > 80 \text{ дБ}$ ; входное сопротивление 50 ом. Параметры микросхем 2УС281 приведены в приложении 1, параметры транзистора — на стр. 140.

Рассчитываем максимально возможный коэффициент усиления микросхемы

$$K_{\text{макс}} = \sqrt{K_{p0}} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi f_0^2 (r_6 + r_9) C_K}} = \\ = \sqrt{\frac{4 \cdot 10^{-8}}{8\pi (3 \cdot 10^7)^2 (80 + 8) \cdot 3 \cdot 10^{-12}}} \approx 8.2.$$

Рассчитываем коэффициент устойчивого усиления каскада при  $m_y = 0.8$

$$K_{\text{уст}} = \sqrt{m_y (1 - m_y) \frac{g_9}{\omega C_K}} = \sqrt{0.8 (1 - 0.8) \frac{0.125}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^7 \cdot 3 \cdot 10^{-12}}} \approx 6.$$

Сравнивая  $K_{\text{макс}}$  и  $K_{\text{уст}}$ , приходим к выводу, что усиление ограничено устойчивостью. В дальнейшем расчет производим по коэффициенту усиления  $K_1 = 6$ .

Определяем число каскадов

$$n = \frac{K_{\text{общ}}}{K_1} = \frac{80}{15.6} = 6.$$

Полоса пропускания одного из них

$$\Pi_1 = \Pi_{\text{общ}} \cdot \frac{\sqrt{n}}{0.83} = 4 \frac{\sqrt{6}}{0.83} = 11.8 \text{ Мгц.}$$

Выбираем  $Q_0 = 100$ . Рассчитываем входную и выходную проводимости микросхемы.

На входе микросхемы 2УС281 включен резистор с сопротивлением 6,2 ком, поэтому

$$G_1 = g_1 + g_{1cx} = 5 \cdot 10^{-3} + \frac{10^{-3}}{6.2} = 5.15 \cdot 10^{-3} \text{ сим.}$$

$$G_2 = g_{22} = 10^{-3} \text{ сим.}$$

Определяем емкость контура, при которой обеспечивается полоса пропускания  $\Pi_1 = 11.8 \text{ Мгц}$ :

$$C = \frac{Q_0 G_2}{\pi \Pi Q_0 - \omega_0} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{\pi \cdot 8.5 \cdot 10^6 - 2\pi \cdot 3 \cdot 10^7} = 435 \text{ нФ.}$$

Реализация катушки индуктивности при рассчитанной емкости контура затруднительна. Выбираем индуктивность катушки контура  $L = 0.4 \text{ мкГн}$  и

рассчитываем снова емкость контура.

$$C_0 = \frac{2,53 \cdot 10^4}{f_0^2 L} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{30^2 \cdot 0,4} = 71 \text{ nф},$$

где  $f_0$  — в  $M\text{ец}$ ;  $L$  — в  $\mu\text{гн}$ .

Определяем собственные потери в контуре

$$g_{k0} = \frac{\omega_0 C_0}{Q_0} = \frac{2\pi \cdot 3 \cdot 10^7 \cdot 71 \cdot 10^{-12}}{100} = 14 \cdot 10^{-5} \text{ сим.}$$

Определяем коэффициент включения контура со стороны входа каскада при  $p_2 = 1$ :

$$g_0 = 2\pi C_0 P_1 = 2\pi \cdot 71 \cdot 10^{-12} \cdot 11,8 \cdot 10^6 = 5,25 \cdot 10^{-3} \text{ сим.}$$

$$K_{\text{расп}} = \frac{|Y_{21}|}{g_0} = \frac{0,09}{5,25 \cdot 10^{-3}} = 17.$$

откуда

$$p_1 = \frac{1}{p_2} \cdot \frac{K_1}{K_{\text{расп}}} = \frac{1}{1} \cdot \frac{6}{17} = 0,35.$$

Входная и выходная емкость микросхемы:

$$C_{\text{вх}} = C_{11} + \frac{C_K K_{\text{расп}}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2} p_2^2 = 50 \text{ нФ};$$

$$C_{\text{вых}} = C_{22} + \frac{C_K K_{\text{расп}}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2} p_1^2 = 20,1 \text{ нФ.}$$

Отсюда

$$C_{0\text{мин}} = 0,75(P_1^2 C_{\text{вх}} + P_2^2 C_{\text{вых}}) \frac{f_0}{P_{\text{общ}}} = 110 \text{ нФ.}$$

Сравнивая полученное значение  $C_{0\text{мин}}$  с ранее рассчитанным  $C_0$ , убеждаемся, что условие  $C_0 > C_{0\text{мин}}$  не выполняется. Это значит, что при заданной стабильности средней частоты настройки усилителя коэффициент усиления  $K_1 = K_{\text{уст}} = 6$  реализован быть не может.

Определяем значения  $p_1$  и  $p_2$ , при которых вносимые в контур емкости не превышают допустимых значений, и вычисляем ориентировочное значение усиления каскада

$$\delta = \frac{f_0}{P_{\text{общ}}} \cdot 0,75 = 5,6;$$

$$p_1^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_0}{\delta C_{\text{вх}}} = 0,127; \quad p_1 = 0,36;$$

$$p_2^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_0}{\delta C_{\text{вых}}} = 0,32; \quad p_2 = 0,57;$$

$$K_1 = \frac{|Y_{21}|}{g_0} p_1 p_2 = \frac{0,09}{5 \cdot 25 \cdot 10^{-3}} p_1 p_2 = 3,5.$$

Принимаем коэффициент усиления каскада  $K_1 = 3,5 = 10,8 \text{ дБ}$  и повторяем расчет, в результате которого: число каскадов  $n = 8$ , полоса пропускания каскада  $\Pi_1 = 17,0 \text{ Мгц}$ , резонансная проводимость нагруженного контура  $g_0 = 7,5 \cdot 10^{-3} \text{ сим}$ , располагаемый коэффициент усиления каскада  $K_{\text{расп}} = 12$ .

Уточняем значение  $p_1$ , принимая  $p_2 = 0,64$  при новом значении  $K_1$

$$p_1 = \frac{1}{0,57} \cdot \frac{3,5}{12} = 0,5.$$

Рассчитываем сопротивления шунтирующего резистора

$$g_w = g_0 - p_1 G_1 - p_2 G_2 = 4,9 \cdot 10^{-3} \text{ сим};$$

$$R_w = \frac{1}{g_w} = 210 \text{ ом.}$$

Емкость контура

$$C_{\text{кон}} = C_0 - p_1^2 C_{\text{вх}} - p_2^2 C_{\text{вых}} \approx 56 \text{ нФ.}$$

Рассчитываем входной трансформатор. В качестве последнего применяем такой же контур, как и в остальных каскадах с полным включением со стороны входа первой микросхемы, т. е. при  $p_1 = 1$ .

Коэффициент включения контура со стороны входа усилителя

$$p_2 = \sqrt{G_1 R_{\text{вх}}} = \sqrt{5,15 \cdot 10^{-3} \cdot 50} = 0,4.$$

Определяем полосу пропускания контура. Полная резонансная проводимость контура

$$g_0 = p_1^2 G_1 + \frac{p_2^2}{R_{\text{вх}}} + g_{k0} = 10,15 \cdot 10^{-3} \text{ сим.}$$

откуда полоса пропускания

$$\Pi_{\text{вх}} = \frac{g_0}{2\pi C_0} = 24 \text{ Мгц.}$$

Влиянием трансформатора на полосу усилителя можно пренебречь. С учетом этого допущения емкость конденсатора контура

$$C_{\text{кон}} = C_0 - p_1^2 C_{\text{вх}} = 71 - 1 \cdot 32 = 42 \text{ нФ.}$$

**Пример 8.** Рассчитать усилитель на гибридных интегральных микросхемах типа 2УС283 по следующим данным: средняя частота настройки  $f_0 = 60 \text{ Мгц}$ , полоса пропускания усилителя  $\Pi_{\text{общ}} = 5 \text{ Мгц}$ ; коэффициент усиления не менее  $K_{\text{общ}} > 30 \text{ дБ}$ .

Параметры микросхемы 2УС283 приведены в приложении 1, параметры транзистора КТ307 Б — на стр. 139. Сопротивление источника сигнала равно 400 ом.

Выбираем схему усилителя на одиночных контурах, настроенных на одну частоту. Задаемся числом каскадов  $n = 6$  и параметрами контура: индуктивностью катушки  $L = 0,2 \text{ мкГн}$ , добротностью контура  $Q_0 = 100$ .

Рассчитываем полосу пропускания одного каскада и полную емкость контура:

$$\Pi_1 = \Pi_0 \frac{\sqrt{n}}{0,83} = 5 \frac{\sqrt{6}}{0,83} \approx 14,5 \text{ Мгц};$$

$$C_0 = \frac{2,53 \cdot 10^4}{f_0^2 L} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{60^2 \cdot 0,2} = 35 \text{ нФ.}$$

Рассчитываем коэффициент включения контура. Собственная проводимость контура

$$g_{\text{ко}} = \frac{2\pi f_0 C_0}{Q_0} = \frac{2\pi \cdot 6 \cdot 10^7 \cdot 35 \cdot 10^{-12}}{100} = 13,4 \cdot 10^5 \text{ сим.}$$

Проводимость нагруженного контура

$$g_0 = 2\pi C_0 P_1 = 2\pi \cdot 35 \cdot 10^{-12} \cdot 14,5 \cdot 10^6 = 3,18 \cdot 10^{-3} \text{ сим.}$$

входная проводимость микросхемы (из справочных данных)

$$G_1 = \frac{1}{200} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ сим.}$$

Без учета выходной проводимости микросхемы коэффициент включения контура согласно формуле (5.6)

$$p_1^2 = \frac{g_0 - g_{\text{ко}}}{G_1} = \frac{3,18 \cdot 10^{-3} - 13,4 \cdot 10^{-5}}{5 \cdot 10^{-3}} \approx 0,64.$$

Рассчитываем коэффициент усиления одного каскада и общий коэффициент усиления усилителя соответственно, пренебрегая потерями в контурах, из выражений (5.8) и (5.16)

$$K_P = \left( \frac{|Y_{21}|}{g_0} \right)^2 p_1^2 = \left( \frac{7,5}{3,18} \right)^2 \cdot 0,64 \approx 3,55 = 5,5 \text{ дБ;}$$

$$K_{P_{\text{общ}}} = K_P n = 5,5 \cdot 6 = 33 \text{ дБ.}$$

Рассчитываем потери в цепях связи.

Коэффициент передачи одного контура из выражения (5.43)

$$K_{P_{\text{ц.с}}} = 1 - \frac{Q_h}{Q_0} = 1 - \frac{g_{\text{ко}}}{g_0} = 1 - \frac{13,4 \cdot 10^{-5}}{3,18 \cdot 10^{-3}} \approx 0,958.$$

Отсюда потери в одном контуре

$$\eta_{P_{\text{ц.с}}} = \frac{1}{K_{P_{\text{ц.с}}}} = \frac{1}{0,958} = 0,2 \text{ дБ.}$$

а общие потери во всех цепях связи, кроме входной цепи,

$$\eta_{P_{\text{ц.с.общ}}} = \eta_{P_{\text{ц.с}}} n = 0,2 \cdot 6 = 1,2 \text{ дБ.}$$

Рассчитываем входной контур и коэффициент шума усилителя. Оптимальное значение сопротивления источника сигнала согласно выражению (5.86)

$$R_{\text{и}} = \sqrt{(r_s + r_s)^2 + \left( r_s + \frac{r_s}{2} \right) \frac{2r_s B_0}{1 + B_0 \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2}} = \\ = \sqrt{(140 + 7,1)^2 + \left( 140 + \frac{7,1}{2} \right) \cdot \frac{2 \cdot 7,1 \cdot 40}{1 + 40 \left( \frac{60}{250} \right)^2}} \approx 150 \text{ ом.}$$

коэффициент шума транзистора из соотношения (5.85)

$$W_T = 1 + \frac{r_s + \frac{r_s}{2}}{R'_u} + \left[ 1 + B_0 \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2 \right] \frac{(r_s + r_s + R'_u)^2}{2R'_u B_0 r_s} = \\ = 1 + \frac{140 + \frac{7,1}{2}}{150} + \left[ 1 + 40 \left( \frac{60}{250} \right)^2 \right] \frac{(140 + 7,1 + 150)^2}{2 \cdot 150 \cdot 40 \cdot 7,1} \approx 3,07;$$

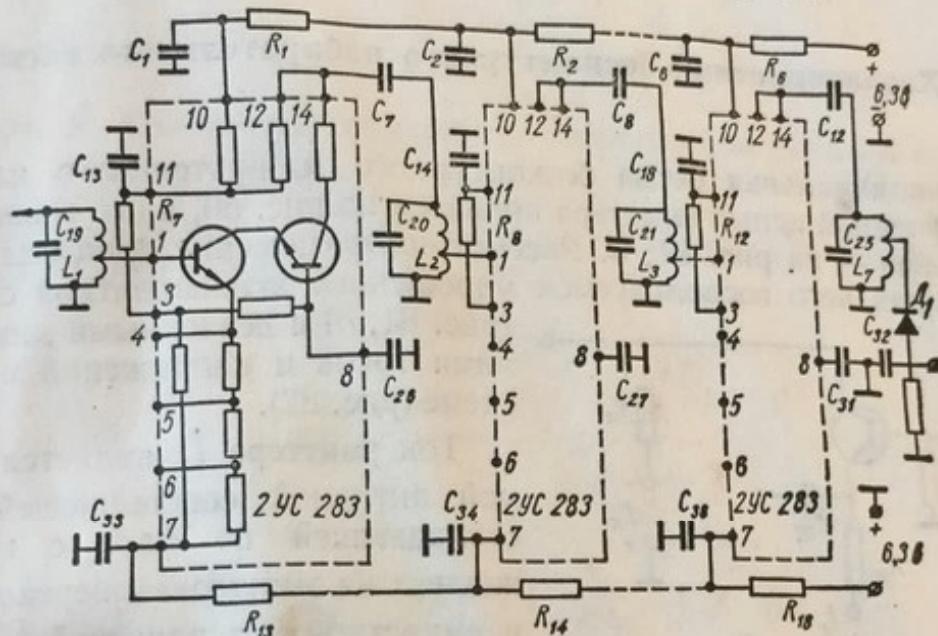


Рис. 79. Принципиальная схема рассчитанного усилителя.

коэффициент включения входного контура, при котором обеспечивается оптимальное значение сопротивления источника сигнала  $R'_u = 150 \text{ ом}$ ,

$$p_1^2 = (G_u + g_{k0}) R'_u = \left( \frac{1}{400} + 13,4 \cdot 10^{-5} \right) 150 \approx 0,38;$$

проводимость нагруженного контура входной цепи по формуле (5.6)

$$g_0 = G_1 p_1^2 + g_{k0} + G_u = \\ = \frac{1}{200} \cdot 0,38 + 13,4 \cdot 10^{-5} + \frac{1}{400} = 4,3 \cdot 10^{-3} \text{ сим.}$$

Коэффициент передачи входной цепи из выражения (5.40)

$$K_{P_{\text{вх.ц}}} = 1 - \frac{2Q_h}{Q_0} = 1 - \frac{2g_{k0}}{g_0} = \\ = 1 - \frac{2 \cdot 13,4 \cdot 10^{-5}}{4,3 \cdot 10^{-3}} = 0,94,$$

откуда потери  $\eta_{\text{вх.ц}} = 0,3 \text{ дБ}$ .

Общий коэффициент усиления усилителя с учетом потерь во всех цепях связи

$$K_{\text{общ}} = K'_{\text{общ}} - \eta_{P_{\text{ц.с.общ}}} - \eta_{\text{вх.ц.}} = 33 - 1,2 - 0,3 = 31,5 \text{ дБ.}$$

Принципиальная схема рассчитанного усилителя изображена на рис. 79.

## ГЛАВА 6

### БЕСКОНТУРНЫЕ ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С РЕЗОНАНСОМ В ЦЕПИ ЭМИТТЕРА

#### 1. Характеристики бесконтурного избирательного каскада

Принципиальная схема бесконтурного избирательного каскада с настроенной цепью эмиттера показана на рис. 80, а его эквивалентная схема — на рис. 81, а. Рассмотрим физические процессы в каскаде, для чего воспользуемся упрощенной эквивалентной схемой (рис. 81, б) и векторными диаграммами токов и напряжений в этой схеме (рис. 82).

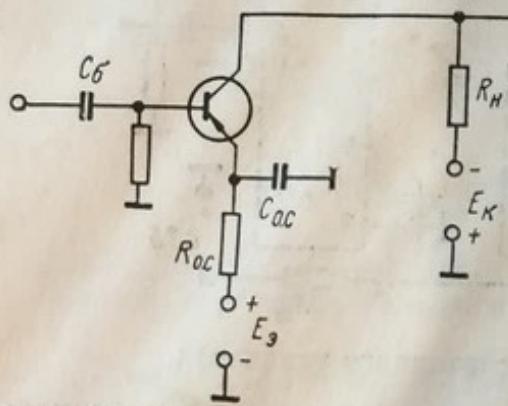


Рис. 80. Принципиальная схема бесконтурного избирательного каскада.

$I_{9R}$  на величину модуля коэффициента переноса  $|\alpha_n|$  (за счет рекомбинации неосновных носителей в базе) и запаздывает на угол  $\Phi_n$  за счет конечного времени перемещения носителей от эмиттерного перехода к коллектору (рис. 82, б). Разность эмиттерного и коллекторного токов равна току базы  $I_b = I_9 - I_k$  (рис. 82, в).

Напряжение на активном сопротивлении базы совпадает по фазе с током  $I_b$ , а на емкостной проводимости  $Y_{oc}$  — отстает от  $I_b$  на угол  $\frac{\pi}{2}$ . Напряжение между базой и эмиттером  $\dot{U}_{9b} = \dot{U}_9 + \dot{U}_b$  (рис. 82, г), входное напряжение каскада  $\dot{U}_{bx} = \dot{U}_{oc} + \dot{U}_{9b}$ . Если считать для простоты, что  $\Phi_n$  и  $\Phi_9$  не зависят от частоты в рассматриваемом диапазоне частот, то вектор  $\dot{U}_{9b}$  (рис. 82, д) можно считать неподвижным.

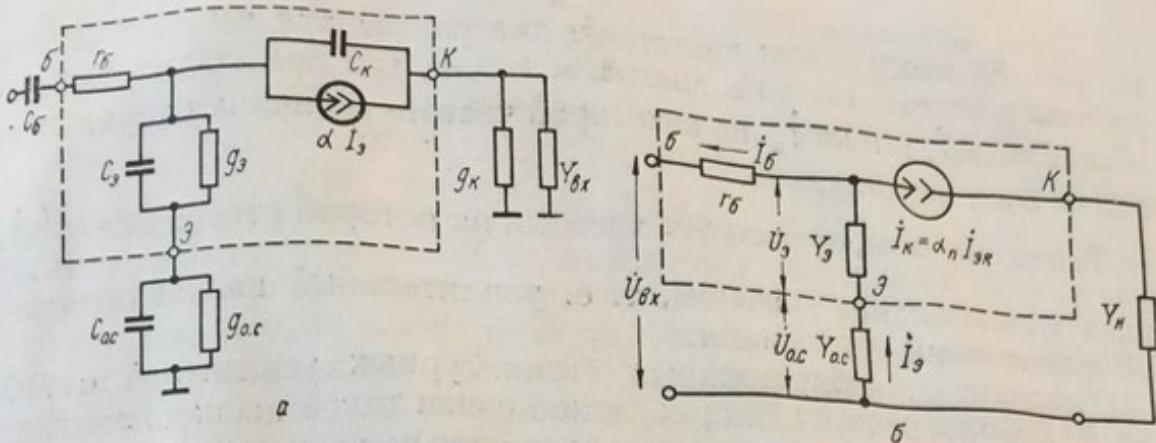


Рис. 81. Полная (а) и упрощенная (б) эквивалентные схемы каскада.

Абсолютная величина вектора  $\dot{U}_{o.c}$  зависит от частоты в соответствии с выражением

$$U_{o.c} = \frac{I_3}{\omega C_{o.c}}.$$

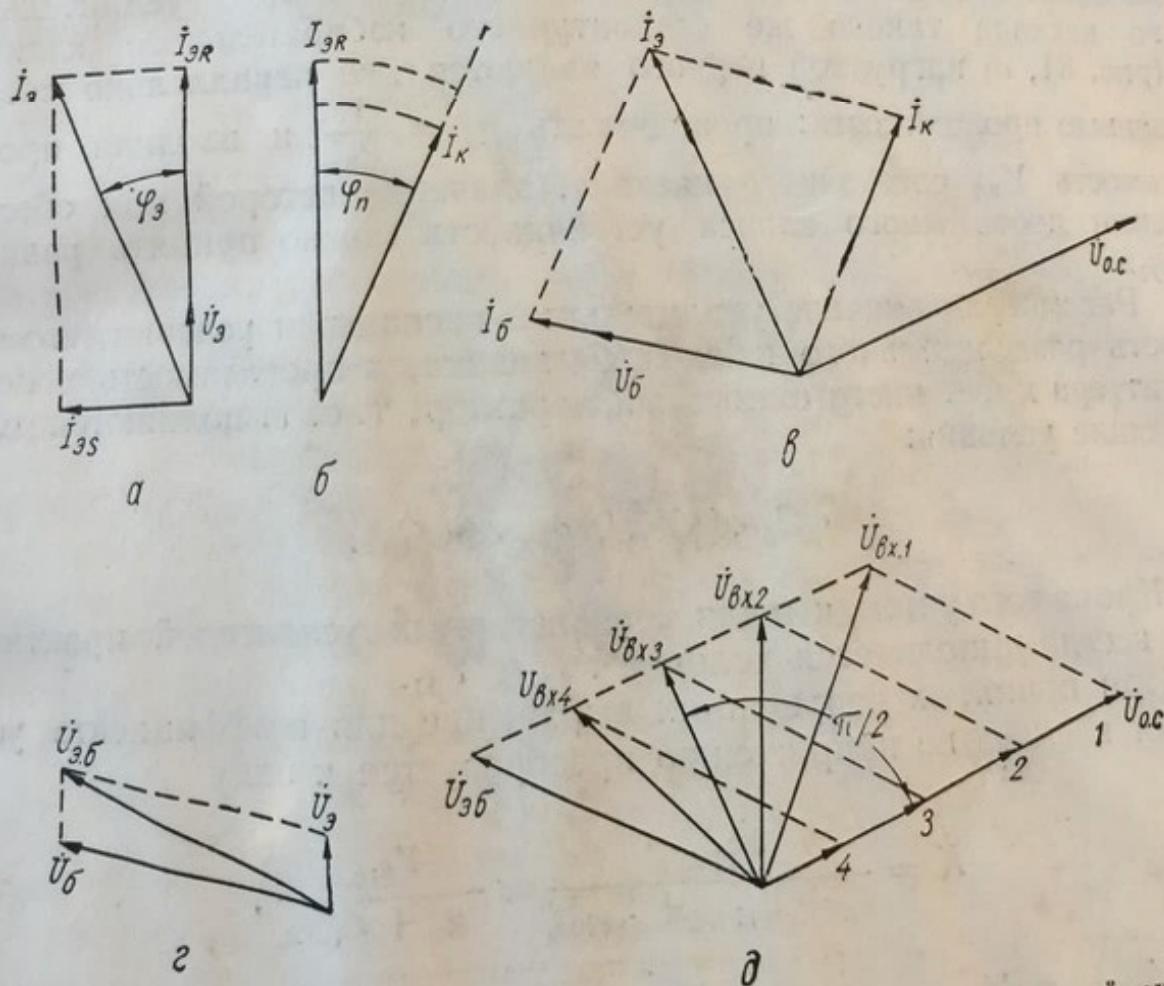


Рис. 82. Векторные диаграммы токов и напряжений в упрощенной схеме бесконтурного каскада.

На рис. 82 изображены векторные диаграммы для четырех фиксированных частот. Из этих диаграмм видно, что при постоянной величине тока  $\dot{I}_s$  и тока  $\dot{I}_k$  на некоторой частоте величина напряжения  $\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вх.з}}$  минимальна.

Таким образом, существует частота, на которой отношение  $\frac{|\dot{I}_k|}{|\dot{U}_{\text{вх}}|}$  имеет максимальное значение, т. е. усилительный каскад обладает избирательными свойствами.

В отличие от избирательных бесконтурных усилителей с  $RC$ -или  $RLC$ -фильтрами в цепях обратной связи такой каскад называют бесконтурным избирательным усилительным каскадом с настроенной цепью эмиттера транзистора, так как каскад не имеет колебательного контура в явном виде, а средняя частота настройки (частота квазирезонанса) определяется резонансом в цепи эмиттера. Резонирует индуктивная составляющая тока эмиттера и емкостная составляющая тока конденсатора, включенного в цепь эмиттера.

**Коэффициент усиления бесконтурного каскада, нагруженного на аналогичный каскад.** При подключении к выходу усилительного каскада такого же бесконтурного избирательного каскада (рис. 81, а) нагрузкой первого являются две параллельно соединенные проводимости: проводимость  $g_k = \frac{1}{R_k}$  и входная проводимость  $Y_{\text{вх}}$  следующего каскада, значение которой при обеспечении достаточного запаса устойчивости можно принять равным  $Y_{11}$ .

Рассмотрим вначале усилительный каскад при условии, что емкость разделительного каскада  $C_b$  велика, а проводимость в цепи эмиттера имеет чисто емкостный характер, т. е. выполняются следующие условия:

$$\omega C_b \ll |Y_{11}|, g_{o.c} \ll \omega C_{o.c}.$$

Кроме того учтем, что для транзисторных усилителей практически всегда выполняется условие  $Y_{22} \ll Y_{11}$ .

При принятых допущениях выражение для коэффициента усиления каскада по напряжению преобразуется к виду

$$K = \frac{Y_{21o.c}}{g_k + Y_{11o.c} + Y_{22o.c}} \approx \frac{Y_{21o.c}}{g_k + Y_{11o.c}}, \quad (6.1)$$

где  $Y_{21o.c}$  и  $Y_{11o.c}$  — параметры транзистора, определяемые выражениями (3.68) и (3.70) с учетом проводимости  $Y_{o.c} = j\omega C_{o.c}$ .

Подставляя формулы (3.68) и (3.70) в (6.1), получаем

$$\dot{K} = \frac{\alpha Y_s Y_{o.c}}{Y_s Y_{o.c} (1 - \alpha) + Y_{k.b} (Y_s + Y_{o.c}) + g_k [Y_s + Y_{o.c} + r_b Y_s Y_{o.c} (1 - \alpha)]}. \quad (6.2)$$

Практически всегда выполняется условие  $|Y_{k.b}| = \omega C_{k.b} \ll g_k$ , поэтому вторым слагаемым в знаменателе выражения (6.2) можно пренебречь.

Выразим коэффициент усиления каскада через параметры физической эквивалентной схемы транзистора, для чего вместо  $\alpha$  и  $Y_s$  подставим в (6.2) их значения из выражений (3.56) и (3.57):

$$K = K_0 \frac{1}{1 + i\epsilon}, \quad (6.3)$$

где

$$K_0 = \frac{\alpha_0 g_s \omega C_{o.c}}{g_s \frac{\omega C_{o.c}}{B_0} (1 + g_k r_b) + g_k g_s \frac{\omega}{\omega_T} + g_k \omega C_{o.c}}, \quad (6.4)$$

— максимальный коэффициент усиления, или коэффициент усиления каскада на квазирезонансной частоте;

$$\epsilon = \frac{g_k g_s - g_s \omega C_{o.c} \frac{\omega}{\omega_T} (1 + g_k r_b)}{g_s \frac{\omega C_{o.c}}{B_0} (1 + g_k r_b) + g_k g_s \frac{\omega}{\omega_T} + g_k \omega C_{o.c}} \quad (6.5)$$

— относительная расстройка;  $B_0$  — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером.

На частоте квазирезонанса  $\omega_0$  относительная расстройка  $\epsilon = 0$ , поэтому из выражения (6.5)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_T g_k}{C_{o.c} (1 + g_k r_b)}} = \sqrt{\frac{\omega_T}{C_{o.c} (r_b + R_k)}}. \quad (6.6)$$

Подставляя значение  $\omega_0$  из (6.6) в выражения (6.4) и (6.5), получаем

$$K_0 = \frac{\alpha_0}{(1 + g_k r_b) \left[ \frac{1}{B_0} + \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2 \right] + \frac{g_k}{g_s}}; \quad (6.7)$$

$$\epsilon = \frac{\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}}{\frac{1}{B_0} \cdot \frac{\omega_T}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega_T} + \frac{\omega_T}{\omega_0} \cdot \frac{g_k}{(1 + g_k r_b) g_s}}. \quad (6.8)$$

Сопротивление одиночного параллельного колебательного контура

$$Z = \frac{R_s}{1 + j\varepsilon} = \frac{R_s}{1 + jQ \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \approx \frac{R_s}{1 + jQ \frac{2\Delta f}{f_c}}. \quad (6.9)$$

Сравнивая соотношения (6.3) и (6.8) с выражением (6.9), приходим к выводу, что частотная зависимость коэффициента усиления бесконтурного избирательного каскада при принятых ранее допущениях эквивалентна частотной зависимости усилительного каскада с одиночным колебательным контуром, имеющим добротность

$$\frac{1}{Q_s} = \frac{1}{B_0} \cdot \frac{\omega_T}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega_T} + \frac{\omega_T}{\omega_0} \cdot \frac{g_K}{(1 + g_K r_B) g_s}. \quad (6.10)$$

Границные частоты полосы пропускания на уровне 0,7 определяются равенством

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

решая которое при узкополосном приближении

$$\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0},$$

получим

$$\begin{aligned} P_{0,7} &= f_0 \left[ \frac{f_T}{f_0} \left( \frac{1}{B_0} + \frac{g_K}{(1 + g_K r_B) g_s} + \frac{f_0}{f_T} \right) \right] = \\ &= f_0 \left[ \frac{f_T}{f_0} \left( \frac{1}{B_0} + \frac{r_B}{R_K + r_B} + \frac{f_0}{f_T} \right) \right] = \\ &= f_T \left[ \frac{1}{B_0} + \frac{g_K}{(1 + g_K r_B) g_s} + \left( \frac{f_0}{f_T} \right)^2 \right]. \end{aligned} \quad (6.11)$$

Эквивалентная добротность усилительного каскада невелика и узкополосное приближение приемлемо, вообще говоря, только в том случае, когда точная форма амплитудно-частотной характеристики не существенна. Например, такое приближение допустимо в случае, когда амплитудно-частотная характеристика формируется фильтром сосредоточенной селекции с полосой пропускания меньше полосы пропускания усилителя. Более точные результаты расчета частотных характеристик можно получить графическим построением частотных характеристик по нулям и полюсам функции передачи усилительного каскада.

**Анализ частотных характеристик усилительного каскада по нулям и полюсам функции передачи.** Выражение для функции передачи усилительного каскада всегда может быть записано в виде отношения двух полиномов

$$K(p) = A \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots}, \quad (6.12)$$

где  $p = j\omega$ , причем для цепей, не содержащих неавтономных источников, степень полинома числителя всегда меньше степени полинома знаменателя.

Выражение (6.12) можно также записать в следующем виде:

$$K(p) = A \frac{(p - s_1)(p - s_2)(p - s_3) \dots}{(p - \lambda_1)(p - \lambda_2)(p - \lambda_3) \dots}, \quad (6.13)$$

где  $s_n$  — нули функции передачи  $K(p)$ , являющиеся корнями полинома числителя;  $\lambda_n$  — полюсы функции передачи  $K(p)$ , являющиеся корнями полинома знаменателя.

Частотные характеристики (амплитудные и фазовые) строят в системе координат, где по оси абсцисс откладывают мнимое значение нулей и полюсов функции передачи  $Im(p)$ , а по оси ординат — их вещественную часть, взятую с обратным знаком, —  $Re(p)$  (рис. 83).

Для физически реализуемых устойчивых цепей все  $s$  и  $\lambda$  лежат выше оси  $Im(p)$ , причем они могут быть либо вещественными, либо комплексно-сопряженными.

Каждый из сомножителей последнего выражения представляет собой вектор, имеющий модуль  $|p - p_n|$  и фазовый угол  $\Phi_n = \arctg \frac{Im(p)}{Re(p)}$ , поэтому выражение (6.13) можно записать в следующей форме:

$$K(p) = A \frac{|p - s_1| \cdot |p - s_2| \dots}{|p - \lambda_1| \cdot |p - \lambda_2| \dots} \exp j[\Phi_{s1} + \Phi_{s2} + \dots - \Phi_{\lambda1} - \Phi_{\lambda2} \dots]. \quad (6.14)$$

Выражение (6.14) дает возможность построить амплитудно- и фазочастотную характеристики.

Для построения амплитудно-частотной характеристики нужно измерить расстояние от выбранных точек на частотной оси  $Im(j\omega_1)$ ,  $Im(j\omega_2) \dots$  до нулей функции передачи  $l_n = |p - s_n|$ , перемножить их и разделить на произведение расстояний от этих же точек до полюсов функции передачи  $L_n = |p - \lambda_n|$

$$|K(j\omega)| = A \frac{l_1 l_2 \dots}{L_1 L_2 L_3 \dots},$$

т. е. определить значения модуля коэффициента передачи при различных частотах  $\omega$ .

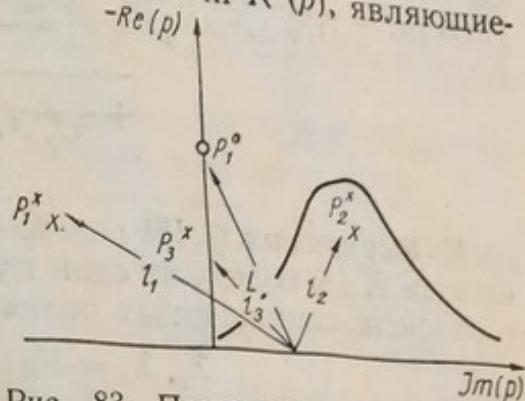


Рис. 83. Построение амплитудно-частотной характеристики по нулям и полюсам функции передачи усилительного каскада.

Для построения фазо-частотной характеристики необходимо измерить углы между направлениями из выбранных точек на частотной оси к нулям функции передачи и к ее полюсам, после чего из первых вычесть вторые. Для упрощения расчетов масштабы по обеим осям  $Im(p)$  и  $Re(p)$  выбираются одинаковыми.

В рассмотренном случае работы каскада на аналогичный каскад заменой  $j\omega$  на  $p$  из выражения (6.2) получаем

$$K(p) = \frac{\alpha_0 \omega_T}{(1 + g_k r_0)} \cdot \frac{p}{p^2 + p \left[ \frac{\omega_T}{B_0} + \frac{g_k}{C_{o.c}(1 + g_k r_0)} + \frac{g_k \omega_T}{g_s(1 + g_k r_0)} \right] + \frac{g_k \omega_T}{C_{o.c}(1 + g_k r_0)}}. \quad (6.15)$$

Из выражения (6.15) видно, что в этом случае функция передачи каскада  $K(p)$  содержит один нуль в начале координат  $s = 0$  и два комплексно-сопряженных полюса

$$\lambda_1, \lambda_2 = Re(\lambda_{1,2}) \pm jIm(\lambda_{1,2}). \quad (6.16)$$

После решения квадратного уравнения, полученного приравниванием полинома знаменателя нулю, выражение (6.15) преобразуем к виду

$$K(p) = A \frac{p}{(p - \lambda_1)(p - \lambda_2)}, \quad (6.17)$$

где

$$A = \frac{\alpha_0 \omega_T}{1 + g_k r_0}. \quad (6.18)$$

Тогда значения  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  получим подстановкой в (6.16)

$$Re(\lambda_{1,2}) = -\frac{1}{2} \left[ \frac{\omega_T}{B_0} + \frac{g_k}{C_{o.c}(1 + g_k r_0)} - \frac{g_k \omega_T}{g_s(1 + g_k r_0)} \right]; \quad (6.19)$$

$$Im(\lambda_{1,2}) = \sqrt{\frac{\omega_T g_k}{C_{o.c}(1 + g_k r_0)} - [Re(\lambda_{1,2})]^2}. \quad (6.20)$$

Определим частоту квазирезонанса, т. е. частоту на которой  $|K(p)|$  максимальный.

Максимальное значение модуля коэффициента усиления, содержащего одну пару комплексно-сопряженных полюсов вида (6.17), будет при минимальном значении произведения

$$|p - \lambda_1| \cdot |p - \lambda_2| = \sqrt{Re^2(\lambda_1) + [\omega - Im(\lambda_1)]^2} \times \\ \times \sqrt{Re^2(\lambda_2) + [\omega - Im(\lambda_2)]^2}.$$

Дифференцируя это выражение по  $\omega$  и приравнивая результат нулю, находим

$$\omega_0^2 = Im^2(\lambda) + Re^2(\lambda)$$

или

$$\omega_0 = \pm \sqrt{Im^2(\lambda) + Re^2(\lambda)}. \quad (6.21)$$

Таким образом, частота квазирезонанса определяется первым слагаемым подкоренного выражения для мнимой части полюсов функции передачи. При достаточной величине эквивалентной добротности каскада, выполняется условие  $Re(\lambda) \ll Im(\lambda)$  и тогда квазирезонансная частота практически равна мнимой части сопряженных полюсов  $Im(\lambda)$ .

Для усиленного каскада, нагруженного на аналогичный каскад, из выражений (6.19) — (6.21) частота квазирезонанса

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_T g_K}{C_{o.c} (1 + g_K r_6)}} = \sqrt{\frac{\omega_T}{C_{o.c} (R_K + r_6)}}. \quad (6.22)$$

Последнее выражение совпадает с полученной ранее для этого же случая формулой (6.6).

Аналогичным способом можно показать, что величина  $2|Re(\lambda)|$  численно равна полосе пропускания усилителя на уровне 0,7

$$2\pi P_{0.7} = 2|Re(\lambda)|, \quad (6.23)$$

где с учетом (6.19)

$$P_{0.7} = \frac{1}{2\pi} \left[ \omega_T \left( \frac{1}{B_0} + \frac{g_K}{g_9 (1 + g_K r_6)} \right) + \frac{g_K}{C_{o.c} (1 + g_K r_6)} \right], \quad (6.24)$$

что также совпадает с полученным ранее выражением (6.11).

**Влияние параметров транзистора и элементов схемы на частотные свойства каскада.** Рассмотрим влияние конденсатора  $C_6$  на частотные свойства каскада. Для этого подставим в выражение (6.2)

вместо  $r_6$  величину  $Z_6 = r_6 + \frac{1}{j\omega C_6}$ , тогда

$$\dot{K}(p) = A \frac{p}{(p - \lambda_1)(p - \lambda_2)}, \quad (6.25)$$

где  $A = \frac{\alpha_0 \omega_T}{1 + g_K r_6}$ .

Значения  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  получим, подставляя в соотношение (6.16)

$$Re(\lambda_{1,2}) = -\frac{1}{2} \left[ \omega_T \left( \frac{1}{B_0} + \frac{g_K}{g_9 (1 + g_K r_6)} \right) + \frac{g_K}{(1 + g_K r_6)} \left( \frac{1}{C_{o.c}} + \frac{1}{C_6} \right) \right]; \quad (6.27)$$

$$Im(\lambda_{1,2}) = \sqrt{\frac{g_K \omega_T}{(1 + g_K r_6)} \left( \frac{1}{B_0 C_6} + \frac{1}{C_{o.c}} \right) - Re^2(\lambda)}. \quad (6.28)$$

Частота квазирезонанса и полоса пропускания согласно выражениям (6.21) и (6.23)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_k \omega_T}{(1 + g_k r_6)} \left( \frac{1}{B_0 C_6} + \frac{1}{C_{o.c}} \right)}; \quad (6.29)$$

$$\begin{aligned} \Pi_{0.7} = & \frac{\omega_T}{2\pi} \left( \frac{1}{B_0} + \frac{g_k}{g_s (1 + g_k r_6)} \right) + \\ & + \frac{g_k}{(1 + g_k r_6)} \left( \frac{1}{C_{o.c}} + \frac{1}{C_6} \right). \end{aligned} \quad (6.30)$$

Рассмотрим влияние активного сопротивления  $R_{o.c}$  — шунтирующего конденсатора  $C_{o.c}$  в цепи эмиттера транзистора (рис. 80). Для этого в выражение (6.2) подставим

$$Y_{o.c} = g_{o.c} + j\omega C_{o.c}.$$

Тогда при условии  $\omega C_6 \gg \frac{1}{r_6}$  получим

$$K(p) = A \frac{p - s}{(p - \lambda_1)(p - \lambda_2)}, \quad (6.31)$$

где

$$A = \alpha g_s C_{o.c}; \quad (6.32)$$

$$s = -\frac{g_{o.c}}{C_{o.c}}; \quad (6.33)$$

$$\lambda_1, \lambda_2 = -Re(\lambda) \pm jIm(\lambda);$$

$$Re(\lambda) = -\frac{1}{2} \frac{g_{o.c} g_s (1 + g_k r_6) + g_k g_s + \omega_T g_k C_{o.c}}{C_{o.c} g_s (1 + g_k r_6)}; \quad (6.34)$$

$$Im(\lambda) = \sqrt{\frac{g_k (g_s + g_{o.c})}{C_{o.c} g_s (1 + g_k r_6)} \omega_T - Re^2(\lambda)}. \quad (6.35)$$

Квазирезонансная частота и полоса пропускания из выражений (6.21), (6.22), (6.34) и (6.35)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_k (g_s + g_{o.c})}{C_{o.c} g_s (1 + g_k r_6)} \omega_T}; \quad (6.36)$$

$$\Pi_{0.7} = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{g_{o.c}}{C_{o.c}} + \frac{g_k g_s + \omega_T g_k C_{o.c}}{C_{o.c} g_s (1 + g_k r_6)} \right]. \quad (6.37)$$

Проводимость  $g_{o.c}$  расширяет полосу пропускания усилителя, ее величину, обеспечивающую заданное значение  $\Pi_{0.7}$ , находим, решая совместно выражения (6.36) и (6.37):

$$g_{o.c} = g_s \frac{(1 + g_k r_6) \left| \frac{2\pi\Pi}{\omega_T} - \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2 \right| - \frac{g_k}{g_s}}{\frac{g_k}{g_s} + (1 + g_k r_6) \left[ \frac{g_s}{g_k} \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2 - \frac{2\pi\Pi}{\omega_T} \right]}. \quad (6.38)$$

Если в результате расчетов окажется, что  $g_{o.c} < 0$ , то это означает, что полоса пропускания усилителя при  $g_{o.c} = 0$  больше требуемой. Рассмотрим влияние изменения режима работы транзистора и величин элементов схемы на амплитудно-частотную характеристику каскада.

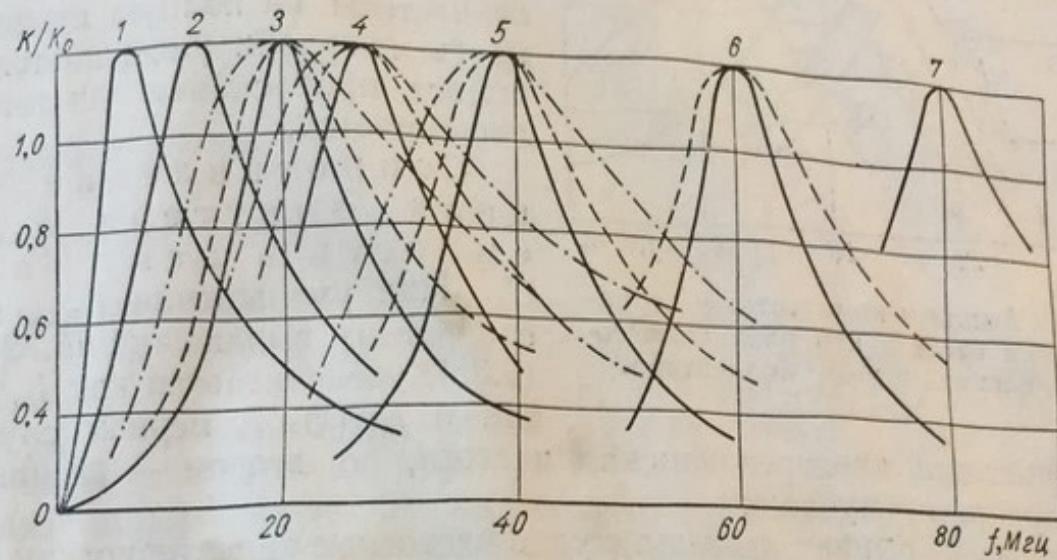


Рис. 84. Нормированные амплитудно-частотные характеристики усилительного каскада на транзисторе типа ГТ313 при различных емкостях в цепи эмиттера и токах коллектора:

—  $I_9 = 10 \text{ мА}$ ; —  $I_9 = 5 \text{ мА}$ ; —  $I_9 = 3 \text{ мА}$ ;  $I - C_{o.c} = 11000 \text{ пФ}$ .  
1 —  $2400 \text{ пФ}$ ; 2 —  $1000 \text{ пФ}$ ; 3 —  $570 \text{ пФ}$ ; 4 —  $255 \text{ пФ}$ ; 5 —  $110 \text{ пФ}$ ;  
6 —  $16 \text{ пФ}$ .

**Емкость в цепи эмиттера транзистора.** Из выражения (6.6) следует, что с увеличением  $C_{o.c}$  средняя частота настройки усилительного каскада уменьшается. На рис. 84 приведены экспериментальные характеристики для транзистора ГТ-313 при различных  $C_{o.c}$  и токах эмиттера.

**Изменение тока эмиттера  $I_9$** , практически сказывается только на величине полосы пропускания. Увеличение его приводит к увеличению проводимости эмиттера  $g_9$ , что в свою очередь, согласно выражению (6.19), приводит к уменьшению расстояния сопряженных полюсов до мнимой оси и, следовательно, к сужению полосы пропускания. Изменение  $I_9$  не сказывается на величине мнимой части полюсов  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  и, следовательно, на частоте квазирезонанса.

**Сопротивление в цепи коллектора.** Из формулы (6.22) следует, что с увеличением  $R_k$  средняя частота настройки уменьшается (кривые на рис. 85 сняты при различных значениях  $R_k$ ).

Из выражений (6.19) и (6.24) следует, что с увеличением  $R_k$  полоса пропускания сужается. Физически это объясняется тем, что проводимость  $Y_{11}$ , входящая в выражение (6.1) и служащая нагрузкой каскада (рис. 81, а), является частотнозависимой и имеет максимум вблизи квазирезонансной частоты. Поэтому с увеличением  $g_k$  влияние зависимости  $Y_{11}$  от частоты на полную проводимость нагрузки уменьшается и полоса пропускания усилителя расширяется.

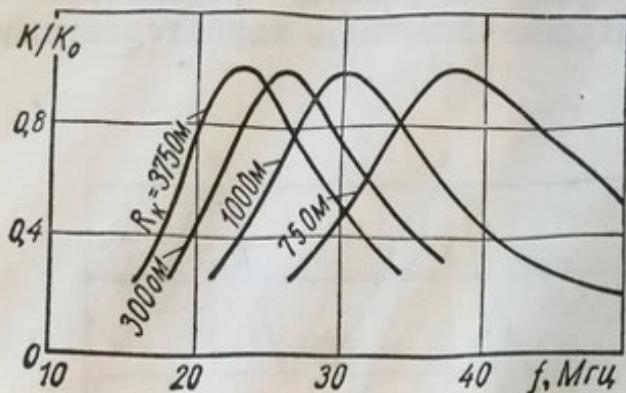


Рис. 85. Амплитудно-частотные характеристики каскада при различных соотношениях в цепи коллектора.

Сопротивление в цепи эмиттера  $R_{o.c}$  и емкость в цепи базы  $C_b$ . При уменьшении  $R_{o.c}$ , как следует из выражений (6.32) и (6.33), увеличивается как  $I_m(\lambda)$ , так и  $R_e(\lambda)$ . В первом случае частота, во втором — расширяется полоса пропускания.

На рис. 86 приведены амплитудно-частотные характеристики каскада при различных значениях  $R_{o.c}$ .

При изменении  $C_b$  (в отличие от изменения  $R_{o.c}$ ) практически изменяется только полоса пропускания (рис. 87), так как в выражение (6.30) для полосы пропускания величина  $1/C_b$  входит слагаемым с  $1/C_{o.c}$ , а в выражение (6.29) — слагаемым с произведением  $\frac{1}{B_0} \cdot \frac{1}{C_{o.c}}$ .

Расширение полосы пропускания за счет уменьшения  $C_b$  (по сравнению с уменьшением  $R_{o.c}$ ) имеет недостаток — вызывает уменьшение усиления. Это объясняется тем, что при уменьшении  $R_{o.c}$  уменьшается обратная связь, а при уменьшении  $C_b$  увеличивается сопротивление, включенное последовательно со входом усилителя.

Однако расширение полосы пропускания уменьшением  $R_{o.c}$  реализуется труднее, особенно в схемах с отдельным источником питания цепи эмиттера транзистора, из-за трудностей, возникаю-

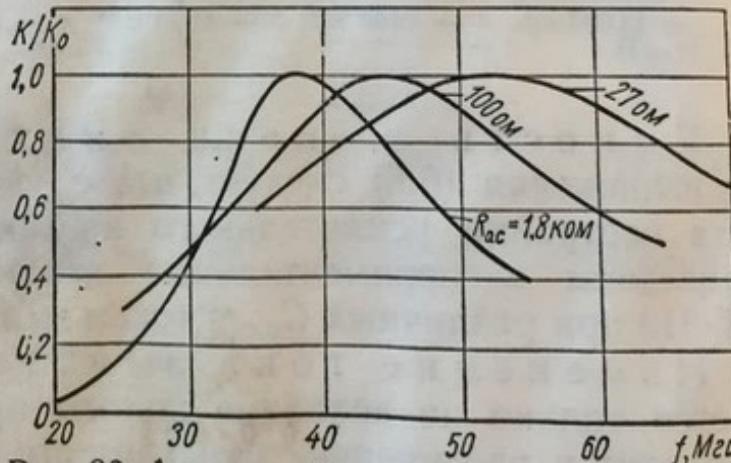


Рис. 86. Амплитудно-частотная характеристика каскада при различных значениях резистора в цепи эмиттера.

ших при заземлении малого сопротивления  $R_{o.c}$  через конденсатор большой емкости, поскольку последний обладает, как правило, значительной индуктивностью.

**Параметры выходного каскада.** Выходной каскад нагружен либо на активное сопротивление, либо на частотно-избирательный фильтр, и его коэффициент усиления

$$K = \frac{Y_{21}}{Y_H(\omega)} . \quad (6.39)$$

В первом случае

$$Y_H = g_{H0} \left( 1 + j\omega \frac{C_H}{g_H} \right); \quad (6.40)$$

во втором

$$Y_H = g_{H0} m(\omega), \quad (6.41)$$

где  $g_{H0}$  — проводимость нагрузки на частоте настройки усилителя;  $m(\omega)$  — функция, определяющая частотную зависимость коэффициента передачи фильтра.

При достаточном запасе устойчивости влиянием нагрузки на величину  $Y_{21}$  каскада можно пренебречь и считать коэффициент передачи каскада равным произведению коэффициента усиления транзистора при чисто активной нагрузке на функцию, определяющую характер частотной зависимости проводимости нагрузки. Например, при нагрузке в виде одиночного колебательного контура выражение (6.39) запишется как

$$K = \frac{Y_{21}}{g_0} \cdot \frac{1}{1 + j\omega} ; \quad (6.42)$$

при резистивно-емкостной нагрузке формула (6.39) преобразуется к виду

$$K = \frac{Y_{21}}{g_0} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_H}{g_H}} . \quad (6.43)$$

Условимся называть усиление бесконтурного усилительного каскада при чисто активной нагрузке собственным усилием каскада. Тогда коэффициент собственного усиления

$$\dot{K}_{соб} = \frac{Y_{21}}{g_{H0}} . \quad (6.44)$$

Аналогично тому, как было получено выражение для коэффициента усиления среднего каскада [см. выражение (6.12)], собственный

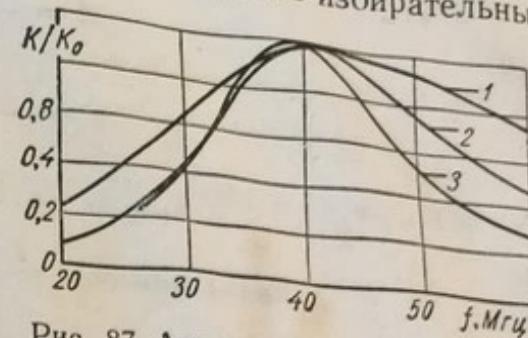


Рис. 87. Амплитудно-частотные характеристики каскада при различных значениях емкости в цепи базы:  
1 —  $C_B = 560 \text{ пФ}$ ; 2 —  $C_B = 82 \text{ пФ}$ ; 3 —  $C_B = 27 \text{ пФ}$ .

коэффициент усиления оконечного каскада

$$K_{\text{соб}} = \frac{Y_{21}}{g_{\text{в0}}} = \frac{\alpha Y_9 Y_{\text{o.c}}}{g_{\text{в0}} [Y_9 + Y_{\text{o.c}} + r_6 Y_9 Y_{\text{o.c}} (1 - \alpha)]} = A \frac{p - s}{(p - \lambda_1)(p - \lambda_2)}, \quad (6.45)$$

где

$$A = \frac{\alpha_0 \omega_{\text{T}}}{r_6 g_{\text{в0}}}; \quad (6.46)$$

$$s = -\frac{g_{\text{o.c}}}{C_{\text{o.c}}},$$

$$\lambda_1 \lambda_2 = Re(\lambda) \pm jIm(\lambda); \quad (6.47)$$

$$Re(\lambda) = -\frac{1}{2} \frac{g_9 (1 + r_6 g_{\text{o.c}}) \omega_{\text{T}} C_{\text{o.c}}}{r_6 C_{\text{o.c}} g_9}; \quad (6.48)$$

$$Im(\lambda) = \sqrt{\frac{(g_9 + g_{\text{o.c}}) \omega_{\text{T}}}{r_6 C_{\text{o.c}} g_9} - Re^2(\lambda)}. \quad (6.49)$$

По формулам (6.21), (6.49) и (6.23), (6.48) определяем частоту квазирезонанса и полосу пропускания соответственно:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_9 + g_{\text{o.c}}}{r_6 C_{\text{o.c}} g_9} \omega_{\text{T}}}; \quad (6.50)$$

$$P_{0.7} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_9 (1 + r_6 g_{\text{o.c}}) + \omega_{\text{T}} C_{\text{o.c}}}{r_6 g_9 C_{\text{o.c}}}. \quad (6.51)$$

Сравнивая выражения (6.36) и (6.50), приходим к выводу, что при прочих равных условиях, для получения одинаковой квазирезонансной частоты в оконечном каскаде емкость  $C_{\text{o.c}}$  должна быть большей.

Из формул (6.37) и (6.51) следует, что в усилительном каскаде, нагруженном на чисто активную нагрузку, полоса пропускания шире, чем в срединном каскаде.

**Параметры входного каскада.** Входной каскад, нагруженный на аналогичный бесконтурный каскад, по своим частотным свойствам не отличается от срединного.

Однако следует заметить, что входная проводимость бесконтурного каскада носит резонансный характер. Ее частотная зависимость практически такая же, как проводимости  $Y_{21}$  каскада.

Действительно, из выражений (3.68) и (3.70)

$$Y_{11} = Y_{21} \frac{1 - \alpha}{\alpha} = Y_{21} \left( \frac{1}{B_0} - j \frac{\omega}{\omega_{\text{T}}} \right). \quad (6.52)$$

Входная проводимость каскада существенно влияет на условия согласования с предыдущими каскадами. Так как согласование осу-

ществляется на квазирезонансной частоте, определим величину входной проводимости на этой частоте.

Из соотношения (3.70), при подстановке в него параметров физической эквивалентной схемы при условии  $g_{o.c} = 0$ , аналогично выражению (6.4), получаем

$$Y_{11} = \frac{-g_s \omega C_{o.c} \frac{\omega}{\omega_T} + i g_s \frac{\omega C_{o.c.}}{B_0}}{g_s \left[ 1 - r_6 \omega C_{o.c} \frac{\omega}{\omega_T} \right] + i \left[ g_s \frac{\omega}{\omega_T} + \omega C_{o.c} + r_6 g_s \frac{\omega C_{o.c.}}{B_0} \right]} . \quad (6.53)$$

На частоте квазирезонанса согласно выражению (6.50) выполняется условие

$$1 - r_6 \omega C_{o.c} \frac{\omega}{\omega_T} = 0,$$

поэтому

$$g_{11o.c} = \frac{1}{B_0 \left( \frac{1}{g_s} + \frac{r_6}{B_0} + \frac{1}{\omega_T C_{o.c}} \right)} = \frac{1}{B_0 \left( h_{11} + \frac{1}{\omega_T C_{o.c}} \right)} . \quad (6.54)$$

Из последнего выражения следует, что входная проводимость каскада на квазирезонансной частоте примерно равна входной проводимости транзистора в схеме с общим эмиттером на низкой частоте.

Входную емкость на частоте квазирезонанса получаем из соотношения (6.53)

$$C_{11o.c} = \frac{1}{\omega_T \left( h_{11} + \frac{1}{\omega_T C_{o.c}} \right)} = \frac{C_{o.c}}{1 + h_{11} \omega_T C_{o.c}} . \quad (6.55)$$

## 2. Коэффициент устойчивого усиления бесконтурного избирательного каскада

На рис. 88 показана структурная схема срединного каскада бесконтурного усилителя. При одинаковых каскадах в усилителе для такого каскада общие проводимости на его входе и выходе

$$Y_u = Y_v = Y_{22o.c} + Y_{11o.c} + g_k .$$

Обычно выполняется условие  $Y_{22} \ll Y_{11}$ , поэтому формула для коэффициента передачи цепи обратной связи имеет вид, аналогичный формуле (5.75):

$$\beta K = \frac{Y_{21o.c} Y_{12o.c}}{(Y_{11o.c} + g_k)^2} . \quad (6.56)$$

или с учетом выражений (3.68) — (3.70)

$$\dot{\beta}K = \frac{\alpha Y_s Y_{o.c} Y_{k.b} (Y_s + Y_{o.c})}{\{Y_s Y_{o.c} (1 - \alpha) + Y_{k.b} (Y_s + Y_{o.c}) + g_k [Y_s + Y_{o.c} + r_0 Y_s Y_{o.c} (1 - \alpha)]\}^2}, \quad (6.57)$$

где  $\alpha$  — коэффициент усиления по току в схеме с ОБ;  $\beta$  — коэффициент передачи цепи обратной связи.

В дальнейшем при анализе устойчивости будем считать

$$\frac{1}{R_{o.c}} \ll \omega C_{o.c}; \quad Y_s = g_s + j\omega C_s = g_s \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_T}\right); \quad Y_{k.b} = g_{k.b} + j\omega C_{k.b} \approx j\omega C_{k.b};$$

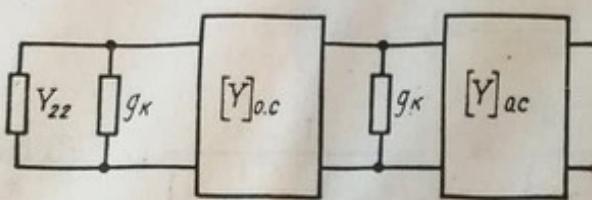


Рис. 88. Структурная схема бесконтурного усилителя.

$\alpha$  определяется выражением (3.57);  $Y_{k.b} \ll Y_s$ .

При перечисленных условиях выражение (6.57) принимает вид

$$\dot{\beta}K = \frac{C_{k.b}}{\alpha_0 C_{o.c}} \times \frac{1 + j \left( \frac{\omega}{\omega_T} + \frac{\omega C_{o.c}}{g_s} \right)}{(1 - j\varepsilon)^2} K_0^2, \quad (6.58)$$

где  $K_0^2$  — коэффициент усиления на квазирезонансной частоте;  $\varepsilon$  — относительная расстройка. Фазовый сдвиг в петле обратной связи

$$\Phi_{\beta K} = \arctg \left( \frac{\omega}{\omega_T} + \frac{\omega C_{o.c}}{g_s} \right) - \arctg \frac{-2\varepsilon}{1 - \varepsilon^2}.$$

При положительной обратной связи  $\Phi_{\beta K} = 0$ . В этом случае критическая расстройка

$$\varepsilon_{kp} = \frac{\cos \Theta + 1}{\sin \Theta}, \quad (6.59)$$

$$\text{где } \Theta = \arctg \left( \frac{\omega_{kp}}{\omega_T} + \frac{\omega_{kp} C_{o.c}}{g_s} \right).$$

Из выражений (6.58) и (6.59) модуль коэффициента передачи петли обратной связи

$$|\dot{\beta}K| = \frac{1}{2} K_0^2 \frac{C_{kb}}{\alpha_0 C_{o.c}} \sqrt{1 + \left( \frac{\omega_{kp}}{\omega_T} + \frac{\omega_{kp} C_{o.c}}{g_s} \right)^2} (1 + \cos \Theta). \quad (6.60)$$

Обычно использование бесконтурного избирательного каскада ограничено частотами значительно ниже частоты  $\omega_T$ . Поэтому в последнем выражении можно полагать  $1 + \cos \Theta \approx 2$  и  $\frac{\omega}{\omega_T} + \frac{\omega C_{o.c}}{g_s} \ll 1$ .

Условие  $\cos \Theta = 1$  равносильно равенству  $\omega_{kp} = \omega_0$ , т. е. критическая частота (частота, при которой  $\Phi_{kp} = 0$ ) равна частоте квазирезонанса

$$\omega_{kp} = \omega_0.$$

При этом допущении выражение (6.60) принимает вид

$$\beta K = K_0^2 \frac{C_{k.b}}{C_{o.c}}. \quad (6.62)$$

Величины  $K_0$  и  $C_{o.c}$  зависят от  $g_k$ , поэтому для определения коэффициента устойчивого усиления необходимо определить зависимость  $C_{o.c}$  [при условии (6.61)] от величины  $K_0$ .

По формулам (6.4) и (6.6) при  $\omega_{kp} = \omega_0$  определяем

$$K_0 = \alpha_0 \omega_0 C_{o.c} \left( \frac{\omega_T}{\omega_0^2 C_{o.c}} - r_6 \right) \frac{1}{\left( \frac{\omega_T}{\omega_0 B_0} + \frac{\omega_0}{\omega_T} + \frac{\omega_0 C_{o.c}}{g_3} \right)}, \quad (6.63)$$

откуда

$$C_{o.c} = \frac{\frac{\omega_T}{\omega_0} - K_0 \left( \frac{\omega_T}{\omega_0} \cdot \frac{1}{B_0} + \frac{\omega_0}{\omega_T} \right)}{\omega_0 \left( \frac{K_0}{g_3} + r_6 \right)}. \quad (6.64)$$

Подставляя полученное значение  $C_{o.c}$  в (6.62) при  $K_0 = K_{уст}$ , получаем

$$1 - m_y = K_{уст}^2 \frac{C_{k.b} \omega_0 \left( \frac{K_{уст}}{g_3} + r_6 \right)}{\frac{\omega_\alpha}{\omega_0} - K_{уст} \left( \frac{\omega_T}{\omega_0} \cdot \frac{1}{B_0} + \frac{\omega_0}{\omega_T} \right)}. \quad (6.65)$$

При условии  $\frac{K_{уст}}{B_0} \ll 1$ , что практически всегда выполняется, выражение (6.55) принимает вид

$$1 - m_y = K_{уст}^2 C_{k.b} \omega_0 \left[ \frac{K_{уст}}{g_3} + r_6 \right] \frac{\omega_0}{\omega_T}, \quad (6.66)$$

где  $m_y$  — коэффициент устойчивости.

Коэффициент устойчивого усиления находим, решая уравнение (6.66)

$$K_{уст}^3 + K_{уст}^2 r_6 g_3 - a = 0, \quad (6.67)$$

где

$$a = (1 - m_y) \frac{\omega_T}{\omega_0} \cdot \frac{g_3}{\omega_0 C_{k.b}}. \quad (6.68)$$

Нормируя уравнение (6.67) так, чтобы свободный член был равен единице, подстановкой

$$x = v K_{уст}$$

получаем следующее уравнение

$$x^3 + r_6 g_s v x^2 - 1 = 0, \quad (6.70)$$

где

$$v = \frac{1}{\sqrt[3]{a}}.$$

Это уравнение имеет один действительный корень, причем, величина его не превосходит единицы, так как  $r_6 g_s v > 0$ . Последнее позволяет заменить  $x$  в интервале  $[0, 1]$  полиномом Чебышева третьей степени и свести уравнение (6.70) к уравнению второй степени

$$1,5x^2 - 0,56x + 0,03 + r_6 g_s v x^2 - 1 = 0,$$

откуда

$$x \approx \frac{0,28 \pm \sqrt{0,28^2 + (1,5 + v r_6 g_s)}}{1,5 + v r_6 g_s}. \quad (6.71)$$

Так как нас интересует вещественный корень, то уравнение (6.71) решаем со знаком (+).

Практически всегда выполняется условие

$$0,28^2 \ll (1,5 + v r_6 g_s),$$

так как при  $K_{уст} > 1$   $v r_6 g_s \gg 1$ , поэтому из (6.71)

$$x \approx \sqrt{1,5 + v r_6 g_s}.$$

Подставляя полученное значение  $x$  в выражение (6.69), после преобразований с учетом (6.68) получаем

$$K_{уст} = \sqrt{\frac{a}{1,5 \sqrt[3]{a} + r_6 g_s}} = \sqrt{\frac{(1 - m_y) \frac{\omega_T}{\omega_0} \cdot \frac{g_s}{\omega_0 C_{кб}}}{r_6 g_s + 1,5 \sqrt[3]{(1 - m_y) \frac{\omega_T}{\omega_0} \cdot \frac{g_s}{\omega_0 C_{кб}}}}}. \quad (6.72)$$

Сопротивление, обеспечивающее коэффициент устойчивого усиления

$$R_k = \frac{K_{уст} \left[ h_{11} + r_6 \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2 \right]}{1 - K_{уст} \left[ \frac{1}{B_0} \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2 \right]}. \quad (6.73)$$

Оценим коэффициент устойчивого усиления бесконтурного усилительного каскада при нагрузке на чисто активное сопротивление. К этому случаю можно отнести каскады усилителя, соединенные с помощью эмиттерных повторителей (рис. 89).

Будем считать, что входная проводимость эмиттерного повторителя много меньше проводимости  $g_k$ , а выходная  $Y_{вых.э.п.} \approx Y_{219.п.}$

В этом случае выражение для коэффициента передачи петли обратной связи примет вид

$$\beta \dot{K} = \frac{Y_{21o.c} Y_{12o.c}}{(Y_{\text{вых.э.п.}} + Y_{11}) g_k} = \frac{Y_{21o.c} Y_{12o.c}}{(Y_{21o.p.} + Y_{11}) g_k}. \quad (6.74)$$

Практически всегда выполняется условие  $Y_{21o.p.} \gg Y_{11o.c}$ , поэтому выражение (6.74) может быть упрощено

$$\beta \dot{K} = \frac{Y_{21o.c} Y_{12o.c}}{Y_{21} g_k}.$$

Критическая частота, т. е. частота, при которой имеет место положительная обратная связь, как и в случае непосредственного соединения бесконтурных каскадов, равна квазирезонансной частоте. Поэтому модуль коэффициента передачи петли обратной связи на критической частоте

$$|\beta \dot{K}| = \frac{|Y_{21o.c}| \cdot |Y_{12o.c}|}{|Y_{21}| g_k} \approx \frac{K_{\text{уст}}}{|Y_{21}|} \omega C_{\text{кб}} = 1 - m_y,$$

откуда коэффициент устойчивого усиления

$$K_{\text{уст}} = \frac{(1 - m_y) |Y_{21}|}{\omega C_{\text{кб}}}. \quad (6.75)$$

Таким образом, коэффициент устойчивого усиления одного бесконтурного избирательного каскада, нагруженного на чисто активное сопротивление, равен квадрату коэффициента устойчивого усиления такого же каскада, нагруженного на аналогичный усилийный каскад.

Это справедливо и для усильтельного каскада, отделенного от последующего каскада эмиттерным повторителем. Однако в этом случае необходимо иметь ввиду, что эмиттерный повторитель, нагруженный на емкостную нагрузку (вход следующего каскада), имеет отрицательное входное сопротивление. Поэтому для проводимости в цепи коллектора бесконтурного избирательного каскада должно выполняться условие

$$g_k > \frac{g_{\text{вх.э.п.}}}{1 - m_y}, \quad (6.76)$$

где  $g_{\text{вх.э.п.}}$  — максимальное значение входной проводимости эмиттерного повторителя.

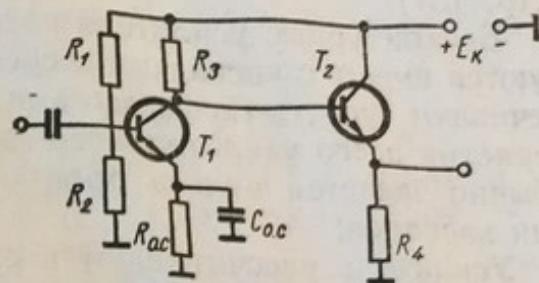


Рис. 89. Принципиальная схема бесконтурного усилителя с эмиттерными повторителями между каскадами.

частоте. Поэтому модуль коэффициента передачи петли обратной связи на критической частоте

$$|\beta \dot{K}| = \frac{|Y_{21o.c}| \cdot |Y_{12o.c}|}{|Y_{21}| g_k} \approx \frac{K_{\text{уст}}}{|Y_{21}|} \omega C_{\text{кб}} = 1 - m_y,$$

откуда коэффициент устойчивого усиления

$$K_{\text{уст}} = \frac{(1 - m_y) |Y_{21}|}{\omega C_{\text{кб}}}. \quad (6.75)$$

Таким образом, коэффициент устойчивого усиления одного бесконтурного избирательного каскада, нагруженного на чисто активное сопротивление, равен квадрату коэффициента устойчивого усиления такого же каскада, нагруженного на аналогичный усилийный каскад.

Это справедливо и для усильтельного каскада, отделенного от последующего каскада эмиттерным повторителем. Однако в этом случае необходимо иметь ввиду, что эмиттерный повторитель, нагруженный на емкостную нагрузку (вход следующего каскада), имеет отрицательное входное сопротивление. Поэтому для проводимости в цепи коллектора бесконтурного избирательного каскада должно выполняться условие

$$g_k > \frac{g_{\text{вх.э.п.}}}{1 - m_y}, \quad (6.76)$$

где  $g_{\text{вх.э.п.}}$  — максимальное значение входной проводимости эмиттерного повторителя.

### 3. Методика и примеры расчета бесконтурных избирательных усилителей

Исходные данные для расчета бесконтурных избирательных усилителей те же, что и для усилителей с избирательными нагрузками (стр. 137).

Бесконтурные усилители рассматриваемого типа обычно используются вместе с каскадами сосредоточенной селекции, которые обеспечивают требуемую форму амплитудно- и фазо-частотной характеристик всего усилительного тракта. Поэтому для такого усилителя обычно задается полоса пропускания не менее полосы пропускания каскадов.

Усилитель рассчитывают в следующей последовательности:

1. Выбирают тип усилительного прибора так же, как и для усилителей с избирательными нагрузками. В настоящее время промышленность выпускает микросхемы, например 2УС181, специально предназначенные для работы в качестве бесконтурного усилительного каскада с резонансом в цепи эмиттера.

2. Определяют режим работы транзистора выбранной микросхемы и рассчитывают параметры его физической эквивалентной схемы как указано в гл. 3, 5.

3. Рассчитывают коэффициент устойчивого усиления из соотношения (6.72) или (6.75) в зависимости от выбранной схемы усилительного каскада.

4. Определяют число усилительных каскадов

$$n > \frac{K_{\text{общ}}}{K_{\text{уст}}}.$$

5. Определяют резистор в цепи коллектора транзистора, обеспечивающий устойчивое усиление, из выражения (6.73) или условия (6.76).

6. Рассчитывают емкость  $C_{o.e}$  цепи эмиттера из соотношений (6.22) или (6.50) для окончного каскада.

7. Рассчитывают полосу пропускания каскада по одной из формул (6.11), (6.30) или (6.51) в зависимости от типа каскада.

8. Рассчитывают полосу пропускания всего усилителя

$$\Delta_{\text{общ}} = \frac{\Pi_1 \cdot 0,83}{\sqrt{n}}.$$

9. При необходимости строят амплитудно- и фазо-частотную характеристики каскада и усилителя по методике, изложенной на стр. 152.

Пример 9. Произвести расчет избирательного усилителя, у которого  $K_{\text{общ}} > 60 \text{ дБ}$ ,  $\Pi_{\text{общ}} > 6 \text{ МГц}$ .

В качестве усилительного прибора выбираем гибридную интегральную микросхему типа 2УС281, в которой использован транзистор типа КТ307Б при токе эмиттера в стандартном режиме  $I_9 = 3,6 \text{ мА}$ .  
Паспортные данные транзистора КТ307Б:  $C_K < 6 \text{ нФ}$ ,  $f_T = 250 \text{ МГц}$ .  
 $B_0 = 40$ ,  $r_6 = 140 \text{ ом}$ .

Рассчитываем параметры физической эквивалентной схемы транзистора по формулам (3.64) и (3.84—3.95):

$$r_9 = \frac{25,6}{I_9} = \frac{25,6}{3,6} = 7,1 \text{ ом};$$

$$h_{11} = r_9 + \frac{r_6}{B_0} = 7,1 + \frac{140}{40} = 10,6 \text{ ом};$$

$$f_s = f_T \frac{h_{11}}{r_6} = 250 \cdot \frac{10,6}{140} = 19 \text{ МГц}.$$

Задаемся  $m_y = 0,8$  и рассчитываем коэффициент устойчивого усиления каскада  $K_{\text{уст}}$  и число каскадов.

Из соотношений (6.68) и (6.72) соответственно определяем

$$a = (1 - 0,8) \frac{250}{30} \cdot \frac{1}{7,1 \cdot 2\pi \cdot 3 \cdot 10^7 \cdot 6 \cdot 10^{-12}} = 2,08 \cdot 10^2;$$

$$K_{\text{уст}} = \sqrt{\frac{2,08 \cdot 10^2}{\frac{140}{7,1} + 1,5 \sqrt[3]{2,08 \cdot 10^2}}} = 3,16.$$

Тогда

$$n = \frac{K_{\text{общ}}}{K_{\text{уст}}} = \frac{60}{10} = 6.$$

Определяем сопротивление резистора в цепи коллектора по формуле (6.73)

$$R_K = \frac{3,16 (10,6 + 140 \cdot 6,4 \cdot 10^{-3})}{1 - 3,16 (2,5 \cdot 10^{-2} + 0,64 \cdot 10^{-2})} = 42 \text{ ом}.$$

Определяем емкость в цепи эмиттера из соотношения (6.22)

$$C_{o.c} = \frac{\omega_T g_K}{\omega_0^2 (1 + g_K r_6)} = \frac{2\pi 2,5 \cdot 10^8 \cdot \frac{1}{42}}{(2\pi \cdot 3 \cdot 10^7)^2 \left(1 + \frac{140}{42}\right)} \approx 250 \text{ нФ}.$$

Рассчитываем полосу пропускания каскада и всего усилителя

$$\begin{aligned} \Pi_1 &= f_T \left[ \frac{1}{B_0} + \frac{r_9}{(R_K + r_6)} + \left( \frac{f_0}{f_T} \right)^2 \right] = \\ &= 250 \left[ \frac{1}{40} + \frac{7,1}{140 + 42} + \left( \frac{30}{250} \right)^2 \right] \approx 20 \text{ МГц}; \end{aligned}$$

$$P_{\text{общ}} = \frac{0,83}{\sqrt{n}} \cdot \Pi_1 = \frac{0,83}{\sqrt{6}} \cdot 20 = 6,8 \text{ МГц}.$$

Если бы полоса пропускания оказалась уже требуемой, необходимо было бы ввести в схему резистор, включенный параллельно емкости  $R_{o.c}$  и произвести расчет с учетом этого резистора.

Принципиальная схема рассчитанного усилителя приведена на рис. 90.

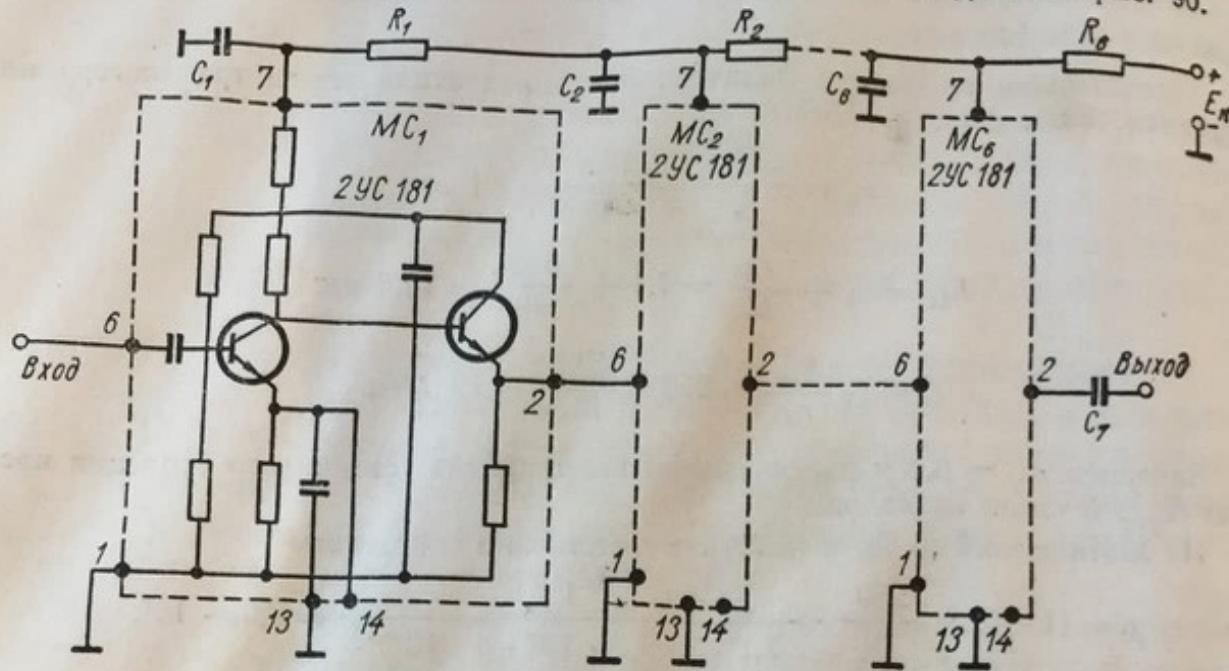


Рис. 90. Принципиальная схема рассчитанного усилителя.

Пример 10. Рассчитать усилительный каскад на ГИС типа 2УС181 на частоте  $f_0 = 30$  Мгц.

ГИС содержит усилительный каскад, включенный по схеме с ОЭ и эмиттерный повторитель на транзисторах КТ307Б. Транзистор первого каскада работает при токе эмиттера  $I_9 = 2,1$  ма.

В этом режиме

$$r_9 = \frac{25,6}{I_9} = \frac{25,6}{2,1} = 12,2 \text{ ом};$$

$$h_{11} = r_9 + \frac{r_6}{B_0} = 12,2 + \frac{140}{40} = 15,7 \text{ ом};$$

$$f_s = f_t \frac{h_{11}}{r_6} = 250 \cdot \frac{15,7}{140} = 28 \text{ Мгц}.$$

Остальные параметры те же, что и в примере 8.

В ГИС 2УС181 предусмотрен конденсатор емкостью 300 пФ, включенный в цепь эмиттера транзистора. При этой емкости  $C_{o.c}$  в стандартном режиме средняя частота настройки каскада  $\omega_0$  из формулы (6.22)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\omega_t}{r_6 C_{o.c}}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi \cdot 2,5 \cdot 10^8}{140 \cdot 300 \cdot 10^{-12}}} = 31 \text{ Мгц}$$

(по ТУ  $f_0 = 30$  Мгц).

Полоса пропускания каскада из соотношения (6.11) при  $g_k r_6 \gg 1$

$$\Pi = 250 \left[ \frac{1}{40} + \frac{12,2}{140} + 0,12^2 \right] = 32 \text{ Мгц}$$

(по ТУ  $\Pi > 15$  Мгц).

Коэффициент усиления каскада по формуле (6.7)

$$K_0 \approx \frac{1}{\left(1 + \frac{140}{380}\right) \left[ \frac{1}{40} + \left(\frac{30}{250}\right)^2 \right] + \frac{12,2}{380}} = 7,2.$$

С учетом коэффициента передачи эмиттерного повторителя коэффициент микросхемы

$$K_1 = K_0 \cdot K_{\text{э.п.}} = 7,2 \cdot 0,9 \approx 6,5$$

(по ТУ  $K_1 > 5$ ).

Применяя микросхему 2УС181, можно подключать к цепи эмиттера дополнительный конденсатор, что дает возможность использовать эту микросхему и на других частотах, отличных от 30 Мгц.

Пример 11. Рассчитать усилительный каскад на ГИС 2УС181, частота  $f_0 = 45$  Мгц.

Емкость в цепи эмиттера, обеспечивающая настройку каскада на этой частоте, из соотношений (6.6)

$$C_{\text{o.c.}} = \frac{\omega_T}{r_6 \omega_0^2} = \frac{2\pi \cdot 2,5 \cdot 10^8}{140 (2\pi \cdot 4,5 \cdot 10^7)^2} = 140 \text{ нФ};$$

емкость дополнительного конденсатора, включенного последовательно с основным,

$$C_{\text{o.c. доп.}} = \frac{C_{\text{o.c.}} C_{\text{o.c. cx}}}{C_{\text{o.c. cx}} - C_{\text{o.c.}}} = \frac{140 \cdot 300}{300 - 140} = 260 \text{ нФ};$$

полоса пропускания по формуле (6.11) при  $g_{k'\sigma} \gg 1$

$$\Pi = 250 \left[ \frac{1}{40} + \frac{12,2}{140} + 1,78^2 \right] \approx 36 \text{ Мгц};$$

коэффициент усиления микросхем при коэффициенте передачи эмиттерного повторителя  $K_{\text{э.п.}} = 0,9$

$$K = K_0 K_{\text{э.п.}} = 0,9 K_0 \approx 5,4.$$

Для первого каскада усилителя входная проводимость из соотношения (6.54)

$$g_{11} = \frac{1}{40 \left( 15,7 + \frac{1}{2\pi \cdot 2,5 \cdot 10^8 \cdot 140 \cdot 10^{-12}} \right)} = 1,12 \cdot 10^{-3} \text{ сим}$$

или с учетом резистора в цепи базы первого транзистора  $R_6 = 562$  ом (резистором  $R_6 = 2,4$  ком пренебрегаем)

$$g_{\text{вх}} = \frac{1}{562} + g_{11} = 1,12 \cdot 10^{-3} + \frac{1}{562} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ сим}; R_{\text{вх}} = 330 \text{ ом.}$$

Входная емкость каскада на частоте квазирезонанса из выражения (6.55)

$$C_{11} = \frac{1}{2\pi \cdot 2,5 \cdot 10^8 \cdot 17,8} = 36 \text{ нФ.}$$

## ГЛАВА 7

### ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С НУЛЕВЫМИ ФИЛЬТРАМИ В ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

При включении нулевого фильтра в цепь отрицательной обратной связи усилителя можно получить квазирезонансную характеристику. Активные фильтры такого типа давно применяются в диапазоне низких частот и эффективно заменяют громоздкие резонансные *LC*-фильтры.

В микроэлектронике благодаря применению транзисторов и нулевых фильтров на основе распределенных *RC*-цепей можно расширить диапазон использования избирательных усилителей с обратной связью до десятков мегагерц.

Впервые такие усилители были рассмотрены в работах [46, 52], где приведены результаты разработки и экспериментального исследования образцов пленочного и полупроводникового интегральных усилителей для диапазона частот (0,1—1) *Mгц*.

В работе [24] разработан приближенный метод расчета, основанный на графоаналитическом анализе функций возвратной разности избирательного усилителя. В результате этого можно оценить добротность и квазирезонансную частоту с учетом фазового сдвига усилителя  $\Phi_k$ . Недостатком метода является некоторая ограниченность применения, поскольку рассматривается только случай точной настройки фильтра на нуль передачи ( $N = 0,0562$  для фильтров типа *RC* — *NR*). При реальных соотношениях параметров усилителя, особенно при учете фазового сдвига, приходится изменять  $N$ .

Более общим является метод расчета, в котором используется упрощенное выражение передаточной проводимости  $Y'_{21}$  нулевого фильтра, аппроксимирующее трансцендентную функцию  $Y'_{21}$  вблизи квазирезонансной частоты  $f_0$ :

$$Y'_{21} = F(a + jb)e^{j\theta}, \quad (7.1)$$

где  $F = \left(\frac{f}{f_0} - 1\right)$  — нормированная частотная переменная;  $b = S_{Y'_{21}} = \frac{d(Y'_{21}R)}{df} f_0$  — крутизна изменения передаточной проводимости  $Y'_{21}$  вблизи нуля передачи;  $a$  — параметр, зависящий от величины параметра *N*-фильтра.

Подстановкой (7.1) в формулу для общего коэффициента усиления можно получить выражения для определения добротности и квазирезонансной частоты при изменении параметров усилителя и нулевого фильтра.

Весьма эффективным является метод анализа гидографов полюсов передаточных функций избирательных усилителей, позволяющий по положению полюсов определять добротность, квазирезонансную частоту и чувствительность параметров к изменению элементов схемы [4].

Характер и способ включения цепи обратной связи оказывают решающее влияние на параметры усилителя (коэффициент усиления, входной и выходной импеданс, устойчивость). На параметры усилителя с обратной связью оказывают также влияние цепи источника сигнала и нагрузки.

### 1. Усилитель с параллельной обратной связью

Структурная схема избирательного усилителя (ИУ) с параллельной обратной связью по напряжению приведена на рис. 91.

Усилитель с коэффициентом усиления  $K$  и входной проводимостью  $Y_{\text{вх},y}$  охвачен избирательной цепью отрицательной обратной связи НФ (нулевой фильтр), характеризующийся матрицей  $Y'$ . Параметров:

$$\begin{vmatrix} I_2 \\ I_{\text{обр}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Y_{11} Y_{12} \\ Y_{21} Y_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} U_1 - U_2 \\ U_1 \end{vmatrix}. \quad (7.2)$$

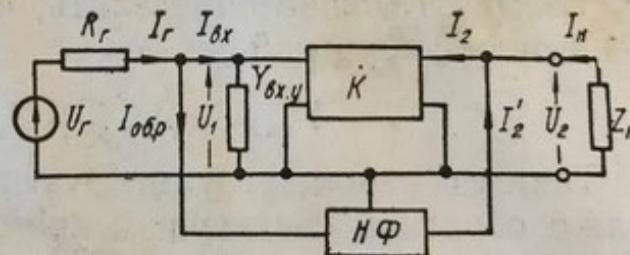


Рис. 91. Структурная схема ИУ с параллельной обратной связью.

Схема описывается следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{array}{l} U_1 = U_r - (I_{\text{обр}} + I_{\text{вх}}) R_r; \\ I_{\text{вх}} = U_1 Y_{\text{вх},y}; \\ U_2 = -I_n Z_n; \\ U_2 = -K U_1. \end{array} \right\} \quad (7.3)$$

При анализе усилителей будем использовать метод графов [32], который является одним из наиболее эффективных методов анализа электрических цепей.

Уравнениям соответствует граф, приведенный на рис. 92. Чтобы выделить сток  $U_2$ , на выходе добавлена ветвь с единичной передачей.

Граф содержит три контура обратной связи, которые соприкасаются (имеют общий узел  $U_1$ ). Следовательно,

$$D = 1 + Y_{\text{вх.}y} R_p + (Y_{22} + Y'_{21}) R_p + Y'_{21} K R_p. \quad (7.4)$$

Так как передача единственного сквозного пути  $P_1 = -K$ , а алгебраическое дополнение  $D_1 = 1$ , поскольку нет контуров, несоприкасающихся со сквозным путем, коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_\Sigma =$$

$$K = \frac{1}{1 + R_p [(Y_{\text{вх.}y} + Y'_{22}) + Y'_{21} K]}. \quad (7.5)$$

Введем проводимость

$$Y_p = \frac{1}{R_p},$$

Рис. 92. Граф ИУ с параллельной обратной связью.

тогда

$$K_\Sigma = -\frac{K Y_p}{Y_p + Y_{\text{вх.}y} + Y'_{22} + Y'_{21} (K + 1)}. \quad (7.6)$$

Из графа можно определить, что полная входная проводимость усилителя с обратной связью

$$Y_{\text{вх.}\Sigma} = Y_{\text{вх.}y} + Y'_{22} + Y'_{21} (K + 1). \quad (7.7)$$

Таким образом, результирующий коэффициент усиления усилителя с обратной связью изменяется пропорционально коэффициенту деления сигнала между  $Y_p$  и полной входной проводимостью  $Y_{\text{вх.}\Sigma}$ . Увеличение проводимости обратной связи  $Y'_{21}$  или коэффициента усиления  $K$  вызывает рост коэффициента деления при отрицательной обратной связи и уменьшение — при положительной.

Селективная цепь обратной связи является регулятором коэффициента деления сигнала во входной цепи. При включении в цепь обратной связи нулевого фильтра входная цепь избирательного усилителя с параллельной обратной связью по характеру изменения полной входной проводимости эквивалентна параллельному  $LC$ -конттуру.

Если используется активный источник тока (транзистор с общей базой или общим эмиттером (с передаточной проводимостью  $Y_{21}$  и выходной проводимостью  $Y_{22}$ ), то

$$K_\Sigma = -\frac{K Y_{21}}{Y_{22} + Y_{\text{вх.}y} + Y'_{22} + Y'_{21} (K + 1)}. \quad (7.8)$$

Представим выражение (7.8) в виде

$$\dot{K}_\Sigma = - \frac{Y_r}{(Y_r + Y_{\text{вх.}y} + Y'_{22})} \times \\ \times \frac{\dot{K}}{\left[ 1 + \frac{Y'_{21}}{Y_r + Y_{\text{вх.}y} + Y'_{22}} (\dot{K} + 1) \right]}, \quad (7.9)$$

или

$$\dot{K}_\Sigma = - \frac{Y_r}{(Y_r + Y_{\text{вх.}y} + Y'_{22})} \times \\ \times \frac{\dot{K}}{[1 + T_u (\dot{K} + 1)]}, \quad (7.10)$$

где  $T_u$  — передаточная функция нулевого фильтра по напряжению при нагрузке на проводимость  $(Y_r + Y_{\text{вх.}y})$ .

При активном входном источнике тока

$$\dot{K}_\Sigma = - \frac{Y_{21}}{(Y_{22} + Y_{\text{вх.}y} + Y'_{22})} \times \frac{\dot{K}}{[1 + T_u (\dot{K} + 1)]}. \quad (7.11)$$

Формула (7.10) отличается от известной формулы из теории усилителей с обратной связью наличием сомножителя

$$\frac{Y_r}{Y_r + Y_{\text{вх.}y} Y'_{22}},$$

учитывающего деление сигнала во входной цепи. Формула

$$\dot{K}_\Sigma = - \frac{\dot{K}}{1 + T_u K} \quad (7.12)$$

справедлива только при

$$Y_{\text{вх.}y} + Y'_{22} \ll Y_r. \quad (7.13)$$

Следует заметить, что условие (7.13) не всегда выполняется в ламповых и совсем не выполняется в транзисторных усилителях, поэтому во всех случаях при определении полного коэффициента усиления надо пользоваться формулой (7.10).

## 2. Усилитель с последовательной обратной связью

В избирательных бесконтурных усилителях часто применяется последовательная обратная связь по напряжению. Структурная схема такого усилителя показана на рис. 93. Систему уравнений,

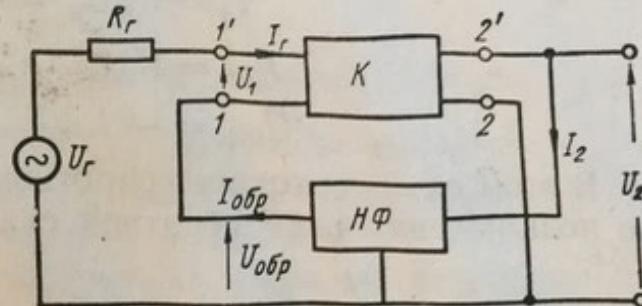


Рис. 93. Структурная схема ИУ с последовательной обратной связью.

описывающих процессы в этой схеме, можно записать следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= U_r - U_{\text{обр}} - I_r R_r; \\ I_r &= U_1 \frac{1}{Z_{\text{вх.у}}}; \\ U_2 &= -KU_1; \\ I_2 &= Y'_{11}U_2 + Y'_{12}U_{\text{обр}}; \\ I_{\text{обр}} &= Y'_{21}U_2 + Y'_{22}U_{\text{обр}}; \\ U_{\text{обр}} &= -I_{\text{обр}} Z_{\text{вх.обр.}}. \end{aligned} \right\} \quad (7.14)$$

В этом случае входное сопротивление  $Z_{\text{вх.обр}}$  усилителя в точке подключения цепи обратной связи (зажим) не равно входному сопротивлению

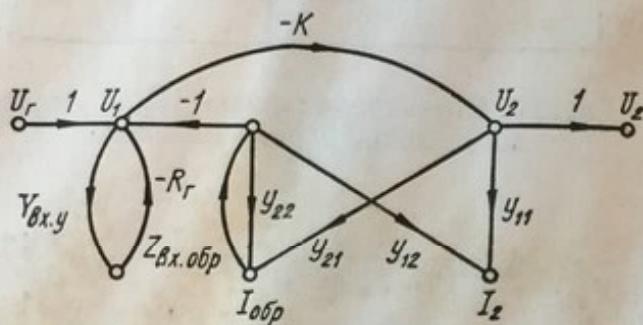


Рис. 94. Граф ИУ с последовательной обратной связью.

Граф, соответствующий уравнениям (7.14), изображен на рис. 94. Он содержит три контура обратной связи, два из которых не соприкасаются. Применяя правило Мэзона, находим результатирующий коэффициент усиления

$$K_\Sigma = -\frac{\dot{K}(1 + Y'_{22}Z_{\text{вх.обр}})}{1 + Y_{\text{вх.у}}R_r + Z_{\text{вх.обр}}(Y'_{22} + Y'_{22}Y_{\text{вх.у}}R_r + Y'_{21}\dot{K})}. \quad (7.15)$$

Введем проводимости

$$Y_{\text{вх.обр}} = \frac{1}{Z_{\text{вх.обр}}}; \quad Y_r = \frac{1}{R_r}.$$

После преобразований получим

$$K_\Sigma = -\frac{\dot{K}Y_r(Y'_{22} + Y_{\text{вх.обр}})}{(Y_r + Y_{\text{вх.у}})(Y'_{22} + Y_{\text{вх.обр}}) + Y_r Y'_{21} K}. \quad (7.16)$$

Выражение (7.16) можно записать иначе:

$$K_\Sigma = -\frac{\dot{K}}{1 + \frac{Y_{\text{вх.у}}}{Y_r} + \frac{Y'_{21} K}{Y'_{22} + Y_{\text{вх.обр}}}}. \quad (7.17)$$

Учитывая, что передаточная функция по напряжению нулевого фильтра, нагруженного на проводимость  $Y_{\text{вх.обр}}$ ,

$$T_u = - \frac{Y'_{21}}{Y'_{22} + Y_{\text{вх.обр}}},$$

получаем

$$K_\Sigma = - \frac{K}{1 + \frac{Y_{\text{вх.у}}}{Y_r} + T_u K}. \quad (7.18)$$

Функция (7.18) отличается от обычно используемого выражения наличием в знаменателе члена  $\frac{Y_{\text{вх.у}}}{Y_r}$ , учитывающего реальные параметры усилителя и источника сигнала. В транзисторных схемах влияние этого члена может быть значительным.

При  $Y_{\text{вх.у}} \ll Y_r$  можно пользоваться обычной формулой для усилителей с обратной связью. При выполнении последнего условия функция (7.18) приобретает вид

$$K_\Sigma = - \frac{K(Y'_{22} + Y_{\text{вх.обр}})}{Y_{\text{вх.обр}} + Y'_{22} + Y'_{21} K}. \quad (7.19)$$

Интересно отметить, что знаменатель в формуле (7.8) в основном совпадает со знаменателем (7.19). Это позволяет использовать общие методы для анализа передаточных функций усилителем с параллельной и последовательной обратной связью.

Входной импеданс избирательного усилителя находится из графа рис. 94 при удалении из последнего ветви, содержащей  $R_p$ . Передача от узла  $U_p$  к узлу  $I_p$

$$Y_{\text{вх}\Sigma} = \frac{I_p}{U_p} = \frac{Y_{\text{вх.у}} (1 + Y_{22} Z_{\text{вх.обр}})}{1 + Y'_{22} Z_{\text{вх.обр}} + Y'_{21} K Z_{\text{вх.обр}}}. \quad (7.20)$$

После преобразований, аналогичных для  $K_\Sigma$ , находим

$$Z_{\text{вх}\Sigma} = Z_{\text{вх.у}} (1 + K T_u). \quad (7.21)$$

При включении НФ в цепь последовательной обратной связи входная цепь избирательного усилителя по характеру изменения входного импеданса эквивалентна последовательному  $LC$ -контуру. В этом случае источником сигнала должен быть генератор напряжения, который реализуется эмиттерным повторителем.

### 3. Анализ усилителей с помощью годографов полюсов передаточной функции

Полюсы передаточной функции могут быть получены приравниванием нулю знаменателя выражения для общего коэффициента усиления, т. е.

$$Y_r + Y_{\text{вх.у}} + Y_{22} + Y_{21}K = 0. \quad (7.22)$$

Параметры  $Y_{22}$ ,  $Y_{21}$  гибридного нулевого  $R - C - NR$ - или  $RCL$ -фильтра с распределенными параметрами равны:

$$Y_{22} = \frac{\Theta}{R} \cdot \frac{\operatorname{ch} \Theta + N\Theta \operatorname{sh} \Theta}{\operatorname{sh} \Theta + 2N\Theta (\operatorname{ch} \Theta - 1)}; \quad (7.23)$$

$$Y_{21} = \frac{\Theta}{R} \cdot \frac{1 + N\Theta \operatorname{sh} \Theta}{\operatorname{sh} \Theta + 2N\Theta (\operatorname{ch} \Theta - 1)}. \quad (7.24)$$

Подставляя выражения (7.23) и (7.24) в уравнение (7.22), получаем

$$\frac{\Theta}{R} \cdot \frac{\operatorname{ch} \Theta + N\Theta (\dot{K} + 1) \operatorname{sh} \Theta + \dot{K}}{\operatorname{sh} \Theta + 2N\Theta (\operatorname{sh} \Theta - 1)} + Y_{\text{вх.у}} + Y_r = 0. \quad (7.25)$$

Решение уравнения в общем виде позволяет учесть влияние всех параметров усилителя, источника сигнала и цепи обратной связи на добротность и резонансную частоту. Однако эта задача является очень сложной даже при решении ее на ЭВМ.

Определение координат полюсов производится первоначально в плоскости  $\Theta = \sigma' + j\omega'$ . При разложении гиперболических функций и разделении вещественной и мнимой частей появляется большое число членов. Кроме того, практически невозможно решить эту задачу при всех возможных комбинациях соотношений параметров схемы. Поэтому целесообразно определить полюсы передаточной функции для несколько идеализированного, но часто встречающегося случая при

$$\left. \begin{array}{l} Y_r \ll Y_{\text{вх.у}}; \\ Y_{\text{вх.у}} \ll Y_{22} + Y_{21}\dot{K}; \\ \dot{K} = K = \text{const}, \end{array} \right\} \quad (7.26)$$

т. е. когда проводимость источника сигнала  $Y_r$  и входная проводимость усилителя  $Y_{\text{вх.у}}$  минимальны по сравнению с составляющей полной входной проводимости, обусловленной цепью обратной связи, и коэффициент усиления  $K$  является постоянным и вещественным во всем диапазоне интересующих нас частот [4].

При этом уравнение сводится к виду

$$\operatorname{ch} \Theta + N\Theta(K + 1) \operatorname{sh} \Theta + K = 0. \quad (7.27)$$

Полюсы передаточной функции при последовательной обратной связи также находятся из уравнения (7.27) при выполнении условий

$$\left. \begin{array}{l} Y_{\text{вх.у}} \ll Y_p; \\ Y_{\text{вх.обр}} \ll Y_{22}. \end{array} \right\} \quad (7.28)$$

Разложив гиперболические функции и разделив вещественную и мнимую части, получим систему уравнений:

$$\begin{aligned} \operatorname{sh} \sigma' \sin \omega' + N(K+1)(\omega' \operatorname{sh} \sigma' \cos \omega' + \sigma' \operatorname{ch} \sigma' \sin \omega') &= 0; \\ \operatorname{ch} \sigma' \cos \omega' + N(K+1)(\sigma' \operatorname{sh} \sigma' \cos \omega' - \omega' \operatorname{ch} \sigma' \sin \omega') + K &= 0. \end{aligned} \quad (7.29) \quad (7.30)$$

Из уравнений (7.29) и (7.30) можно определить координаты полюсов  $\omega'$  и  $\sigma'$  при различных значениях параметров  $N$  и  $K$ .

Сначала рассмотрим простейший случай:  $N = 0$ , при котором можно получить аналитическое решение. Тогда уравнения преобразуются к виду

$$\operatorname{sh} \sigma' \sin \omega' = 0; \quad (7.31)$$

$$\operatorname{ch} \sigma' \cos \omega' = -K. \quad (7.32)$$

Решения уравнений (7.31) и (7.32) реализуются при выполнении равенств

$$\omega' = (2n+1)\pi; \quad (7.33)$$

$$\sigma' = \operatorname{arcch} K, \quad (7.34)$$

где  $n = 0, 1, 2, \dots$

Выражение (7.34) является двузначной функцией. Поэтому каждому значению  $K$  соответствует пара полюсов в плоскости  $\Theta$  (в плоскости  $sRC$  — пара комплексно-сопряженных полюсов).

Подставляя равенства (7.33) и (7.34) в выражения перехода из плоскости  $\Theta$  в плоскость  $sRC$

$$\omega RC = 2\omega' \sigma';$$

$$\sigma RC = (\sigma')^2 - (\omega')^2,$$

находим координаты полюсов в плоскости  $sRC$ :

$$\omega RC = 2(2n+1)\pi \operatorname{arcch} K; \quad (7.35)$$

$$\sigma RC = \operatorname{arcch}^2 K - (2n+1)^2 \pi^2. \quad (7.36)$$

Из приведенных соотношений видно, что функция передачи избирательного усилителя с нулевым распределенным  $RC$ -фильтром содержит бесконечное число комплексно-сопряженных пар полюсов.

На рис. 95 изображены годографы первой и второй пар комплексных полюсов в плоскости  $\Theta$  и плоскости  $sRC$  при  $N = 0$  и изменениях коэффициента усиления  $K$ .

Основное влияние на амплитудно- и фазо-частотные характеристики оказывает первая пара полюсов, находящаяся на минимальном расстоянии от оси  $j\omega RC$ , поэтому при анализе учитываем только ее.

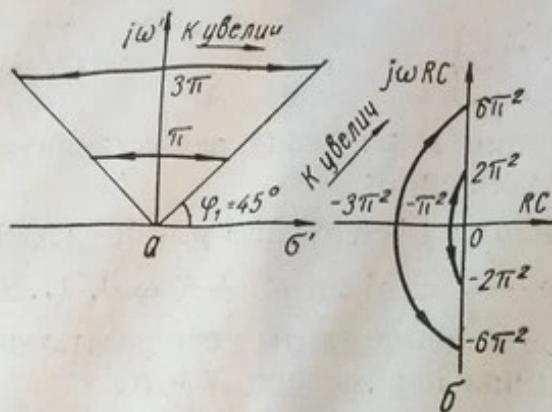


Рис. 95. Годографы полюсов избирательного  $RC$ -усилителя при  $N = 0$  в плоскостях  $\theta$  (а) и  $sRC$  (б).

а усилитель — в режим генерации. Добротность резонансной характеристики усилителя однозначно определяется положением полюсов на плоскости  $sRC$ . По аналогии с резонансными усилителями с  $LC$ -контурами записываем

$$Q_9 = \frac{\sqrt{\omega^2 + \sigma^2}}{2|\sigma|} = \frac{\sec \varphi}{2},$$

или

$$Q_9 = \frac{\pi^2 + \operatorname{arccch}^2 K}{2(\pi^2 - \operatorname{arcch}^2 K)}.$$
(7.38)

Для определения годографов полюсов при произвольном  $N$  необходимо решить уравнения (7.29) и (7.30). В этом случае невозможно найти аналитические выражения для  $\omega'$  и  $\sigma'$ , как это было сделано при  $N = 0$ . Решение проводили на ЭВМ «Промінь». На рис. 96 изображены годографы первой пары полюсов в плоскости  $\Theta$  и  $sRC$  при различных значениях параметра  $N$  гибридного нулевого  $RC$ -фильтра и изменении коэффициента усиления  $K$ .

Все годографы начинаются на вещественной оси  $sRC$  в точке

Необходимым условием стационарного режима усилителя является отсутствие полюсов в правой полуплоскости  $sRC$ . Границное значение коэффициента усиления  $K$ , удовлетворяющее этому условию, находится из соотношения (7.36) при  $n = 0$

$$\operatorname{arcch}^2 K < \pi^2, \quad K < 11,6. \quad (7.37)$$

При  $K > 11,6$  полюсы переходят в правую полуплоскость  $sRC$ ,

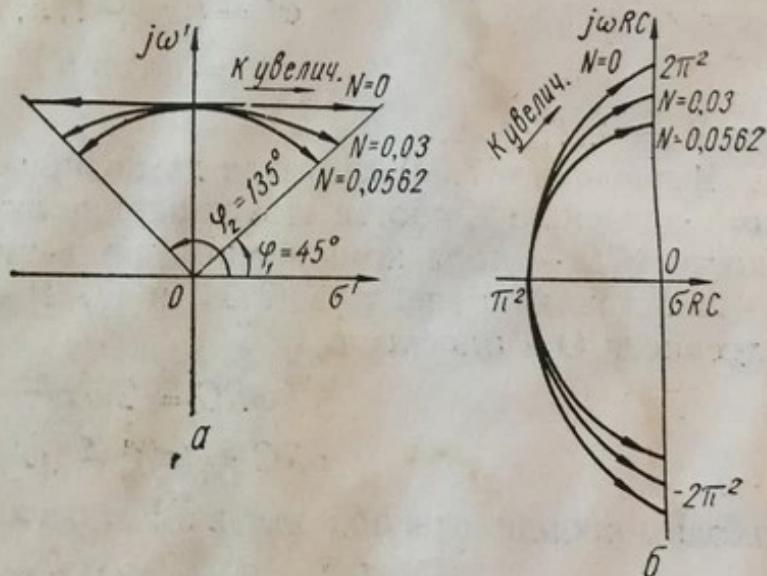


Рис. 96. Годографы полюсов избирательного  $RC$ -усилителя при произвольном  $N$  в плоскостях  $\Theta$  (а) и  $sRC$  (б).

— π. С увеличением  $K$  пары комплексно-сопряженных полюсов перемещаются к оси  $j\omega RC$  по кривой, которая приближается к круговой с ростом  $N$ .

При некотором  $K$ , определенном для каждого значения  $N < 0,0562$ , годографы пересекают ось  $j\omega RC$ , а при  $N \geq 0,0562$  стремятся к ней при бесконечном увеличении коэффициента усиления  $K$ .

Необходимым и достаточным условием устойчивости усилителя в плоскости  $\Theta$  является расположение полюсов функции передачи в верхней комплексной полуплоскости  $\Theta$  в области, ограниченной прямыми, проходящими под углами  $\psi_1 = 45^\circ$  и  $\psi_2 = 135^\circ$ . Смещение полюсов за пределы этой области вызывает самовозбуждение усилителя.

Полученные зависимости позволяют выявить влияние параметра  $N$  и коэффициента усиления каскада  $K$  на добротность и резонансную частоту  $RC$ -усилителя. На рис. 97 показаны теоретические и экспериментальные кривые, соединяющие точки с равной добротностью, в координатах  $K - N$ . Кривая I соответствует эквивалентной добротности  $Q_s = \infty$ , т. е. границе стабильного режима. Она асимптотически приближается к прямой  $N = 0,0562$ .

Этот график дает возможность наглядно представить режим работы усилителя и его свойства при различных комбинациях  $K$  и  $N$ . Здесь можно выделить зону генерации II (выше граничной кривой стабильного режима) и зону стабильного режима I. Пунктиром на этом графике показаны экспериментальные кривые, соответствующие  $Q_s = 20; 10$  и  $5$ . Некоторое различие теоретических и экспериментальных кривых объясняется конечным значением  $Y_{\text{вх.у}}$ ,  $Y_p$  и дополнительным фазовым сдвигом, который вносит усилитель.

Следует отметить, что в работе Ньюэлла [53] исследовались параметры избирательного  $RC$ -усилителя с помощью годографов полюсов передаточной функции. Однако был рассмотрен лишь частный случай, при  $N = 0$ .

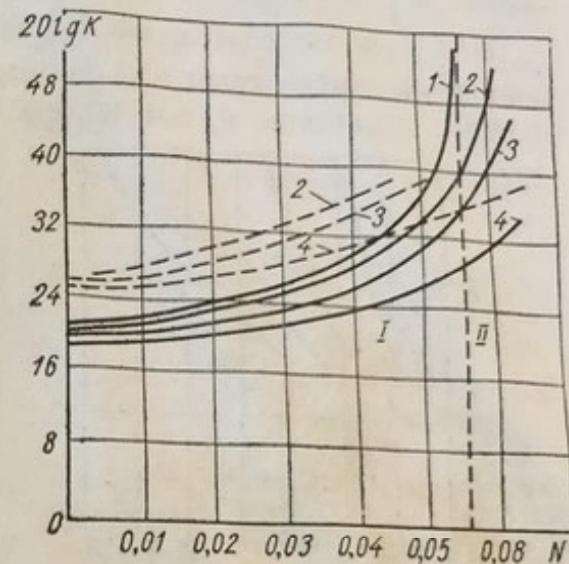


Рис. 97. Кривые равной добротности в координатах  $K - N$ :  
1 —  $Q_s = \infty$ ; 2 —  $Q_s = 20$ ; 3 —  $Q_s = 10$ ;  
4 —  $Q_s = 5$ .

#### 4. Чувствительность добротности к изменению параметров схемы

Важной проблемой при проектировании избирательных  $RC$ -усилителей является минимизация чувствительности основных вторичных параметров усилителя (добротности, квазирезонансной частоты) к изменению элементов схемы и первичных параметров.

Под чувствительностью  $S_{x_j}^{p_i}$  исследуемого параметра  $p_i$  к изменению элемента схемы или первичного параметра  $x_j$  понимают процентное изменение  $p_i$  при изменении  $x_j$  на 1%.

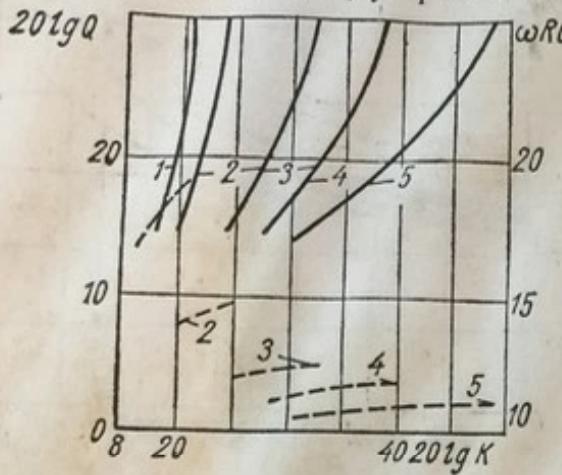


Рис. 98. График зависимости  $Q_9$  ( $K$ ) при  $N = \text{const}$  и  $f_p$  ( $K$ ):  
 1 —  $N = 0$ ; 2 —  $N = 0,02$ ; 3 —  $N = 0,04$ ;  
 4 —  $N = 0,05$ ; 5 —  $N = 0,0562$ .

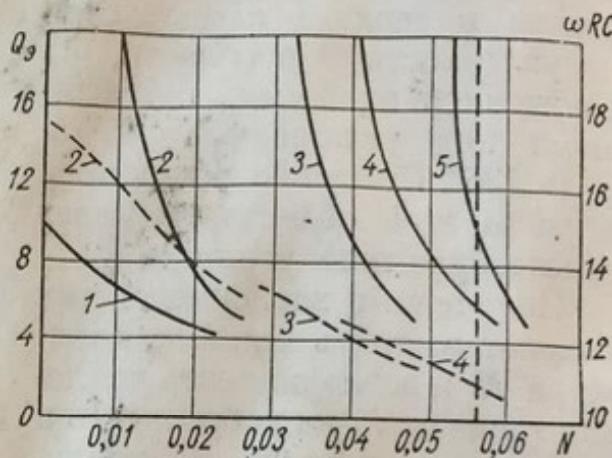


Рис. 99. Графики зависимости  $Q_9$  ( $N$ ) при  $K = \text{const}$  и  $f_p$  ( $N$ ):  
 1 —  $K = 10$ ; 2 —  $K = 11,6$ ; 3 —  $K = 20$ ;  
 4 —  $K = 30$ ; 5 —  $K = 62$ .

В дифференциальной форме чувствительность

$$S_{x_j}^{p_i} = \frac{\frac{dp_i}{dx_j}}{\frac{p_i}{x_j}}. \quad (7.39)$$

Понятие «чувствительность» было впервые введено Боде.

Ньюэлл дал определение общей чувствительности как «изменение зависимого параметра при изменении всех независимых», т. е.

$$\sum p_i = \sum_j S_{x_j}^{p_i}. \quad (7.40)$$

Однако такое определение общей чувствительности нельзя признать правильным. Так как изменения всех элементов схемы и первичных параметров происходят независимо друг от друга, в данном случае следует применять не алгебраическое суммирование, а среднеквадратичное, т. е.

$$\sum p_i = \sqrt{\sum_j (S_{x_j}^{p_i})^2}. \quad (7.41)$$

Для определения зоны минимальной чувствительности добротности  $Q_s$  к изменению  $K$  и  $N$  представим данные графика рис. 97 в виде зависимостей  $Q_s = f(K)$  при  $K = \text{const}$  и  $Q_s = f(N)$  при  $N = \text{const}$ . Графики этих зависимостей приведены на рис. 98 и 99. Здесь же даны зависимости квазирезонансной частоты  $f_p$  от  $N$  и  $K$ , полученные при рассмотрении годографов полюсов.

При конечных приращениях  $\Delta Q_s$ ,  $\Delta N$ ,  $\Delta K$  рассчитаны и построены функции чувствительности добротности  $S_N^Q$ ,  $S_K^Q$  (рис. 100). По формуле (7.42) рассчитана функция общей чувствительности  $\Sigma_Q$  для двух значений коэффициент усиления  $K_1 = 20$ ,  $K_2 = 62$ .

Анализируя полученные результаты, можно сделать следующие выводы.

Минимальная чувствительность добротности к изменению параметра  $N$  фильтра

$$S_N^Q = \frac{dQ_s}{dN} \cdot \frac{N}{Q_s} \quad (7.42)$$

наблюдается при значениях  $N < 0,02$ . В этом режиме высокие зна-

чения добротности можно получить при малом коэффициенте усиления  $K$ . Однако практически использовать этот режим нельзя из-за очень большой чувствительности  $S_K^Q$  (до 15), которая монотонно убывает с ростом  $N$ . Наоборот, чувствительность добротности к изменению  $N$  увеличивается с ростом  $N$ .

Общая чувствительность имеет минимум при  $N = 0,035$ , но если учесть, что коэффициент усиления  $K$  менее стабилен чем  $N$  и зависит от большого числа факторов, то следует использовать  $N = 0,04 \div 0,0562$ .

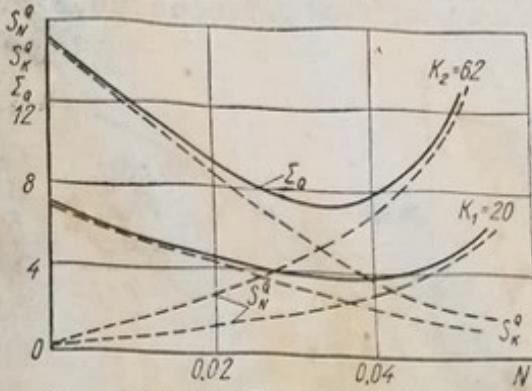


Рис. 100. График зависимости добротности от изменения параметров схемы.

## 5. Устойчивость избирательных усилителей с обратной связью

При анализе электрической цепи с помощью нулей и полюсов передаточной или иммитансной функции в плоскости комплексной частоты  $S = \sigma + j\omega$  устойчивость оценивается по положению полюсов относительно оси  $j\omega$ .

Цепь является устойчивой (отсутствуют нарастающие во времени токи и напряжения), если полюсы передаточной функции расположены в левой полуплоскости  $s$ . Однако такой подход

позволяет произвести только качественную оценку состояния схемы, но не говорит о запасе устойчивости. Понятие степени устойчивости, которая определяется как величина вещественной части полюса [16], наиболее близко расположенного к оси  $j\omega$ , не может однозначно характеризовать устойчивость различных схем.

Например, два избирательных усилителя с обратной связью могут иметь одинаковую величину добротности, а следовательно, вещественной части полюса. Но в одном из них это достигается за счет глубокой регенерации, а в другом — за счет применения высокочастотных избирательных цепей. Естественно, что они будут по-разному удалены от порога возбуждения. Если полюсы передаточной функции являются нулями функции возвратной разности  $F(s) = 1 + T(s)K(s)$ , то разное удаление от порога возбуждения будет означать, что скорость изменения функции возвратной разности вдоль линии  $\sigma + j\omega_0$

$$\left. \frac{dF(s)}{ds} \right|_{\omega=\omega_0}$$

больше у более стабильного усилителя, т. е. на резонансной частоте  $\omega$ ,

$$F_1(j\omega_0) < F_2(j\omega_0).$$

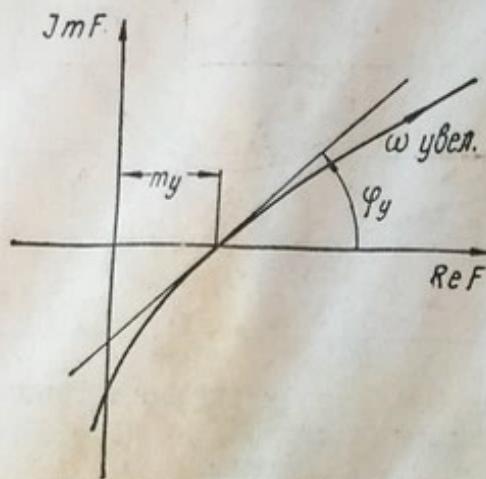
Рис. 101. Годограф функции возвратной разности.

Анализ годографа функции возвратной разности на оси действительных частот  $j\omega$  позволяет наиболее объективно произвести оценку устойчивости схемы, пользуясь критерием Найквиста. Он дает возможность перейти от формального математического подхода к анализу реального физического параметра, поддающегося измерению. Для устойчивости цепи, согласно этому критерию необходимо и достаточно, чтобы годограф  $F$ , построенный при изменении частоты  $\omega$  от 0 до  $\infty$ , не охватывал критическую точку 0. Чтобы наиболее просто оценить форму годографа  $F$  в области критической точки, Боде ввел понятие запаса по амплитуде и фазе [1].

Для получения определенного запаса абсолютной устойчивости по амплитуде  $m_y$  годограф  $F$  должен пересекаться с положительной вещественной осью на расстоянии  $m_y$  (рис. 101). При этом наклон годографа  $F$  к действительной оси не должен быть меньше запаса по фазе  $\Phi_y$ . Границное значение  $m_y$  выбирается обычно 0,8—0,9, а  $\Phi_y = 30^\circ$ .

Существует несколько способов оценки возвратной разности.

Метод Блехера позволяет путем разрыва цепи обратной связи в удобной точке произвести прямое измерение возвратной разности,



но требует имитации цепей, создающих внутреннюю обратную связь в транзисторах.

Косвенный метод, основанный на матрице возвратной разности, устраняет эту трудность, однако в этом случае требуются три измерения.

Наиболее удобен для практических измерений и расчетов возвратной разности метод, основанный на использовании формулы Блэкмана [41] для входного иммитанса усилителя с обратной связью:

$$Z_{\Sigma}^0 = Z_0 \frac{F(0)}{F(\infty)}, \quad (7.43)$$

или

$$Y_{\Sigma}^0 = Y_0 \frac{F(\infty)}{F(0)}, \quad (7.44)$$

где  $F(0)$  и  $F(\infty)$  — возвратная разность соответственно при коротком замыкании и холостом ходе на подключенных зажимах;  $Z_0$  и  $Y_0$  — входной иммитанс усилителя с обратной связью при «погашенных» управляемых генераторах в контуре обратной связи, т. е. при исключении усилителя;  $Z_{\Sigma}^0$  и  $Y_{\Sigma}^0$  — полный иммитанс входной цепи с учетом иммитанса источника сигнала. Следовательно, при параллельной обратной связи, когда  $F(0) = 1$ ,

$$Y_{\Sigma}^0 = Y_0 F(\infty), \quad (7.45)$$

а при последовательной обратной связи, когда  $F(\infty) = 1$ ,

$$Z_{\Sigma}^0 = Z_0 F(0). \quad (7.46)$$

Выражения (7.43) — (7.46) являются общей формой записи функций входных иммитансов. Используя полученные формулы, можно произвести расчет возвратной разности  $F$  во всем диапазоне частот, определяя входные иммитансы расчетом или измерением.

Для рассмотренных вариантов схем с параллельной и последовательной обратной связью функция возвратной разности выражается через проводимости соответственно следующим образом:

$$F(j\omega) = \frac{Y_{\Sigma}^0}{Y_0} = \frac{Y_r + Y_{\text{вх.}y} + Y'_{22} + Y'_{21}\dot{K}}{Y_r + Y_{\text{вх.}y} + Y'_{22}}; \quad (7.47)$$

$$F(j\omega) = \frac{Z_{\Sigma}^0}{Z_0} = \frac{Y_{\text{вх.обр}} + Y'_{22} + Y'_{21}\dot{K}}{Y_{\text{вх.обр}} + Y'_{22}}. \quad (7.48)$$

Тогда коэффициент запаса устойчивости

$$m_y = \operatorname{Re}[F(j\omega_0)], \quad (7.49)$$

где  $\omega_0$  — частота, на которой

$$I_m[F(j\omega')] = 0,$$

Запас по фазе приближенно можно оценить по формуле

$$\varphi_y = \arcsin \frac{|F(j\omega_p)|}{F(j\omega_0)}. \quad (7.50)$$

Аналогичным образом через выходные проводимости определяется и иммитансный критерий устойчивости [16].

При незначительном фазовом сдвиге усилителя  $\varphi_k$  запас по фазе  $\varphi_y$  близок к  $90^\circ$ . Тогда коэффициент устойчивости можно определить по величине возвратной разности на квазирезонансной частоте. В этом случае удобно измерять  $m_y$  по изменению входного напряжения  $U_1$  в первой схеме и входного тока  $I_r$  — во второй при размыкании цепи обратной связи.

Так как

$$U_1 = \frac{I_r}{Y_\Sigma^0},$$

то при генераторе тока на входе ( $I_r = \text{const}$ )

$$m_y = \frac{U_{16.\text{o.c}}}{U_{10.\text{c}}}, \quad (7.51)$$

где  $U_{10.\text{c}}$ ,  $U_{16.\text{o.c}}$  — входное напряжение с замкнутой и разомкнутой цепью обратной связи соответственно.

Аналогично, если

$$I_r = \frac{U_1}{Z_\Sigma^0},$$

то при генераторе напряжения на входе ( $U_r = \text{const}$ )

$$m_y = \frac{I_{r.\text{б.o.c}}}{I_{r.\text{o.c}}}, \quad (7.52)$$

где  $I_{r.\text{o.c}}$ ,  $I_{r.\text{б.o.c}}$  — входной ток с замкнутой и разомкнутой цепью обратной связи соответственно.

Для размыкания петли обратной связи достаточно закоротить выход усилителя по переменному току. Этот способ удобен при измерении коэффициента устойчивости в схемах, где цепь обратной связи формирует режим по постоянному току, и незаменим при измерении  $m_y$  в пленочных и полупроводниковых интегральных схемах.

## 6. Влияние фазовой характеристики на основные параметры усилителя

Появление дополнительного фазового сдвига в контуре обратной связи может оказать существенное влияние на параметры избирательного усилителя. Поэтому количественная оценка этого влияния

представляет большой интерес при использовании избирательных  $RC$ -усилителей в диапазоне частот, соизмеримых с граничной частотой транзисторов по крутизне  $\omega_s$ . Частично этот вопрос рассмотрен в работе [23].

Дополнительный отрицательный фазовый сдвиг  $\Phi_k = \arg \times \times |\dot{K}(j\omega)|$  обусловлен комплексным характером параметров транзисторов, паразитными емкостями схемы и емкостным характером входного сопротивления  $RC$ -фильтра, на который нагружен выход усилителя.

Влияние фазового сдвига усилителя на добротность и коэффициент устойчивости можно оценить по поведению функции полного входного сопротивления.

На рис. 102 приведен годограф передаточной проводимости гибридного нулевого  $RC - NR$ -фильтра в комплексной плоскости  $Y$  при изменении параметра  $N$  в пределах 0,04—0,0666. Пользуясь этими базовыми кривыми, можно построить годографы полной входной проводимости при различных значениях модуля  $|\dot{K}|$  и фазы  $\Phi_k$  коэффициента усиления.

Увеличение отрицательного фазового угла  $\Phi_k$  вызывает поворот годографа  $Y_{вх\Sigma}$  на угол  $\Phi_k$ , приближая его к критической точке 0, соответствующей границе стационарного режима. При некотором угле  $\Phi_{k,kr}$  условие стационарности нарушается.

Как видно из графика частотной характеристики (рис. 103), добротность  $Q_s$  с ростом  $\Phi_k$  увеличивается, а коэффициент устойчивости и квазирезонансная частота уменьшаются. Изменение квазирезонансной частоты  $\omega_p$   $RC$  будет уменьшаться с увеличением  $|\dot{K}|$ .

Зависимости добротности  $Q_s$  и коэффициента устойчивости  $m_y$  от изменения  $\Phi_k$  показаны на рис. 104. Критический фазовый угол  $\Phi_{k,kr}$  при  $N = 0,0562$  и  $|\dot{K}| > 100$  равен  $-76^\circ$ . С уменьшением  $|\dot{K}|$  до 10  $\Phi_{k,kr}$  увеличивается до  $-82^\circ$ . Увеличение параметра  $N$  вызывает увеличение  $\Phi_{k,kr}$  и наоборот. Это дает возможность получить необходимый коэффициент устойчивости при  $\Phi_k$ , равном от  $-40^\circ$  до  $-80^\circ$ , за счет увеличения  $N$  выше значения, соответствующего нулю передачи гибридного нулевого  $RC - NR$ -фильтра.

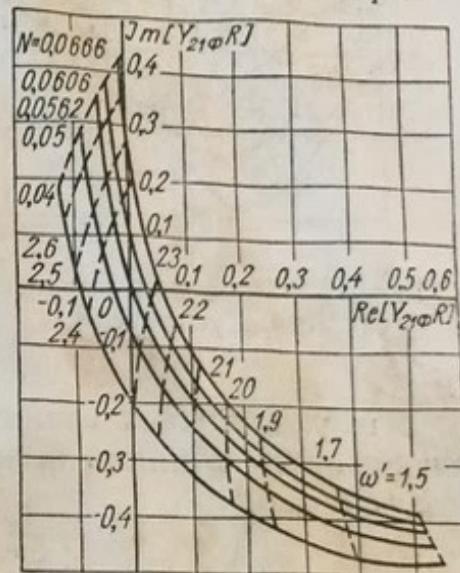


Рис. 102. Годограф передаточной проводимости гибридного нулевого  $RC - NR$ -фильтра.

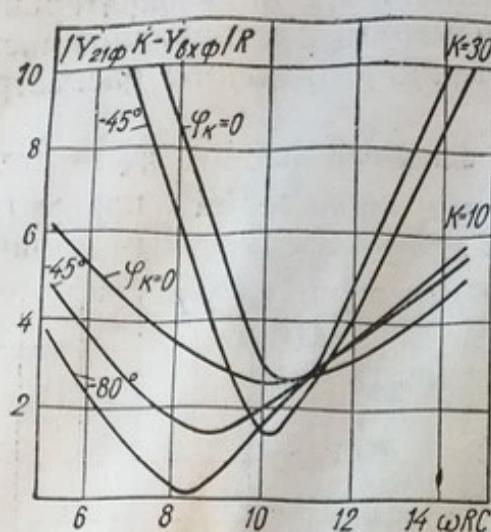


Рис. 103. Частотная характеристика усилителя.

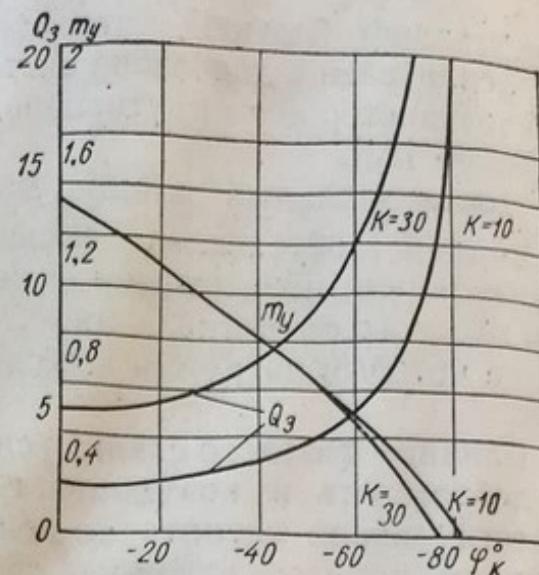


Рис. 104. График зависимости добродинности  $Q_3$  и коэффициента устойчивости от  $\varphi_K$ .

В избирательных усилителях с другими типами нулевых фильтров характер влияния фазового сдвига  $\varphi_K$  аналогичен рассмотренному случаю.

## 7. Практические схемы усилителей с $RCL$ -фильтрами

Основные варианты практических схем избирательных усилителей с нулевыми  $RCL$ -фильтрами в цепи параллельной и последовательной обратной связи приведены на рис. 105.

Схема усилителей на рис. 105, а предназначена для диапазона частот 1—10 Мгц. Первый каскад усилителя на транзисторе  $T_2$  выполнен по схеме с общим эмиттером, второй каскад на транзисторе  $T_3$  имеет разделенную нагрузку, причем сигнал обратной связи снижается с эмиттерной цепи, имеющей низкое выходное сопротивление. Эмиттерной нагрузкой транзистора  $T_3$  является входная проводимость НФ  $Y'_\Phi$ , которая выражается через  $Y'$ -параметры фильтра:

$$Y'_\Phi = Y'_{11} - \frac{Y'_{21}Y'_{12}}{Y'_{22} + Y_h}. \quad (7.53)$$

На квазирезонансной частоте  $Y'_\Phi = Y'_{11}$ . Выходной сигнал может сниматься как с коллекторной, так и с эмиттерной нагрузки транзистора  $T_3$ . В этой схеме, как и в последующих, применена глубокая отрицательная обратная связь по постоянному току, что исключает разделительные конденсаторы в контуре обратной связи и стабилизирует режим по постоянному току.

Для создания на входе генератора тока можно использовать последовательный импеданс цепи  $R_1C_1$  на входе 2 или активный источник тока — каскад с общим эмиттером  $T_1$ , соединенный по постоянному току последовательно с сопротивлением  $R$  нулевого фильтра и транзистором  $T_3$ . При проектировании усилителя используют один из вариантов получения источника тока.

На низких и средних частотах (менее 1 Мгц) фазовый сдвиг, обусловленный каждым из транзисторов, незначительный. Поэтому

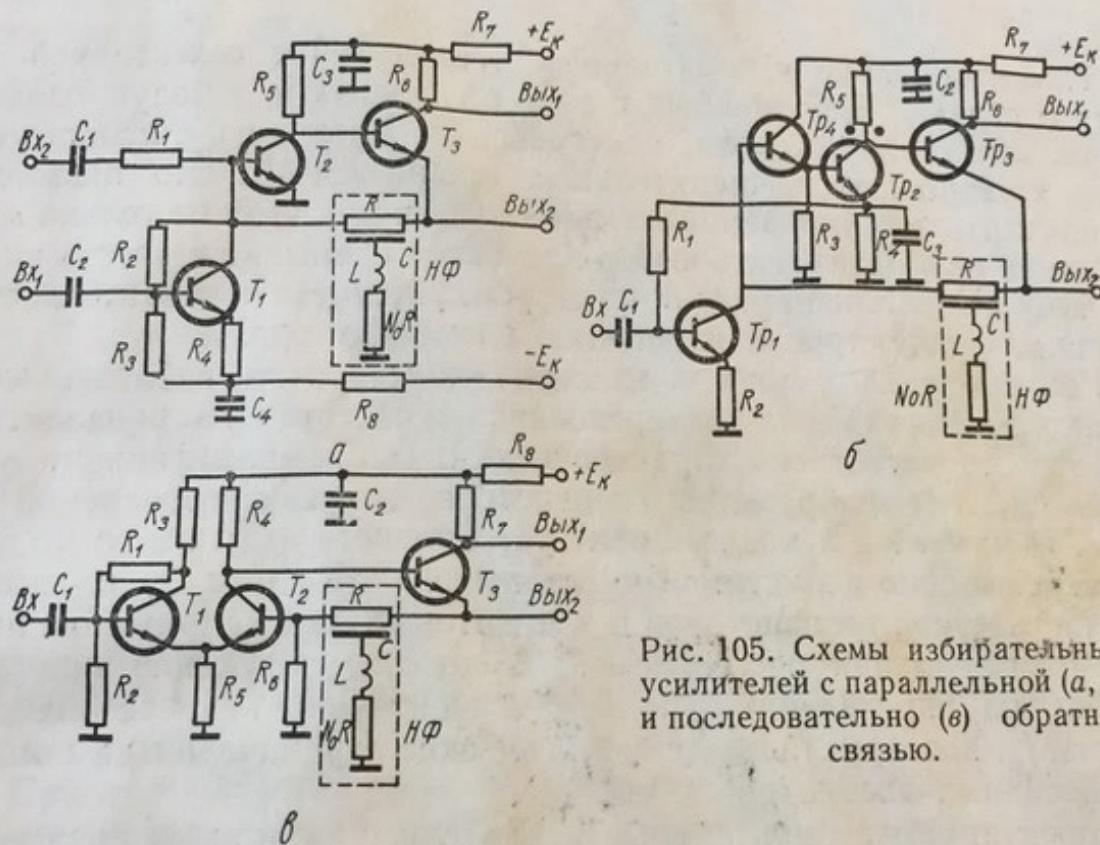


Рис. 105. Схемы избирательных усилителей с параллельной (а, б) и последовательно (в) обратной связью.

в этих схемах для повышения входного сопротивления может быть использован эмиттерный повторитель или составной транзистор (рис. 105, б). Наиболее оптимальным вариантом для этого является входной каскад на МДП транзисторе, обладающий высоким выходным сопротивлением.

В третьем варианте схемы, приведенном на рис. 105, в, используется последовательная обратная связь. Транзистор  $T_2$ , включенный по схеме с общей базой, является основным усилительным каскадом. На его базу через нулевой фильтр подается сигнал обратной связи, снимаемый с эмиттера  $T_3$ . Входной каскад на транзисторе  $T_1$  должен выполнять роль генератора напряжения. Однако практически выходное сопротивление  $T_1$  соизмеримо по величине с входным сопротивлением  $T_2$ , что является недостатком схемы с последовательной обратной связью.

При каскадном соединении усилителей полосовую амплитудно-частотную характеристику можно образовать взаимной расстройкой «двоек» или «троек» каскадов. Таким способом реализуется как максимально плоская, так и равноволновая характеристика.

## 8. Особенности расчета каскадов избирательных усилителей с селективной обратной связью

Проектирование избирательных усилителей с селективной обратной связью, выполненных в виде пленочных или полупроводниковых интегральных схем, целесообразно проводить с использованием электронных вычислительных машин (ЭВМ). Это позволяет осуществить моделирование схемы на ЭВМ и при этом не только максимально оптимизировать выбор элементов схемы, но и учесть влияние всех дестабилизирующих факторов, рассчитав чувствительность основных параметров к изменению элементов схемы.

Исходными данными при электрическом расчете избирательных усилителей могут быть: квазирезонансная частота  $f_p$ , эквивалентная добротность частотной характеристики  $Q_{\text{э.мин}}$ , коэффициент усиления  $K_{1\Sigma}$ , тип и параметры транзисторов на квазирезонансной частоте, минимальный коэффициент устойчивости  $m_y$  и запас по фазе  $\Phi_y$ , максимально допустимая чувствительность  $K_{1\Sigma}$  и  $Q_s$  к изменению параметров транзисторов и элементов схемы, напряжение питания, максимальная рассеиваемая мощность, затухание при расстройке на определенную полосу относительно квазирезонансной частоты  $f_p$ , конструктивно-технологические ограничения на номиналы пассивных элементов схемы.

Проектируют избирательные усилители с заданными параметрами в несколько этапов:

1. Первым этапом проектирования избирательного усилителя с заданными параметрами является выбор принципиальной схемы. При этом исходят из соображений, приведенных в предыдущих параграфах.

Более предпочтительной для использования в широком диапазоне частот является схема с параллельной обратной связью (рис. 105). На высоких частотах (выше 5 Мгц) желательно применять схему с пассивным генератором тока и без эмиттерного повторителя на входе усилителя (рис. 105, а). В качестве нулевого фильтра следует использовать гибридный нулевой  $RCL$ -фильтр с сосредоточенной индуктивностью или эквивалентом индуктивности. Однако в тех случаях, когда не предъявляются высокие требования к величине добротности и стабильности квазирезонансной частоты, можно

использовать гибридный нулевой  $RC$ -фильтр с однородной или ступенчатой  $RC$ -структурой.

2. Рассчитывают параметры нулевого фильтра, для чего:  
задаются крутизной  $S$ ;

по графику рис. 70 определяют параметр  $B$ ;

по графикам рис. 65 определяют параметры фильтра  $N_0$ ,  $\omega_0 RC$ ;  
 $Y_{22}R$  на частоте  $\omega_0 RC$ .

3. Производят расчет усилителя без обратной связи. Задача расчета заключается в определении оптимальных проводимостей  $Y_{n1}$ ,  $Y_{n2}$  и  $Y_\Phi = Y_{22}$ . Для этого рассчитывают  $\dot{K}$  при вариации каждого из параметров и средних фиксированных значениях остальных. Средними будем считать

$$Y_{n1} = Y_{n2} = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ сим.}$$

Рассчитывают  $\dot{K}$  при изменении последовательного сопротивления  $R$  нулевого фильтра и находят минимальное значение  $R_{\min}$ , при котором модуль  $|\dot{K}|$  уменьшается до уровня 0,9  $|\dot{K}|_{\max}$ , найденное значение  $R$  должно быть не меньше  $R_{\min}$ , которое выбирается только для усилителей в диапазоне частот  $f_p > 5 \text{ МГц}$ .

Определяют емкость  $C$  распределенной  $RC$ -структуры по известным  $\omega_0 RC$ ,  $R$  и  $f_p$ .

Рассчитывают  $\dot{K}$  на квазирезонансной частоте при изменении  $Y_{n1}$  в диапазоне  $(0,1 \div 2) \cdot 10^{-3} \text{ сим.}$

Рассчитывают  $\dot{K}$  на квазирезонансной частоте при изменении  $Y_{n2}$  в диапазоне  $(0,5 \div 2) \cdot 10^{-3} \text{ сим.}$

При выборе проводимостей нагрузок  $Y_{n1}$  и  $Y_{n2}$  исходят из возможности обеспечения необходимого режима по постоянному току и из необходимости получения максимального коэффициента усиления  $|\dot{K}|$ . Кроме того,  $Y_{n1}$  и  $Y_{n2}$  не должны значительно влиять на увеличение фазового сдвига  $\Phi_K$ .

После выбора  $Y_{n1}$ ,  $Y_{n2}$ ,  $R$  и при известных значениях параметров транзисторов  $Y_{11}$ ,  $Y_{21}$ ,  $Y_{22}$  рассчитывают чувствительность  $K$  к изменению всех этих параметров.

4. Определяют параметры входной цепи (пассивный или активный источник тока или напряжения).

5. Оптимизируют параметры нулевого  $RCL$ -фильтра.

При изменении параметров  $R$  и  $C$  распределенной  $RC$ -структуры рассчитывают эквивалентную добротность  $Q_s$  и коэффициент устойчивости. Критерием оптимальности соотношения  $R$  и  $C$  является максимум произведения  $Q_s m_y$ . Параметр  $N$  при этой операции сохраняется равным  $N_0$ .

Добротность определяют по формуле

$$Q_3 = \frac{f_p}{\Pi_{0,7}}.$$

Находят оптимальную величину  $N$ . При изменении  $N$  в пределах (0,5–1,5)  $N_0$  определяют  $K_\Sigma$ ,  $Q_3$ ,  $m_y$  и  $f_p$ . Оптимальное значение  $N$  приобретает при  $Q_3 \geq Q_{3,\min}$  и  $m_y \geq m_{y,\min}$ .

По уточненной величине  $\omega_p RC$  находят более точную распределенную емкость  $C$ .

Рассчитывают величину индуктивности  $RCL$ -фильтра из условия (4.33).

6. Рассчитывают чувствительность  $Q_3$ ,  $|K_{1\Sigma}|$  и  $f_p$  к изменению параметров фильтра  $R$ ,  $C$ ,  $L$ ,  $N_0$  коэффициента усиления  $|K|$ , фазового сдвига  $\Phi_k$  и проводимости источника сигнала  $Y_g$  ( $Y_{22}$ ).

7. Рассчитывают полную частотную характеристику  $K_{1\Sigma}$  в диапазоне  $f_p \pm \pm 4\Pi_{0,7}$ .

На рис. 106 приведена рассмотренная выше последовательность расчета. В некоторых случаях для

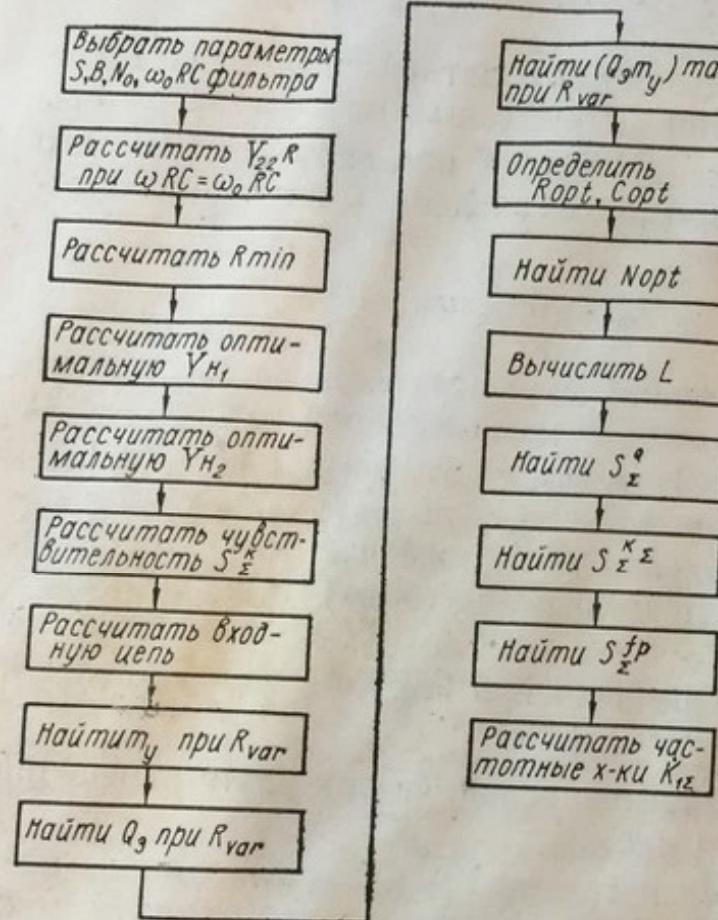


Рис. 106. Последовательность расчета бесконтурного избирательного усилителя. Упрощения его отдельные операции, например расчет чувствительности, могут не проводиться.

Методика расчета была использована при проектировании микросхем избирательных усилителей на частоте 0,465 Мгц. При расчете использовались экспериментально измеренные параметры макро-транзисторов КТ307В на частоте 0,465 Мгц:

$$Y_{11} = (0,93 + j0,09) \cdot 10^{-3} \text{ сим};$$

$$Y_{21} = (65 - j0,42) \cdot 10^{-3} \text{ сим};$$

$$Y_{22} = (0,0398 + j0,041) \cdot 10^{-3} \text{ сим}.$$

На рис. 107 приведены расчетные характеристики каскада усилителя с квазирезонансной частотой 0,465 Мгц. Параметр  $B$  нулевого

*RCL*-фильтра был выбран равным 2,241, что соответствует крутизне  $S = 2,4$ . Расчет производился при  $Y_r = 0,5 \cdot 10^{-3}$  сим и коэффициенте усиления без обратной связи  $K = 60$ .

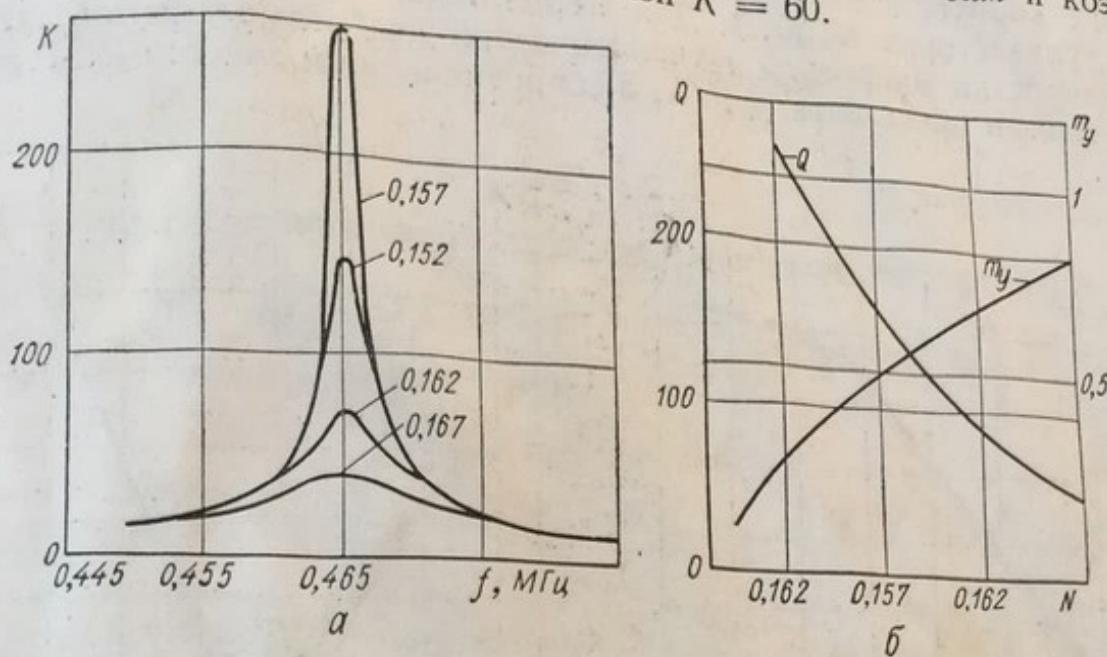


Рис. 107. Расчетные характеристики избирательного каскада.

Характер изменения частотных (рис. 107, а) характеристик полностью соответствует характеристикам параллельного *LC*-контура. На квазирезонансной частоте результирующий фазовый сдвиг усилителя равен нулю. С изменением  $N_0$  квазирезонансная частота изменяется незначительно.

Характеристики добротности  $Q_s(N_0)$  и коэффициента устойчивости  $m_y(N_0)$  (рис. 107, б) показывают, что при  $m_y = 0,8$  добротность  $Q_s = 60$ .

Экспериментальная проверка 1500 микросхемы избирательных усилителей с нулевыми *RCL*-фильтрами в цепи обратной связи показывает, что эти микросхемы обладают достаточно качественными характеристиками, стабильными в диапазоне температур и имеющими небольшой разброс от образца к образцу.

На рис. 108 приведены АЧХ «двойки» каскадов избиратель-

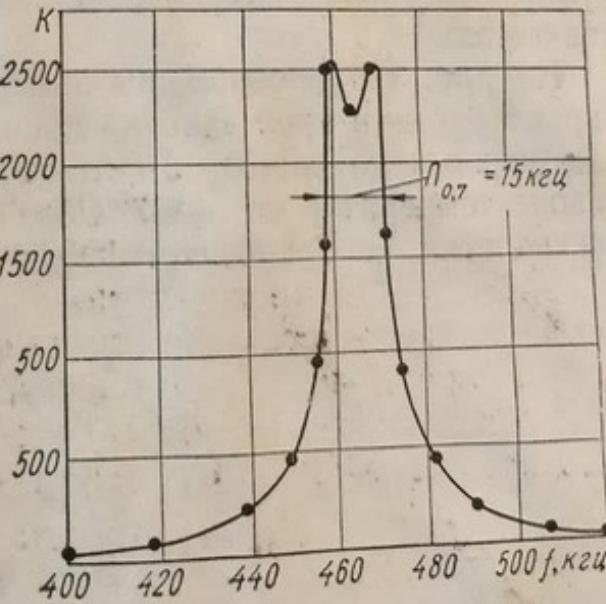
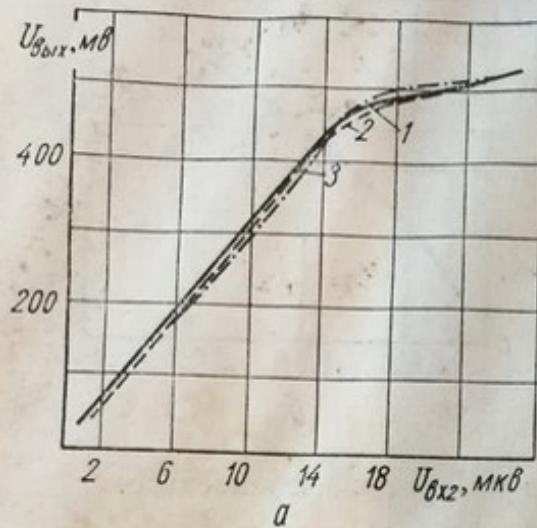
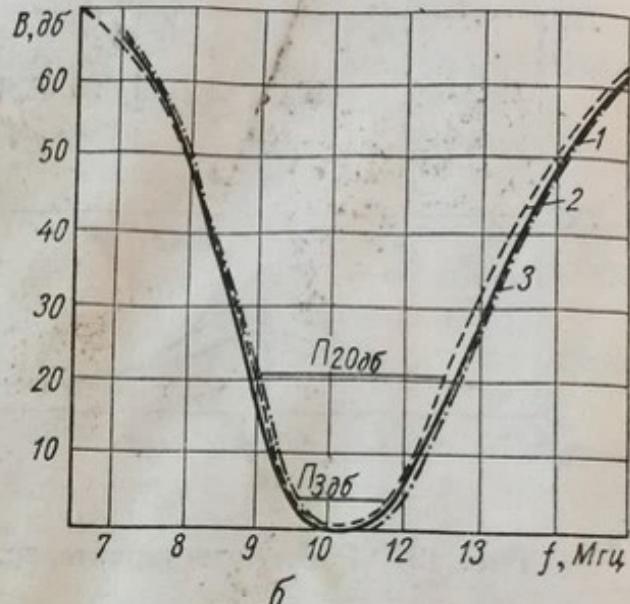


Рис. 108. Амплитудно-частотная характеристика «двойки» каскадов избирательных усилителей, выполненных по схеме рис. 105, а.

ных усилителей, каждый из которых выполнен по схеме рис. 105, а с пассивным генератором тока на входе. Конструктивно узел оформлен в корпусе пенального типа по гибридно-пленочной технологии на транзисторах КТ307В. Для нормальной воспроизводимости характеристик микросхем технологический разброс элементов схемы не должен превышать  $\pm 10\%$ , а сопротивления и емкости  $RC$ -структур



*a*



*b*

Рис. 109. Амплитудные (а) и амплитудно-частотные (б) характеристики избирательного микроузла при различных температурах:  
1 —  $t = +25^\circ\text{C}$ ; 2 —  $t = +60^\circ\text{ C}$ ; 3 —  $t = -60^\circ\text{ C}$ .

туры  $\pm 5\%$ . Для подстройки параметра  $N_0$  можно использовать регулируемое сопротивление, включаемое последовательно с индуктивностью.

На рис. 109 изображены амплитудно-частотные и амплитудные характеристики трех «двоек» каскадов избирательных усилителей, настроенных на частоту 10 Мгц. Характеристики измерены в диапазоне температур от  $-60^\circ\text{ C}$  до  $+60^\circ\text{ C}$ . Нестабильность этих характеристик не превышает 10%.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ГИБРИДНЫЕ МИКРОСХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

**СЕРИЯ 218.** Тип корпуса 252MC15 (рис. П1), прямоугольный металлокерамический, 14 штырьковых выводов, вес 1,8 г.

Условия эксплуатации

Интервал температур		
Относительная влажность воздуха при температуре + 40° С (30 суток)	От -60 до +70° С	
Атмосферное давление	98%	
Многократное циклическое воздействие температур	5 мм рт. ст.—Затм	
Вибрация в диапазоне частот 5—5000 гц	от -60 до +70° С	
Многократные удары с ускорением	40 g	
Одиночные удары с ускорением	150 g	
Линейные нагрузки с ускорением	1000 g	
	150 g	

УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ 2УС181, (рис. П2)

Электрические параметры

1. Напряжение источника питания	+6,3 в ±10%
2. Мощность потребления	Не более 62 мвт
3. Коэффициент усиления	Не менее 5
4. Диапазон рабочих частот	22,5—37,5 Мгц
5. Неравномерность частотной характеристики	Не более 3 дб
6. Линейный участок амплитудной характеристики:	
по входу	Не более 30 мв
по выходу	Не более 200 мв

**СЕРИЯ 228.** Тип корпуса 252MC15 (рис. П1).

УСИЛИТЕЛЬ УНИВЕРСАЛЬНЫЙ 2УС281, (рис. П3)

Электрические параметры

1. Напряжение источника питания	+6,3 в ±10%
2. Напряжение смещения	-6,3 в +10%
3. Мощность потребления	Не более 70 мвт

4. Крутизна вольт-амперной характеристики на частоте входного сигнала:	
5 Мгц	10 ма/в — 1 ма/в
60 Мгц	7,5 ма/в
5. Ток коллектора	3,2—4 ма
6. Входное сопротивление на частоте 60 Мгц	Не менее 200 ом
7. Выходное сопротивление на частоте 60 Мгц	Не менее 50 ком

### УСИЛИТЕЛЬ РЕГУЛИРУЕМЫЙ 2УС282, (рис. П4)

#### Электрические параметры

1, 2, 3 и 4. Те же, что и для 2УС281	
5. Ток коллектора	2,8—4,8 ма
6. То же, что и для 2УС281	
7. Выходное сопротивление при минимальной крутизне вольт-амперной характеристики	Не менее 10 ком
8. Пределы изменения крутизны вольт-амперной характеристики на частоте входного сигнала 60 Мгц	
9. Раствор регулировочной характеристики по управляющему напряжению между уровнями от 1 до 40 дб	Не менее 40 дб ± 1,25 в

### УСИЛИТЕЛЬ КАСКОДНЫЙ 2УС283, (рис. П5)

#### Электрические параметры

1, 2, 3, 4. Те же, что и для усилителя 2УС281	
5. Ток коллектора	2,2—4,8 ма
6, 7. Те же, что и для усилителя 2УС281	

### УСИЛИТЕЛЬ БАЛАНСНЫЙ 2УС284, (рис. П6)

#### Электрические параметры

1, 2. Те же, что и для усилителя 2УС281	
3. Мощность потребления	Не более 85 мвт
4. Крутизна вольт-амперной характеристики на частоте сигнала 5 Мгц	Не менее 5,0 ма/в
5. Ток коллектора	2—2,8 ма
6. Входное сопротивление каждого входа усилителя на частоте 60 Мгц	Не менее 400 ом
7. Выходное сопротивление каждого усилителя на частоте 60 Мгц	Не менее 50 ком
8. Разбаланс выходных напряжений	Не более 6%

**СЕРИЯ 235.** Тип корпуса «Акция» (рис. П7), прямоугольный металлополимерный, 11 штырьковых выводов, вес 3 г.

#### Условия эксплуатации

Интервал температур	От -60 до +70° С
Относительная влажность воздуха при температуре +40° С (30 суток)	98%

Атмосферное давление . . . . .	5 мм рт.ст.—3 атм
Многократное циклическое воздействие температур . . . . .	От —60 до +70°С
Вибрация в диапазоне частот 5—3000 гц с ускорением . . . . .	15 g
Многократные удары с ускорением . . . . .	15 g
Одиночные удары с ускорением . . . . .	500 g
Линейные нагрузки с ускорением . . . . .	100 g

### УСИЛИТЕЛЬ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ 2УС351, (рис. П8)

#### Электрические параметры

1. Напряжение источника питания . . . . .	6,3 в ±10%
2. Мощность потребления . . . . .	20 мвт
3. Диапазон рабочих частот . . . . .	10—150 Мгц
4. Коэффициент усиления . . . . .	Не менее 5
5. Входное сопротивление . . . . .	Не менее 50 ом
6. Коэффициент шума . . . . .	Не более 7 дб
7. Глубина регулирования коэффициента усиления . . . . .	Не менее 20 дб.
8. Напряжение задержки АРУ . . . . .	2 в ±20%

### УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ 2УС352, (рис. П9)

#### Электрические параметры

1. Напряжение источника питания . . . . .	6,3 в ±10%
2. Мощность потребления . . . . .	Не более 17,5 мвт
3. Диапазон рабочих частот . . . . .	0,5—25 Мгц
4. Коэффициент усиления по напряжению . . . . .	Не менее 100
5. Входное сопротивление . . . . .	Не менее 300 ом
6. Выходное сопротивление . . . . .	Не более 200 ом
7. Наибольшее выходное напряжение . . . . .	Не менее 1,5 в
8. Глубина регулирования коэффициента усиления . . . . .	Не менее 18 дб
9. Коэффициент нелинейности амплитудной характеристики	Не более 10%

### УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ С ГЛУБОКОЙ АРУ 2УС353, (рис. П10)

#### Электрические параметры

1. Напряжение источника питания . . . . .	6,3 в ±10%
2. Мощность потребления . . . . .	Не более 30 мвт
3. Диапазон рабочих частот . . . . .	0,5—25 Мгц
4. Коэффициент усиления по напряжению . . . . .	Не менее 70
5. Входное сопротивление . . . . .	Не менее 300 ом
6. Выходное сопротивление . . . . .	Не менее 3,5 ком
7. Наибольшее выходное напряжение . . . . .	Не менее 0,6 в
8. Напряжение задержки АРУ . . . . .	2 в ± 10%
9. Глубина регулировки коэффициента усиления . . . . .	Не менее 60 дб
10. Коэффициент нелинейности амплитудной характеристики	Не более 10%

УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ С АРУ  
И ЭМИТТЕРНЫМ ПОВТОРИТЕЛЕМ 2УС357, (рис. П11)

Электрические параметры

1. Напряжение источника питания . . . . .	$6,3 \text{ в} \pm 10\%$
2. Мощность потребления . . . . .	Не более 30 мвт
3. Диапазон рабочих частот . . . . .	0,5—25 Мгц
4. Коэффициент усиления по напряжению . . . . .	Не менее 5
5. Входное сопротивление . . . . .	Не менее 200 ом
6. Напряжение задержки АРУ . . . . .	$2 \text{ в} \pm 15\%$
7. Глубина регулировки коэффициента усиления . . . . .	Не менее 40 дб
8. Коэффициент нелинейности амплитудной характеристики . . . . .	Не более 10%

СЕРИЯ К 237. Тип корпуса 3 (рис. П12), прямоугольный пластмассовый, 14 штырьковых выводов, вес 1,5 г.

Условия эксплуатации

Интервал температур . . . . .	От + 70 до -30° С
Относительная влажность воздуха при температуре +40° С . . . . .	98%
Многократное циклическое изменение температур . . . . .	От + 70 до -30° С
Атмосферное давление . . . . .	600 мм рт. ст.
Вибрация в диапазоне частот 10—6000 гц с ускорением . . . . .	5 g
Многократные удары с ускорением . . . . .	15 g
Линейные нагрузки с ускорением . . . . .	10 g

УСИЛИТЕЛЬ ПЧ, ДЕТЕКТОР И АРУ К2ЖА372, (рис. П13)

Электрические параметры

1. Напряжение питания . . . . .	$5 \text{ в}$
2. Мощность потребления . . . . .	Не более 25 мвт
3. Коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения детектора . . . . .	
4. Входное сопротивление . . . . .	Не более 3%
5. Потребляемый ток . . . . .	430—1000 ом
6. Изменение выходного напряжения детектора при изменении ВЧ напряжения на входе ПЧ от 50 до 3000 мкв . . . . .	Не более 4 ма
	Не более 6 дб

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2

### ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ МИКРОСХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

**СЕРИЯ 119.** Тип корпуса 101СТ14—1 (рис. П14), прямоугольный стеклянный, 14 планарно расположенных выводов, вес не более 0,8 г.

#### Условия эксплуатации

Интервал температур	От $-60^{\circ}\text{C}$ до $+125^{\circ}\text{C}$
Относительная влажность при температуре $+40^{\circ}\text{C}$ (30 суток)	Не более 98%
Многократное циклическое воздействие температур	От $-60^{\circ}\text{C}$ до $+125^{\circ}\text{C}$
Вибрация в диапазоне частот 5—2500 $\text{гц}$ с ускорением	До 15 $\text{g}$
Линейные нагрузки с ускорением	До 150 $\text{g}$
Многократные удары с ускорением	До 150 $\text{g}$
Атмосферное давление	1 $\text{мм рт. ст.}$ —3 $\text{атм}$

#### ВИДЕОУСИЛИТЕЛЬ 1УБ191, (рис. П15)

#### Электрические параметры

1. Напряжение источника питания	$6,3 \text{ в} \pm 10\%$
2. Ток потребления	Не более 6 $\text{ма}$
3. Коэффициент усиления импульсов длительностью 1—2 $\mu\text{сек}$ с частотой следования 2 $\text{кгц}$	Не менее 5 0,1—1 $\text{в}$
4. Амплитуда входного импульса	Отрицательная
5. Полярность	0,0—500 $\mu\text{сек}$
6. Длительность выходного импульса	Не менее 3 $\text{в}$
7. Амплитуда выходного импульса	

**СЕРИЯ 122.** Тип корпуса 401МС12—1 (рис. П16), круглый, металлокстеклянный, 12 выводов, расположенных по кругу, вес 1,5 г.

#### Условия эксплуатации

Интервал температур	От $-60^{\circ}\text{C}$ до $+125^{\circ}\text{C}$
Относительная влажность воздуха при температуре $+40^{\circ}\text{C}$ (30 суток)	98%
Атмосферное давление	$10^{-6} \text{ мм рт. ст.}$ —3 $\text{атм}$
Многократное циклическое воздействие температур	От $-60^{\circ}\text{C}$ до $+125^{\circ}\text{C}$
Вибрация в диапазоне частот 5—5000 $\text{гц}$ с ускорением	40 $\text{g}$
Многократные удары с ускорением	150 $\text{g}$
Одиночные удары с ускорением	1000 $\text{g}$
Линейные нагрузки с ускорением	150 $\text{g}$

ДВУХКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ 1УС221 (А, Б, В, Г, Д). (рис. П17)

Электрические параметры

1. Напряжение источника питания:	
1УС221 (А, Б)	+ 6,3 в
1УС221 (В, Г, Д)	+12,6 в
2. Коэффициент усиления на частоте 12 кгц:	
1УС221А	400—800
1УС221Б	600—1200
1УС221В	500—1000
1УС221Г	800—1600
1УС221Д	1200—2400
3. Постоянное напряжение на выходе:	
1УС221 (А, Б)	2,4—3,8 в
1УС221 (В, Г, Д)	7,0—9,6 в
4. Входное сопротивление	Не менее 1,5 ком

КАСКОДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ 1УС222 (А, Б, В), (рис. П18)

Электрические параметры

1. Напряжение питания:	
1УС222 (А)	+4 в
1УС222 (Б, В)	+6,3 в
2. Коэффициент усиления на частоте 12 кгц:	
1УС222А	20—40
1УС222Б	30—60
1УС222В	45—90
3. Напряжение входного сигнала:	
1УС222 (А, Б)	Не более 100 мв
1УС222В	Не более 50 мв
4. Входное сопротивление	Не менее 1,0 ком

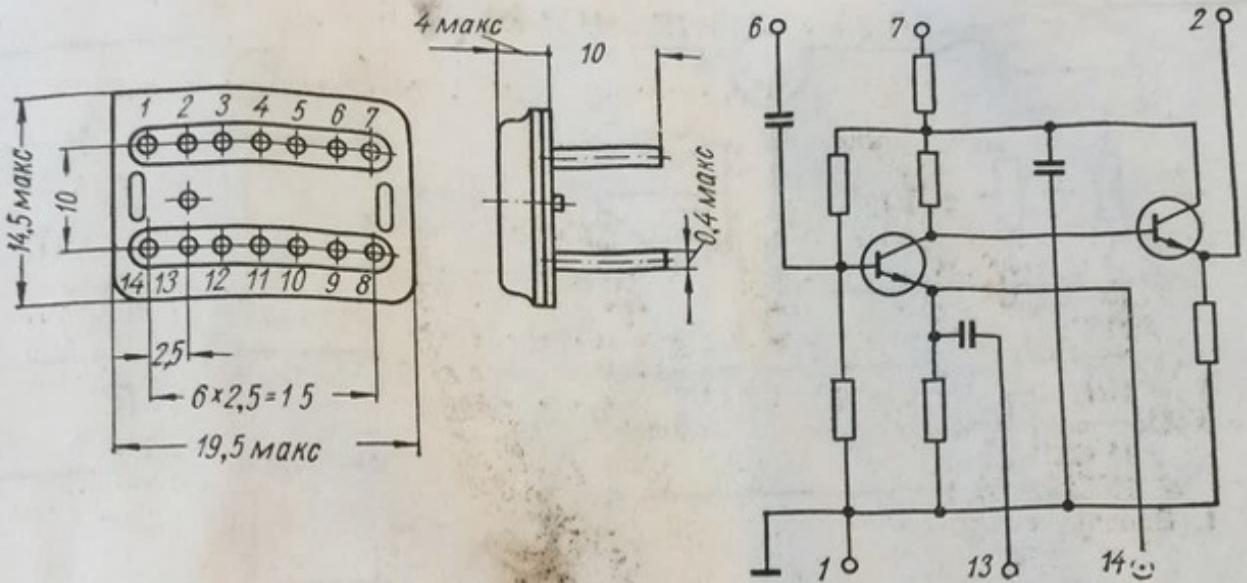
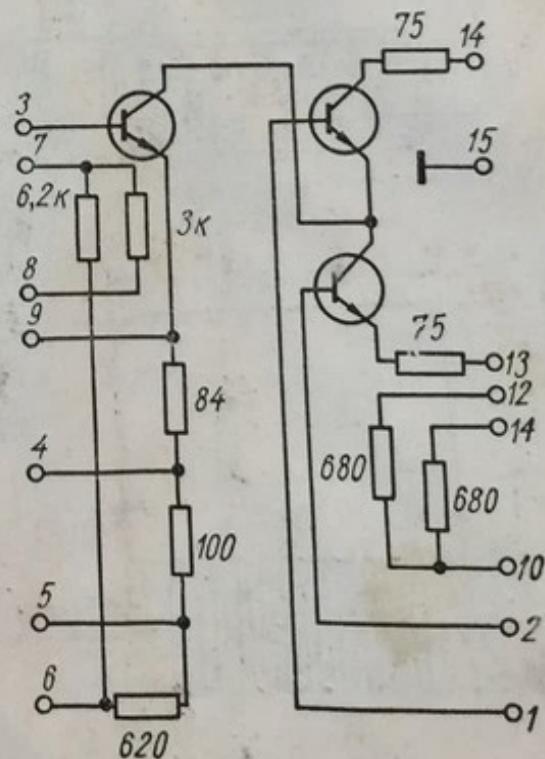
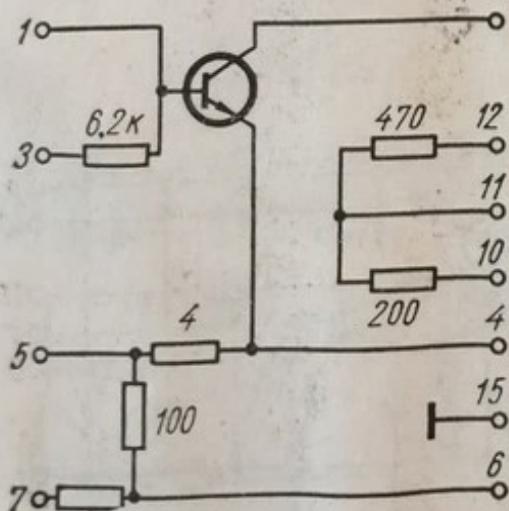


Рис. П1. Прямоугольный, металлокерамический корпус 252МС15.

Рис. П2. Принципиальная электрическая схема УПЧ 2УС181.

Рис. П3. Принципиальная электрическая схема универсального усилителя 2УС281.

Рис. П4. Принципиальная электрическая схема регулируемого усилителя 2УС282.



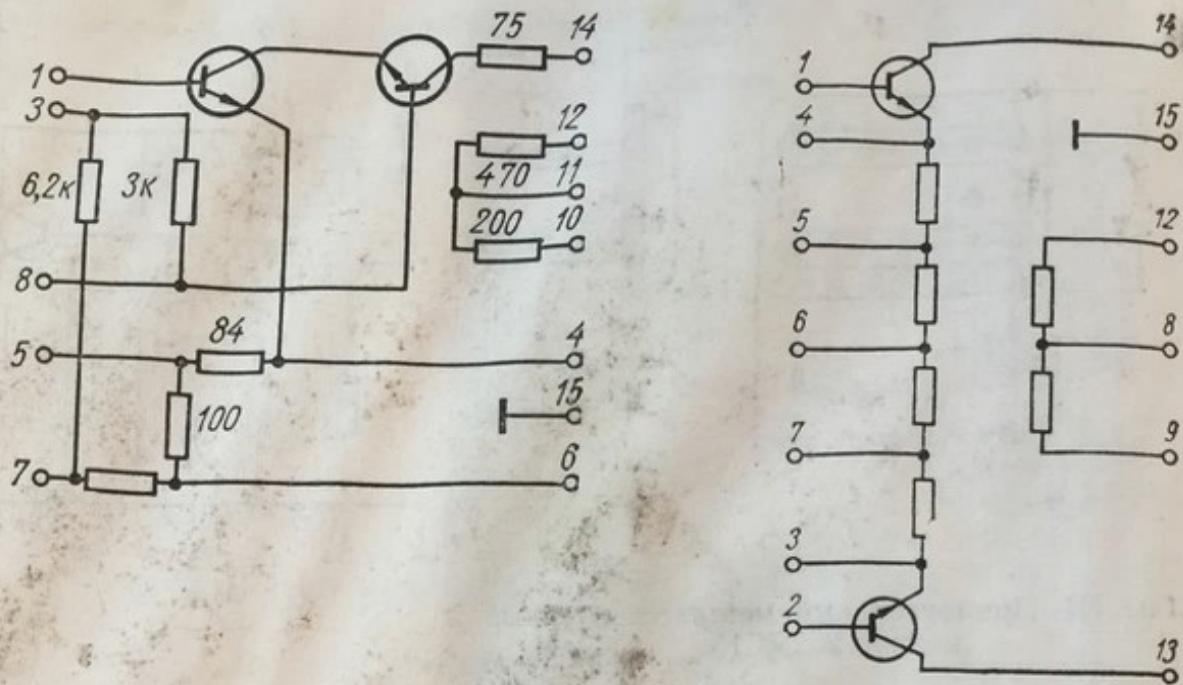


Рис. П5. Принципиальная электрическая схема каскодного усилителя 2УС283.

Рис. П6. Принципиальная электрическая схема балансного усилителя 2УС284.

Рис. П7. Прямоугольный, металлополимерный корпус типа «Акция».

Рис. П8. Принципиальная электрическая схема усилителя высокой частоты 2УС351.

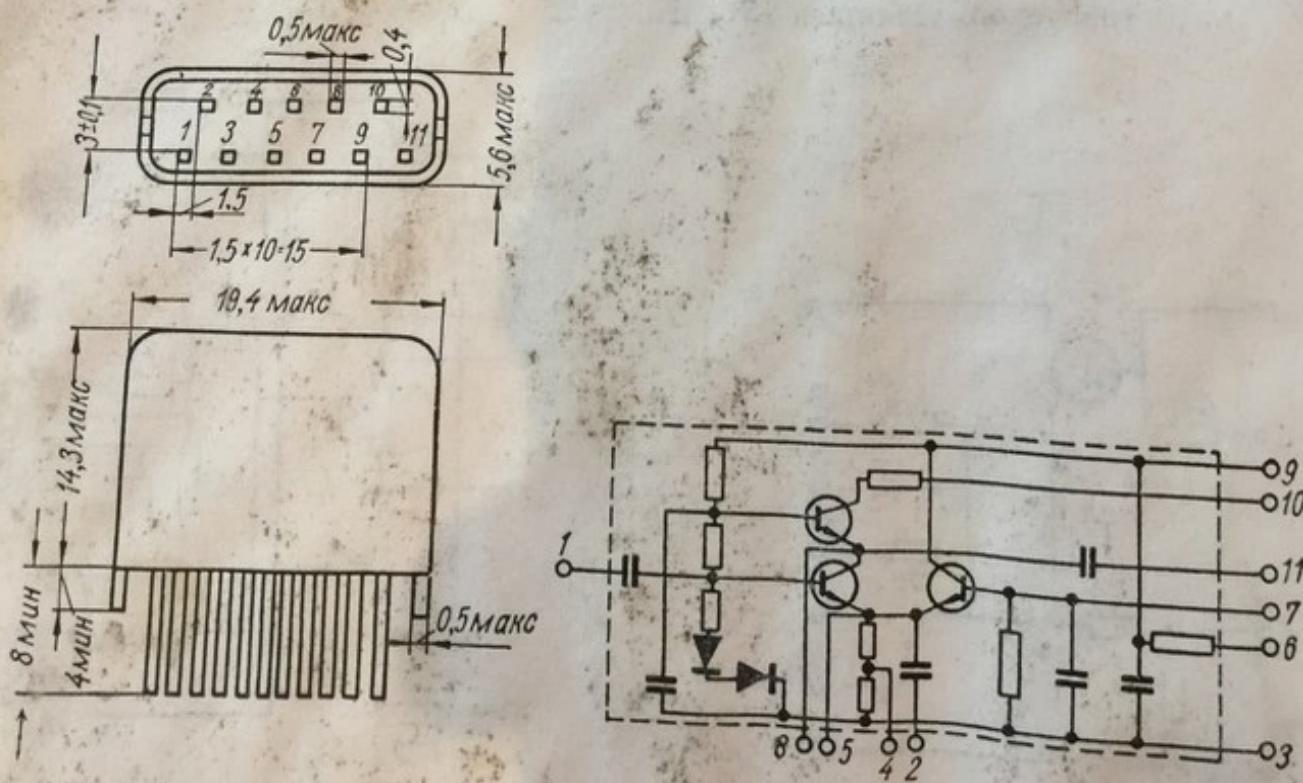


Рис. П9. Принципиальная электрическая схема УПЧ 2УС352.

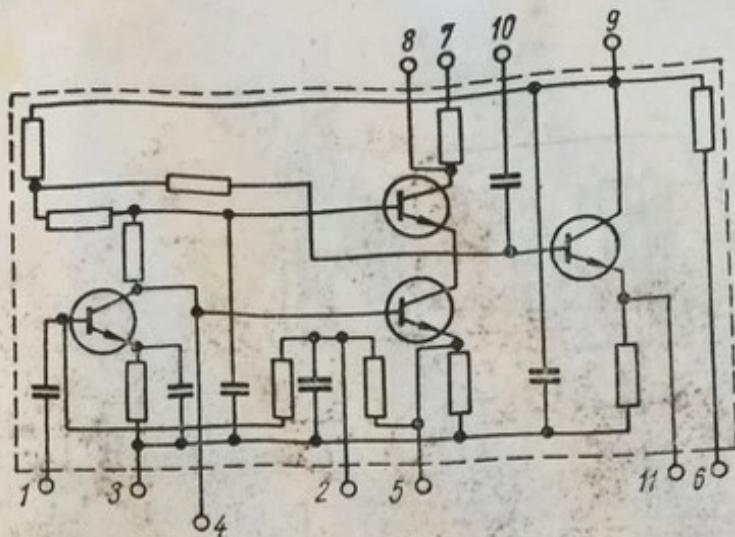


Рис. П10. Принципиальная электрическая схема УПЧ с глубокой АРУ 2УС353.

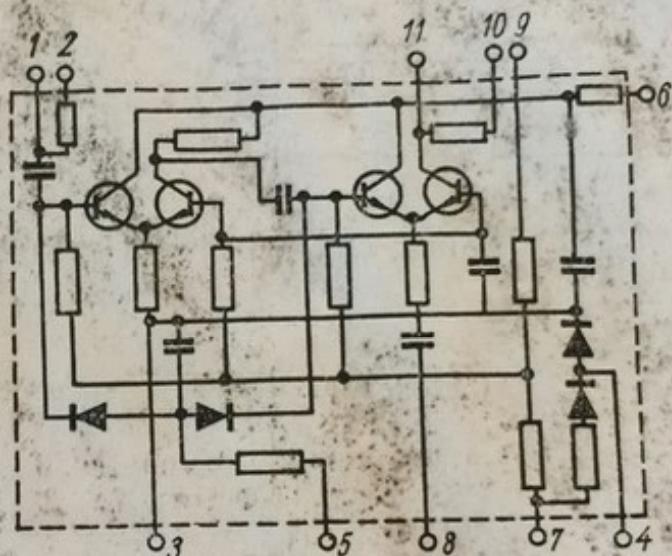
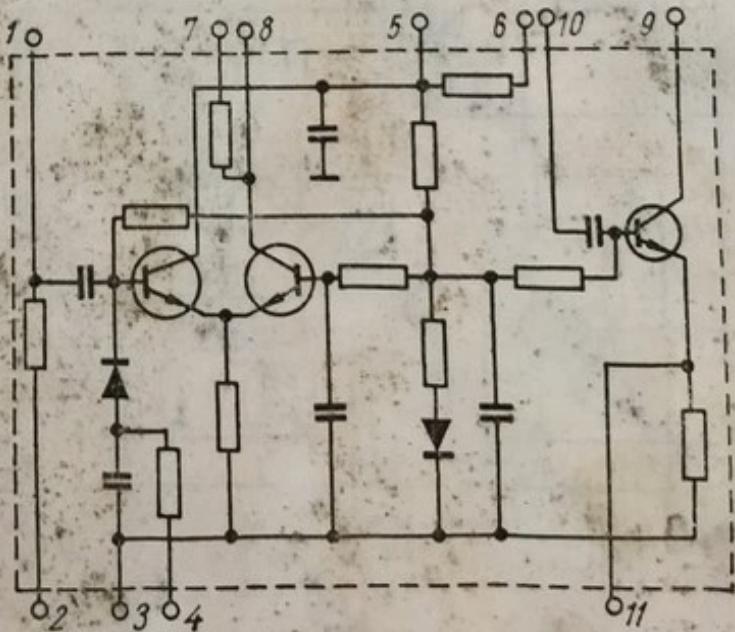


Рис. П11. Принципиальная электрическая схема УПЧ с АРУ и эмиттерным повторителем 2СУ357.



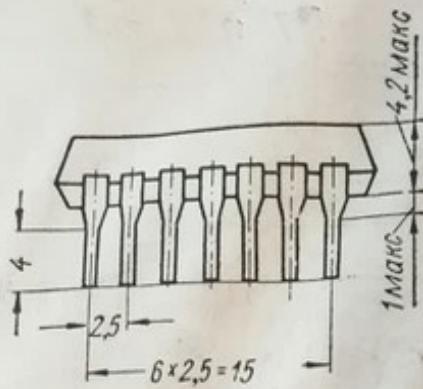


Рис. П12. Прямоугольный, пластмассовый корпус типа 3.

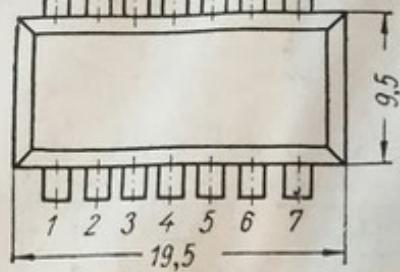
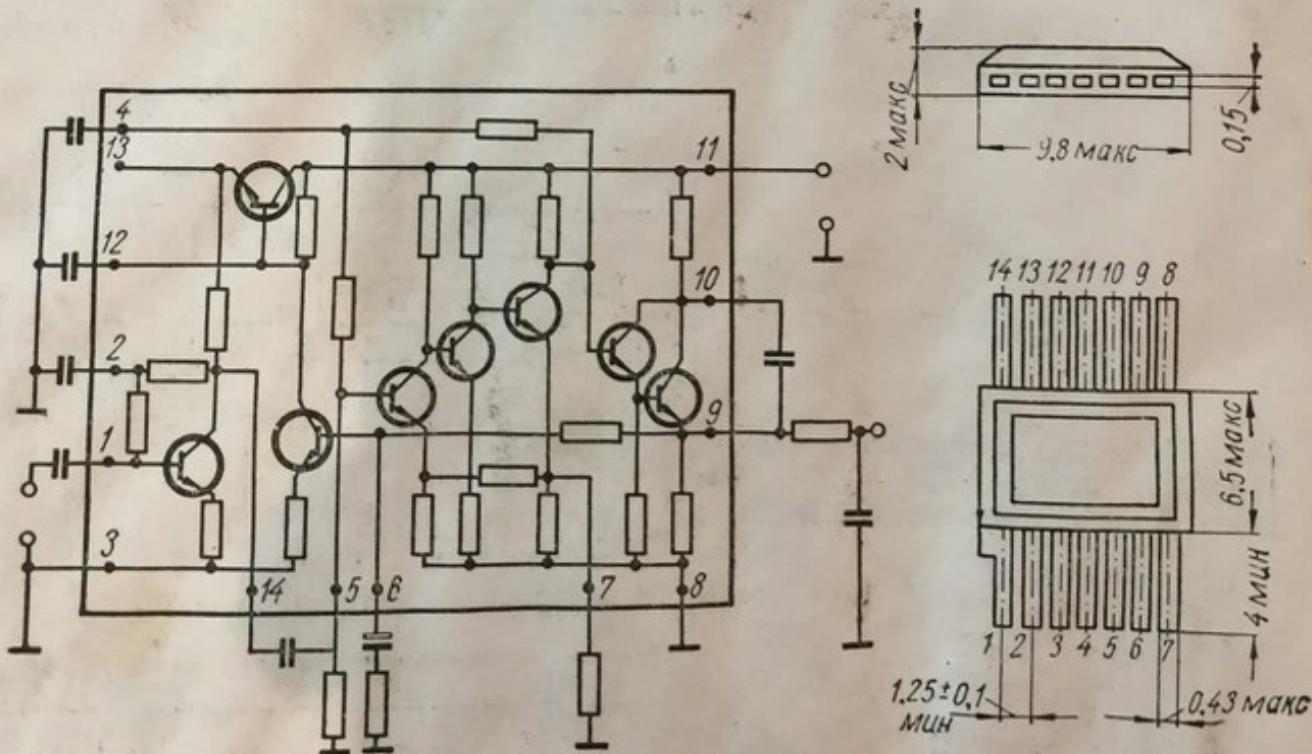


Рис. П13. Принципиальная электрическая схема УПЧ, детектора и АРУ К2ЖА372.

Рис. П14. Прямоугольный, стеклянный корпус типа 101СТ14-1.



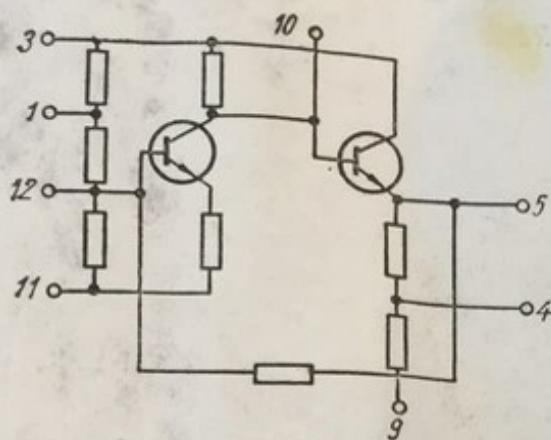


Рис. П15. Принципиальная электрическая схема видеоусилителя IUB191.

Рис. П16. Круглый, металло-стеклянный корпус типа 401MC12-1.

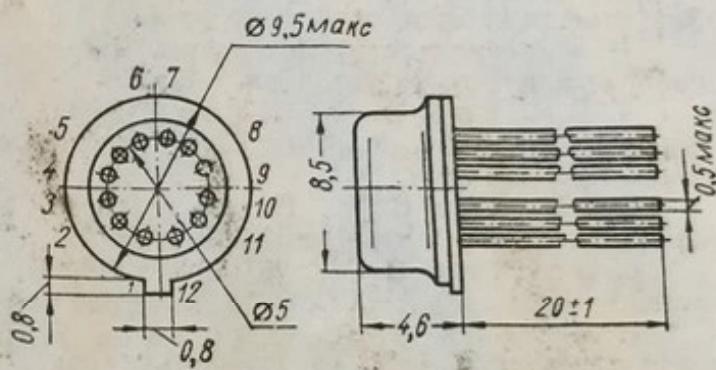


Рис. П17. Принципиальная электрическая схема двухкаскадного усилителя IYC221 (А, Б, В, Г, Д).

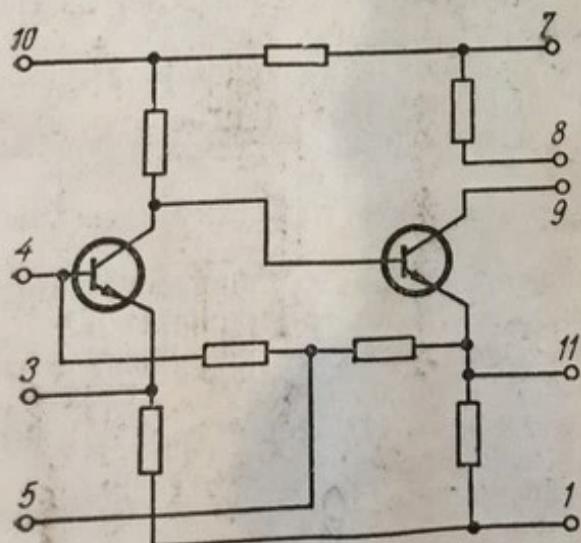
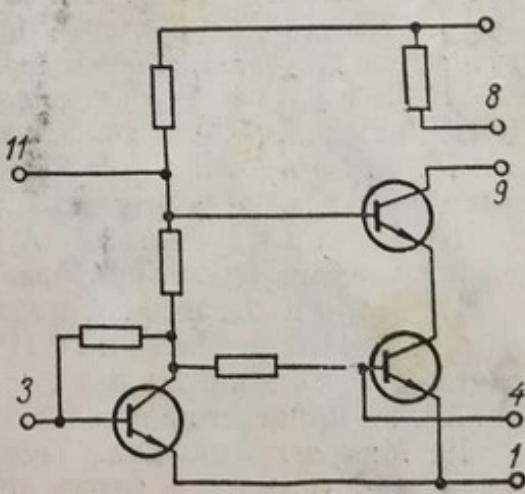


Рис. П18. Принципиальная электрическая схема каскодного усилителя IYC222 (А, Б, В).



## ЛИТЕРАТУРА

1. Боде Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. Изд. иностр. лит., 1948.
2. Бусленко Н. П. К теории сложных систем.— «Известия АН СССР. Техническая кибернетика», 1963, № 5.
3. Введение в микроэлектронику. Перевод с англ. под ред. И. П. Степаненко. М., «Советское радио», 1968.
4. Волков В. М., Попов В. П. Анализ избирательных усилителей выполненных на основе  $RC$ -структур с распределенными параметрами.— «Радиотехника», 1967, № 1.
5. Волков В. М., Попов В. П. К анализу цепей с распределенными параметрами.— «Электросвязь», 1966, № 9.
6. Волков В. М., Курилин Б. И. К проектированию сложных систем.— «Известия АН СССР. Техническая кибернетика», 1968, № 4.
7. Волков В. М., Курилин Б. И. Методы оптимального проектирования складных систем. К., «Техника», 1971.
8. Галицкий В. В. Распределенные  $RC$ -структуры и их применение в частотно-избирательных усилителях и генераторах синусоидальных колебаний. Автореферат кандидатской диссертации, М., МИФИ, 1967.
9. Гэй М. И. Расчет настраиваемых усилителей с использованием Т-цепей с распределенными параметрами «Microelectronics and Reliability», 1964, № 2.
10. Дутта Рой С. К. Режекторные цепи, в которых используются распределенные  $RC$ -элементы. ТИИЭР, 1967, № 1.
11. Ермолов Ю. М. Методы решения нелинейных экстремальных задач.— «Известия АН УССР. Техническая кибернетика», 1966, № 4.
12. Интегральные схемы. Принципы конструирования и производства. Перевод с англ. под ред. А. А. Колосова. М., «Советское радио», 1968.
13. Интегральные схемы. Основы проектирования и технологии. Перевод с англ. под ред. К. И. Мартишова. М., «Советское радио», 1970.
14. Иньиго Р. Режекторный фильтр с одним операционным усилителем. ТИИЭР, 1969, № 3.
15. Криксунов В. Г. Реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний. Киев, Гостехиздат, 1958.
16. Куликовский А. А. Устойчивость активных линеаризованных цепей с усилительными приборами новых типов. М., Госэнергоиздат, 1962.
17. Линн. Д. и др. Анализ и расчет интегральных схем. Перевод с англ. под ред. Б. И. Ермолаева и П. И. Завалишина, М., «Мир», 1969.
18. Литвиценко О. Н., Сошников В. И. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике. М., «Советское радио», 1964.
19. Микроэлектроника. Теория, конструирование и производство. Перевод с англ., М., «Советское радио», 1966.

20. Нанавати Р. П. Введение в полупроводниковую электронику. М., «Связь», 1965.
21. Пленочная микроэлектроника. Под ред. Л. Холлэнда. Перевод с англ. М., «Мир», 1968.
22. Поляк Б. Т. Методы минимизации функций многих переменных.— «Экономика и математические методы», 1967, № 6.
23. Пономарев М. Ф. Расчет квазирезонансной частоты избирательного  $RC$ -усилителя с нулевым фильтром, имеющим распределительные параметры.— «Известия вузов СССР. Радиотехника», 1965, № 4.
24. Пономарев М. Ф. Избирательные усилители микроэлектроники. Автореферат кандидатской диссертации. Таганрогский радиотехнический институт, 1965.
25. Пономарев М. Ф., Попов В. П. Расчет параметров неоднородной полупроводниковой  $RC$ -цепи.— «Известия вузов СССР. Радиотехника», 1965, № 2.
26. Пономарев М. Ф., Попов В. П. О влиянии комплексной нагрузки на частотные характеристики избирательной  $RC$ -цепи с распределенными параметрами.— «Известия вузов СССР. Радиотехника», 1965, № 3.
27. Попов В. П., Ряполов А. А. Исследование избирательных свойств режекторных  $RC$ -микрофильтров.— В сб.: «Аннотации докладов I Украинской республиканской НТК». Киев, 1967.
28. Попов В. П. Гибридный нулевой фильтр на основе  $RC$ -цепи с высокой избирательностью.— В сб.: «Труды IV Всесоюзной межвузовской конференции по микроэлектронике». ТРТИ, 1968.
29. Попов В. П., Тимошенко Н. А. Активный нулевой  $RC$ -фильтр с высокой избирательностью.— «Микроэлектроника», 1968, № 5.
30. Решеф М. Активный фильтр, управляемый напряжением. ТИИЭР, 1967, № 4.
31. Сааков Э. О. Теория и расчет избирательных  $RC$ -систем. М., Госэнергоиздат, 1954.
32. Сигорский В. П., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем. Киев, «Техника», 1970.
33. Спиридов Н. С., Вертуграев В. И. Дрейфовые транзисторы. М., «Советское радио», 1964.
34. Справочник по телевидению, Т. 2. Пер. с англ., Изд иностр. лит., 1962.
35. Степаненко И. П. Основы транзисторных схем М., Госэнергоиздат, 1963.
36. Стровер У. А. Проектирование транзисторных радиовещательных и телевизионных приемников. Перевод с англ. М., «Энергия», 1971.
37. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний. Под ред. И. Г. Бергельсона. М., «Советское радио», 1968.
38. Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. М., «Советское радио», 1964.
39. Фильчаков П. Ф. Приближенные методы конформных отображений. Киев, «Наукова думка», 1964.
40. Юдин Д. Б. Методы количественного анализа сложных систем.— «Известия АН СССР. Техническая кибернетика», 1965, № 1, 1966, № 2.
41. Blackman R. B. Effect of feedback on impedance, BSTI. N 3, 1943.
42. Castro P. S. Microsystem Circuit Analysis, «Electrical Engineering», July, 1961.
43. Castro P. S., Harr W. W. Distributed parameter Circuits and microsystem electronics, Proc. NFC, v. XVI, 1960.
44. Culver H. F. Proc. IEEE, v. 51, 1963, № 7, pp. 1037—1038.

45. Dutta Roy S. C. IEEE Trans. on Circuit Theory, c. 11, 1964.
46. Fuller W. D., Castro P. S. A microsystems Bandpass Amplifier. Proc. NEC, v. XVI, 1960.
47. Heiser K. W. Distributed RC-Networks with Rational Transter Functions. TRE Trans. on Circuit Theory, v. CT9, 1962, N4.
48. Heiser K. W. Distributed RC-Networks with Rational Transter Functions, TRE Trans. on Circuit Theory, v. CT9, 1962, N 4.
49. Kaufmann W. M. IRE Trans. on Circuit Theory, v. CT-9, 1962, pp. 329—336.
50. Kaufmann W. M., Garret S. J. Tapered Distributed Filters, IRE Trans. on Circuit Theory, v. CT9, December, 1962.
51. Kendall L. S. IEEE Internat. Conv. Record, pt. 11, 1963.
52. Murphy B. T., Husher I. D. A frequency selective amplifier formed in silicon. Proc. NEC, v. XVI, 1960.
53. Newell W. W. A frequency selective RC-feedback circuit with relatively low component tolerance sensitivity, «Journal electronics and Controls», v. 17, N1, 1964.
54. Spang H. S. A. Review of Minimization Techniques for Nonlinear Functions, Tram Review, 1962, v. 4, N 4.
55. Woo B. B. IEEE, Internat. Conv. Record., pt. 11, 1963, pp. 56—75.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
<b>Предисловие . . . . .</b>	<b>3</b>
<b>Глава 1. Микроминиатюризация радиоэлектронной аппаратуры . . . . .</b>	<b>5</b>
1. Задачи микроминиатюризации . . . . .	5
2. Основные направления микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры . . . . .	15
3. Особенности проектирования избирательных усилителей в микроминиатюрном исполнении . . . . .	26
<b>Глава 2. Пассивные компоненты интегральных схем . . . . .</b>	<b>30</b>
1. Пассивные компоненты тонкопленочных интегральных схем . . . . .	30
2. Тонкопленочные <i>RC</i> -цепи с распределенными параметрами . . . . .	39
3. Пассивные компоненты монолитных интегральных схем . . . . .	46
<b>Глава 3. Активные компоненты интегральных схем . . . . .</b>	<b>58</b>
1. Физическая модель дискретного транзистора . . . . .	58
2. Теоретическая модель транзистора . . . . .	60
3. Коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером . . . . .	71
4. Физическая эквивалентная схема дискретного транзистора . . . . .	72
5. <i>Y</i> -параметры биполярного транзистора . . . . .	74
6. Эквивалентная схема интегрального транзистора . . . . .	78
<b>Глава 4. Гибридные нулевые <i>RC</i>- и <i>RCL</i>-фильтры с распределенными параметрами . . . . .</b>	<b>88</b>
1. Основные параметры нулевых фильтров . . . . .	88
2. Классификация нулевых фильтров на основе распределенных <i>RC</i> -структур и сосредоточенных элементов . . . . .	91
3. Гибридные нулевые <i>RC</i> -фильтры . . . . .	93
4. Гибридные нулевые фильтры с комплексным индуктивным сопротивлением в параллельной ветви . . . . .	100
<b>Глава 5. Микроминиатюрные гибридные усилители с избирательными нагрузками . . . . .</b>	<b>111</b>
1. Структурная электрическая схема гибридного усилителя . . . . .	111
2. Параметры усилительного элемента . . . . .	116
3. Параметры межкаскадных цепей связи . . . . .	124
4. Коэффициент устойчивого усиления избирательного усилителя . . . . .	131
5. Коэффициент шума усилительного каскада . . . . .	136
6. Методика и примеры расчета гибридных усилителей с избирательными нагрузками . . . . .	137
<b>Глава 6. Бесконтурные избирательные усилители на биполярных транзисторах с резонансом в цепи эмиттера . . . . .</b>	<b>148</b>
1. Характеристики бесконтурного избирательного каскада . . . . .	148
2. Коэффициент устойчивого усиления бесконтурного избирательного каскада . . . . .	161

3. Методика и примеры расчета бесконтурных избирательных усилителей	166
<b>Глава 7. Избирательные усилители с нулевыми фильтрами в цепи обратной связи</b>	
1. Усилитель с параллельной обратной связью	170
2. Усилитель с последовательной обратной связью	171
3. Анализ усилителей с помощью годографов полюсов передаточной функции	173
4. Чувствительность добротности к изменению параметров схемы	176
5. Устойчивость избирательных усилителей с обратной связью	180
6. Влияние фазовой характеристики на основные параметры усилителя	181
7. Практические схемы усилителей с <i>RCL</i> -фильтрами	184
8. Особенности расчета каскадов избирательных усилителей с селективной обратной связью	186
<b>Приложение 1. Интегральные гибридные микросхемы усилителей</b>	188
<b>Приложение 2. Интегральные полупроводниковые микросхемы усилителей</b>	193
<b>Литература</b>	197
	204

*Виктор Михайлович Волков, докт. техн. наук,  
 Валентин Петрович Попов, канд. техн. наук,  
 Владимир Кузьмич Степаненко, канд. техн. наук*

**МИКРОМИНИАТЮРНЫЕ  
 ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ**  
 Под редакцией  
 докт. техн. наук  
 В. М. Волкова

Редактор издательства инж. Л. И. Носова  
 Переплет художника В. Д. Андрияшко  
 Художественный редактор Б. М. Бойко  
 Технический редактор Н. А. Сербина  
 Корректор Л. Д. Шупик

Сдано в набор 6.X. 1972 г. Подписано к печати 14. II. 1973 г. Формат  
 бумаги 60×84<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага типографская № 1. Объем: 13 физ. л.; 12,09  
 усл. л.; 12,49 уч.-изд. л. Тираж 19000 Заказ № 3-659. БФ 08819.  
 Цена 90 коп.

Издательство «Техника», 252601, Киев-1, ГСП, Пушкинская, 28.

Отпечатано с матриц Головного предприятия республиканского производственного объединения «Полиграфкнига» Госкомиздата УССР, г. Киев, Довженко, 3 на книжной фабрике «Коммунист» республиканского производственного объединения «Полиграфкнига» Государственного комитета Совета Министров УССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, Харьков, ул. Энгельса 11.

x  
i  
166  
170  
171  
173  
176  
180  
181  
184  
186  
188  
193  
197  
204



17

