

Г. В. Уточкин



**ИНТЕГРАЛЬНЫЕ
И МНОГОТРАНЗИСТОРНЫЕ
КАСКАДЫ
ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ
УСИЛИТЕЛЕЙ**



«ЭНЕРГИЯ»

**БИБЛИОТЕКА
ПО РАДИО
ЭЛЕКТРОНИКЕ**

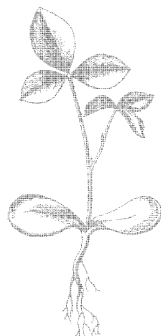
Выпуск 60

Г. В. УТОЧКИН

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ И МНОГОТРАНЗИСТОРНЫЕ КАСКАДЫ ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ



МОСКВА «ЭНЕРГИЯ» 1978



ББК 32.846
У 85
УДК 621.375.1

Уточкин Г. В.

У 85 Интегральные и многотранзисторные каскады избирательных усилителей. — М.: Энергия, 1978.— 80 с., ил. — (Б-ка по радиоэлектронике; Вып. 60).
20 к.

В книге рассматриваются вопросы построения избирательных усилителей, приводятся методы расчета резонансных усилителей на транзисторах и интегральных микросхемах. На основе анализа устойчивости и широкополосности определяются характеристики интегральных микросхем, работающих в режиме усиления.

Книга предназначена для специалистов, занимающихся разработкой радиоэлектронной аппаратуры, а также для студентов вузов.

У 30404-300
051(01)-78—118-78

ББК 32.846
6Ф2.12

© Издательство «Энергия», 1978.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Избирательные усилители находят широкое применение в радиоэлектронной аппаратуре. Они изготавливаются в основном на транзисторах или интегральных микросхемах. При этом переход на новые элементы характеризуется не только заменой одного типа усилительного прибора другим, но и существенным развитием схемотехники. Так, в избирательных усилителях на транзисторах, кроме схемы общий эмиттер — общая база, повторившей ламповый прототип каскодной схемы, применяются и другие схемы, например общий эмиттер — общий эмиттер, общий коллектор — общая база и т. д. В интегральных микросхемах нашли применение многотранзисторные усилительные элементы, позволяющие полнее реализовать потенциальные возможности микроэлектроники при создании избирательных усилителей.

В настоящее время опубликовано большое количество работ по расчету и анализу избирательных усилителей на транзисторах. Однако некоторые вопросы, такие, как выбор оптимальной структуры и схемы усилителя, разработаны недостаточно. Особенно это относится к многотранзисторным усилительным элементам, применяемым в интегральных микросхемах.

В книге делается попытка облегчить выбор оптимального варианта построения избирательного усилителя в дискретном или гибридном интегральном исполнении.

Микросхемы для избирательных усилителей содержат обычно от одного до четырех транзисторов. Поэтому в книге подробно анализируются основные свойства таких усилительных элементов. Приводятся выражения для Y -параметров многотранзисторных усилительных

элементов, использованных или рекомендуемых для применения в микросхемах.

Большое внимание уделяется вопросам устойчивости избирательных усилителей, приводятся рекомендации по выбору коэффициента устойчивости. Предлагаются выражения для определения максимального устойчивого коэффициента усиления любого типа транзисторного усилительного элемента, а также сравнивается устойчивость различных схем усилителей в диапазоне частот.

На основании анализа широкополосности различных схем усилительных элементов производится сравнение их эффективности при различных полосах пропускания.

В заключение приводятся рекомендации по расчету параметров микросхем и примеры использования некоторых серийно выпускаемых гибридных микросхем в качестве избирательных усилителей.

Автор благодарен профессору В. А. Волгову за критические замечания и советы, позволившие улучшить книгу.

Автор будет признателен читателям за замечания, которые следует направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия».

Автор

1. ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДИСКРЕТНЫХ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Транзисторным усилительным элементом будем называть один или каскадное соединение двух и более транзисторов без резонансных согласующих цепей между ними. Усилительный элемент может быть представлен как четырехполюсник с эквивалентными параметрами, выраженными через параметры исходных транзисторов.

В первые годы после появления транзисторов резонансные усилители обычно выполняли по аналогии с ламповыми, т. е. нагрузкой каждого транзистора служил резонансный контур, который, помимо обеспечения частотной избирательности, осуществлял согласование обычно высокого выходного сопротивления предшествующего каскада с низким входным сопротивлением последующего каскада.

Согласование позволяет получить максимальный коэффициент усиления по мощности каскада. Транзистор в таких усилителях включается с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ) или общим коллектором (ОК). Широкое распространение получила схема с ОЭ, поскольку она обладает наибольшим усилением по мощности. Независимо от схемы включения транзистора в каждом каскаде усилителя используется только один транзистор. Эти схемы называются каскадами с однотранзисторными усилительными элементами.

Крутизна прямой передачи однотранзисторных усилительных элементов существенно больше, чем электронных ламп, поэтому резонансные каскады на транзисторах обладают весьма высоким значением коэффициента усиления. Наряду с высокой крутизной транзисторы имеют значительную внутреннюю обратную связь, что часто вызывает неустойчивую работу усилительных каскадов.

Противоречие между высокими усилительными свойствами и возможностью неустойчивой работы из-за большой паразитной внутренней обратной связи привело к необходимости применения различных схем компенсации внутренней обратной связи или к использованию двухтранзисторных усилительных элементов, часто называемых каскодными схемами (например, ОЭ—ОЭ, ОЭ—ОБ, ОК—ОБ и т. д.). Каскодные схемы обладают такой же или большей крутизной, чем одностранзисторные усилительные элементы, но имеют меньшую обратную связь. Поэтому каскодные схемы более устойчивы и широко применяются в избирательных усилителях.

Параметры транзистора зависят от протекающего через него эмиттерного тока $I_э$. Подробно об этом будет сказано ниже, а пока следует отметить, что для большинства современных маломощных транзисторов наибольшее усиление по току имеет место при $I_э = 3 \div 5$ мА, а наилучшие шумовые параметры при $I_э = 1,5 \div 2,5$ мА. Поэтому в транзисторных усилителях высокой частоты на дискретных элементах следует обеспечивать $I_э = 1,5 \div 2,5$ мА, а в транзисторных УПЧ — $I_э = 3 \div 5$ мА. Исключения составляют усилители для приемников с ограниченной емкостью источников питания, где выбирают $I_э \leq 1$ мА, и оконечные каскады широкополосных УПЧ, в которых для увеличения линейности амплитудной характеристики выбирают $I_э = 10 \div 15$ мА. В большинстве случаев токи обоих транзисторов каскадных схем выбирают одинаковыми, что связано с удобством обеспечения режима по постоянному току.

В усилителях на дискретных элементах в принципе могут быть использованы 12 вариантов одно- или двухтранзисторных усилительных элементов (три схемы включения одного и девять схем включения двух транзисторов). Так как схемы с ОК и каскодная ОК—ОК имеют малое усиление при низкой устойчивости и в резонансных усилителях не применяются, то остается 10 вариантов. Ниже будут описаны основные свойства всех вариантов усилительных элементов и даны рекомендации по их применению в избирательных усилителях.

Усилительные элементы в интегральном исполнении обычно отличаются от дискретных. Существуют три

основных типа интегральных микросхем: полупроводниковые, пленочные и гибридные.

Основой полупроводниковой интегральной микросхемы является монокристалл полупроводника, в котором с помощью сложного комплекса физических и химических методов удается направленно изменять в микрообъемах свойства полупроводникового материала. В результате этого в едином куске материала изготавливаются неразрывно соединенные активные и пассивные элементы высоконадежного миниатюрного электронного узла.

Основным преимуществом полупроводниковых интегральных микросхем является сравнительно простая технология совместного изготовления большого числа пассивных и высококачественных активных элементов, поэтому при массовом производстве они самые простые и дешевые из всех интегральных структур.

Однако полупроводниковые интегральные микросхемы имеют и существенные недостатки. В них очень трудно получать резисторы с малым разбросом значения сопротивления, а доводка до номинального значения после изготовления резистора представляет значительные трудности. Кроме того, полупроводниковые резисторы обладают сильной температурной зависимостью, что осложняет разработку микросхем. Внедрение полупроводниковых микросхем в избирательные усилители во многом осложняет тот факт, что в них весьма трудно создавать конденсаторы и индуктивные элементы. Особые трудности применения полупроводниковых микросхем в высокочастотных усилителях вызывает наличие паразитных связей между элементами микросхемы. Поэтому наибольшее распространение полупроводниковые микросхемы получили при создании сравнительно низкочастотных устройств.

Для избирательных усилителей в основном используются так называемые гибридные интегральные микросхемы. Они представляют собой сочетание пленочных резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности с навесными диодами и транзисторами. Из-за несовершенства технологии изготовления пленочных транзисторов и диодов их совместное изготовление и применение с пленочными интегральными схемами нецелесообразно. По этой причине, как правило, используют бескорпусные транзисторы и диоды, которые устанавливают на плату с пленочными пассивными элементами. Резисторы, кон-

денсаторы, контактные площадки и внутрисхемные соединения в гибридных интегральных схемах изготавливают нанесением на керамическую или стеклянную пластину пленок из различных материалов. В гибридной интегральной микросхеме, кроме диодов и транзисторов, могут быть установлены навесные конденсаторы, индуктивности или бескорпусные полупроводниковые микросхемы.

Необходимость раздельного изготовления компонентов является основным недостатком гибридных интегральных микросхем. При высокой степени интеграции стоимость изготовления гибридных микросхем оказывается выше, чем аналогичных полупроводниковых, в которых все элементы изготавливаются одновременно.

Основными достоинствами гибридных интегральных схем являются возможность создания серии микросхем при сравнительно коротком цикле их разработки, возможность получения пассивных элементов широкой номенклатуры с жесткими допусками, высокий процент выхода годных микросхем при изготовлении. Отсутствие корреляционной связи параметров активных и пассивных элементов гибридных микросхем упрощает проектирование микросхем и улучшает их характеристики. Особое преимущество гибридных микросхем по сравнению с полупроводниковыми, очень важное при создании высокочастотных резонансных усилителей, заключается в сравнительно небольших паразитных связях между элементами.

В отличие от дискретных схем усилительные элементы микросхем часто состоят не только из одного или двух транзисторов, но и из трех, четырех и более, включенных различными способами, например ОК—ОБ—ОК, ОК—ОБ—ОК—ОБ и т. д.

С одной стороны, это связано с желанием получить наибольшее усиление от одной микросхемы, причем в широком диапазоне частот и при минимальной неравномерности амплитудно-частотной характеристики. В этом случае микросхема с одинаковым успехом может быть использована на любой частоте рабочего диапазона и получается наиболее универсальной.

С другой стороны, в отличие от дискретных усилителей количество транзисторов в усилительном элементе микросхемы почти не увеличивает ее габаритов и массы. Здесь идет речь только о тех транзисторах ми-

кросхемы, которые непосредственно участвуют в процессе усиления сигналов и могут быть отнесены к многотранзисторному усилительному элементу. Помимо усилительных, в микросхеме могут быть вспомогательные транзисторы, предназначенные для установки режима по постоянному току и его стабилизации в диапазоне температур, автоматической регулировки усиления (АРУ) и т. д.

Постоянный ток эмиттера транзисторов микросхемы редко превышает 3—4 мА. В подавляющем большинстве случаев он еще меньше и обычно равен 0,5—2 мА, что объясняется очень малыми габаритами микросхем, плохим теплоотводом от транзисторов и незначительными рассеиваемыми мощностями. Кроме того, стремление сократить количество конденсаторов, изготовление которых сложнее и значительно дороже, чем изготовление других элементов микросхемы, приводит к построению схем с непосредственными (гальваническими) связями транзисторов. Это часто уменьшает количество делителей в базовых цепях и также сокращает потребление тока. В результате микросхемы всегда экономичнее по потреблению энергии, чем дискретные схемы.

Как указывалось, в дискретных схемах встречаются 10 вариантов включения одного или двух транзисторов в усилительном элементе. В микросхемах, кроме того, может быть 27 вариантов включения трех транзисторов, 81 вариант четырех транзисторов и т. д. Из этого видна чрезвычайная сложность не только выбора оптимального варианта такого многотранзисторного усилительного элемента, но и расчета выбранной схемы. Чтобы облегчить положение, проведем анализ некоторых общих закономерностей и свойств многотранзисторных усилительных элементов.

2. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ Y-ПАРАМЕТРЫ НЕКОТОРЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

При анализе высокочастотных транзисторных усилителей наибольшее распространение получила система Y-параметров. По определению Y-параметров как проводимостей короткого замыкания для транзистора

$$Y_{11} = g_{11} + j\omega C_{11}, \quad (1)$$

где g_{11} — вещественная часть входной проводимости при коротком замыкании на выходе; C_{11} — входная емкость

при коротком замыкании на выходе; ω — рабочая частота.

$$Y_{22} = g_{22} + j\omega C_{22}, \quad (2)$$

где g_{22} — вещественная часть выходной проводимости; C_{22} — выходная емкость при коротком замыкании на входе усилительного элемента.

$$Y_{21} = |Y_{21}| e^{j\varphi_{21}}, \quad (3)$$

где $|Y_{21}|$ — модуль и φ_{21} — фаза прямой проводимости (крутизны) при коротком замыкании на выходе усилительного элемента.

$$Y_{12} = |Y_{12}| e^{j\varphi_{12}}, \quad (4)$$

где $|Y_{12}|$ — модуль и φ_{12} — фаза обратной проводимости усилительного элемента при коротком замыкании на входе.

Выражения для Y -параметров многотранзисторных усилительных элементов могут быть получены с помощью матричного анализа, однако точные формулы для сложных усилительных элементов громоздки и для расчетов малопригодны. Приведенные ниже приближенные выражения справедливы для одинаковых транзисторов усилительного элемента и одинаковых режимов транзисторов по постоянному току при следующих допущениях:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} \gg Y_{12}; Y_{11} \gg Y_{22}; Y_{21} \gg Y_{11}; \\ Y_{21} \gg Y_{22}; Y_{21} \gg Y; Y_s \gg Y, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где Y_{11} , Y_{21} , Y_{12} , Y_{22} — параметры в схеме с ОЭ; $Y_s = Y_{11} + Y_{21} + Y_{12} + Y_{22}$; Y — проводимость двухполюсника, включенного между транзисторами.

Следует заметить, что рассматриваются только схемы, которые имеют высокое усиление, значительно превышающее усиление других схем с тем же числом транзисторов, или нашедшие широкое применение в микроэлектронике. Максимальное число транзисторов в усилительных элементах ограничено четырьмя, так как большее количество транзисторов применяется в существующих микросхемах редко, и, как будет показано ниже, применение более четырех транзисторов нецелесообразно.

Параметры сложных многотранзисторных схем могут быть выражены через Y -параметры любой схемы

включения транзистора. Наибольшее распространение получила схема с ОЭ, поэтому эквивалентные Y -параметры всех рассматриваемых схем удобно определять через Y -параметры транзистора с ОЭ.

Однотранзисторные усилительные элементы

Схема с ОЭ. Схема с ОЭ является основной схемой включения транзистора в резонансных усилителях, так как обладает максимальным коэффициентом усиления по мощности по сравнению со схемами с ОБ и ОК.

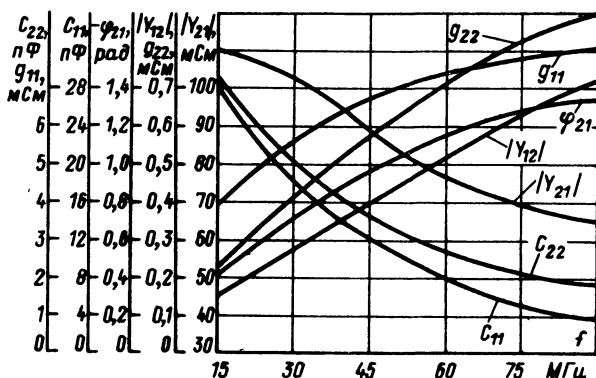


Рис. 1. Зависимость Y -параметров транзистора ГТ311 от частоты в схеме с ОЭ при $I_{\text{Э}} = 5$ мА, $U_{\text{КЭ}} = 5$ В; $\varphi_{12} = -1,9$ рад.

Параметры схемы с ОЭ зависят от тока эмиттера транзистора и частоты. На рис. 1 для примера приведены частотные зависимости Y -параметров транзистора ГТ311 в схеме с ОЭ. Методы определения Y -параметров будут рассмотрены в § 3.

Схема с ОБ. Выражения для Y -параметров схемы с ОБ через Y -параметры схемы с ОЭ имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11\text{Б}} &\approx Y_{21} + Y_{11}; & Y_{21\text{Б}} &\approx -Y_{21}; \\ Y_{12\text{Б}} &= -(Y_{12} + Y_{22}); & Y_{22\text{Б}} &= Y_{22}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

В выражениях (6) и ниже Y -параметры без индексов относятся к схеме с ОЭ, индексы Б указывают на принадлежность Y -параметров к схеме с ОБ, индексы К — к схеме с ОК, индексы ЭЭ — к схеме ОЭ — ОЭ и т. д.

В схеме с ОБ крутизна $Y_{21\text{Б}}$ и выходная проводимость $Y_{22\text{Б}}$ такие же, как в схеме с ОЭ. Обратная проводимость $Y_{12\text{Б}}$ может быть как больше, так и меньше, так как знак Y_{12} отрицателен (§ 3, табл. 1). Активная часть входной проводимости $g_{11\text{Б}}$ на низких частотах зна-

чительно больше, чем в схеме с ОЭ, а на высоких частотах уменьшается, приближаясь к g_{11} . На рис. 2 для примера приведены частотные зависимости Y -параметров транзистора ГТ311 в схеме с ОБ.

Схема с ОК. Выражения для Y -параметров схемы с ОК имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11K} &= Y_{11}; \quad Y_{21K} \approx -Y_{21}; \\ Y_{12K} &\approx Y_{11}; \quad Y_{22K} \approx Y_{21}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Схема с ОК в отличие от схемы с ОЭ имеет очень большую величину обратной проводимости $Y_{12K} \approx Y_{11} \gg Y_{12}$, поэтому усилительные каскады с ОК склонны к самовозбуждению и почти не исполь-

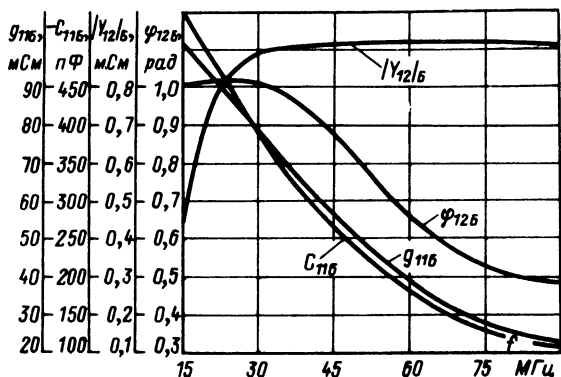


Рис. 2. Зависимость Y -параметров транзистора ГТ311 от частоты в схеме с ОБ при $I_{\Theta} = 5$ мА, $U_{КЭ} = 5$ В.

Параметры Y_{21} и Y_{22} такие же, как в схеме с ОЭ.

зуются в резонансных усилителях. Схема с ОК применяется в составе многотранзисторных усилительных элементов, где требуется низкое выходное сопротивление. Следует отметить, что в реальных схемах входная и выходная проводимости схемы с ОК значительно меньше, чем соответственно Y_{11} и Y_{21} , что определяется небольшими величинами проводимостей генератора и нагрузки.

Двухтранзисторные усилительные элементы (каскадные схемы)

Схема ОЭ — ОЭ. На рис. 3 приведена схема ОЭ — ОЭ для переменного тока. В выражениях для Y -параметров этой схемы необходимо учитывать проводимость Y , образованную резисторами установки рабочих точек транзисторов по постоянному току:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11\Theta\Theta} &\approx Y_{11} - \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_{11} + Y}; \quad Y_{21\Theta\Theta} \approx -\frac{Y_{21}^2}{Y_{11} + Y}; \\ Y_{12\Theta\Theta} &\approx -\frac{Y_{12}^2}{Y_{11} + Y}; \quad Y_{22\Theta\Theta} \approx Y_{22} - \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_{11} + Y}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Схема ОЭ — ОЭ имеет более высокую крутизну, чем крутизна схемы с ОЭ, и малую обратную проводимость. Вторым слагаемым в выражении для $Y_{11ЭЭ}$ можно пренебречь только на низких частотах (например, для транзистора ГТЗ11 $Y_{11ЭЭ} \approx Y_{11}$ только на частотах ниже 5 МГц), а проводимость $Y_{22ЭЭ}$ в основном определяется именно величиной второго слагаемого. Входная и выходная проводимости схемы ОЭ — ОЭ всегда больше, чем схемы с ОЭ (знак выражения $\frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_{11}}$ всегда отрицательный).

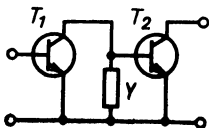


Рис. 3. Схема ОЭ — ОЭ.

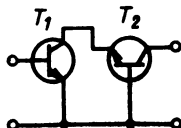


Рис. 4. Схема ОЭ — ОБ.

Схема ОЭ — ОБ. Каскодная схема ОЭ — ОБ показана на рис. 4. Выражения для ее Y -параметров имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11ЭБ} &\approx Y_{11}; \quad Y_{21ЭБ} \approx Y_{21}; \\ Y_{12ЭБ} &\approx \frac{Y_{12}(Y_{12} + Y_{22})}{Y_{21}}; \quad Y_{22ЭБ} \approx -Y_{12}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Схема ОЭ — ОБ получила наибольшее распространение как в дискретных, так и в интегральных усилителях. Это связано с простотой расчета схемы (входная проводимость и крутизна схемы ОЭ — ОБ такие же, как схемы с ОЭ) и с ее высокой устойчивостью ($Y_{12ЭБ}$ на два-три порядка меньше, чем Y_{12}). Следует заметить, что в выражении для $Y_{12ЭБ}$ нельзя пренебречь параметром Y_{12} по сравнению с Y_{22} , как это сделано, например, в [9], так как величины Y_{12} и Y_{22} одного порядка (см. рис. 1).

Схема ОЭ — ОБ имеет значительно меньшую выходную проводимость, чем схема с ОЭ, поскольку

$$\operatorname{Re}[Y_{12}] \ll g_{22}. \quad (10)$$

Теоретически это позволяет реализовать больший коэффициент усиления по сравнению со схемой с ОЭ, однако практически в резонансных усилителях схемы дают одинаковое усиление из-за влияния согласующих цепей, обычно сравнительно низкоомных (особенно в широкополосных усилителях).

Схема ОБ — ОЭ. Выражения для Y -параметров схемы ОБ — ОЭ (рис. 5) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11БЭ} &\approx Y_{21}; \quad Y_{21БЭ} \approx \frac{Y_{21}^2}{Y_{11} + Y}; \\ Y_{12БЭ} &\approx \frac{Y_{12}(Y_{12} + Y_{22})}{Y_{11} + Y}; \quad Y_{22БЭ} \approx Y_{22} - \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_{11} + Y}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Схема ОБ — ОЭ имеет большую крутизну прямой передачи (как схема ОЭ — ОЭ) и очень высокие значения входной и выходной проводимостей. Из-за низкого входного сопротивления схема ОБ — ОЭ не нашла широкого применения в резонансных усилителях, однако, как будет показано ниже, ее можно с успехом использовать в широкополосных усилителях высокой и промежуточной частоты. При этом может быть реализовано значительно большее усиление, чем в схеме ОЭ — ОБ при одинаковых коэффициентах устойчивости.

Схема ОБ — ОБ. Y -параметры схемы ОБ — ОБ (рис. 6) могут быть определены по формулам:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11ББ} &\approx Y_{21}; \quad Y_{21ББ} \approx -Y_{21}; \\ Y_{12ББ} &\approx -\frac{(Y_{12} + Y_{22})^2}{Y_{21}}; \quad Y_{22ББ} \approx -Y_{12}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Схема ОБ — ОБ обладает низким значением входного и высоким значением выходного сопротивления. Схема получила некоторое распространение в дискретных усилителях ввиду устойчивости на высоких частотах и малой зависимости коэффициента усиления от частоты, однако практически из-за низкого коэффициента усиления она не имеет преимуществ перед схемой ОЭ — ОБ.

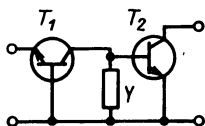


Рис. 5. Схема ОБ — ОЭ.

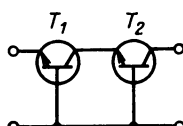


Рис. 6. Схема ОБ — ОБ.

Схема ОК — ОБ. Транзисторы T_1 и T_2 в схеме ОК — ОБ (рис. 7) образуют дифференциальную конфигурацию. Y -параметры схемы могут быть рассчитаны по формулам:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11КБ} &\approx \frac{1}{2} Y_{11}; \quad Y_{21КБ} \approx -\frac{1}{2} Y_{21}; \\ Y_{12КБ} &\approx -\frac{Y_{11}(Y_{12} + Y_{22})}{2Y_{21}}; \quad Y_{22КБ} \approx \frac{1}{2} (Y_{22} - Y_{12}). \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

В схеме ОК — ОБ основное свойство дифференциального каскада (подавление синфазных составляющих) не используется, так как применяются несимметричные вход и выход. С другой стороны, схема имеет то же усиление, что и каскад с ОЭ.

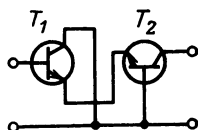


Рис. 7. Схема ОК — ОБ.

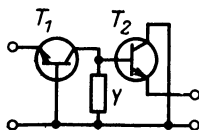


Рис. 8. Схема ОБ — ОК.

Действительно, крутизна $Y_{21КБ}$ и входная проводимость $g_{11КБ}$ в 2 раза меньше, чем у схемы ОЭ, а с учетом (10) и $g_{22КБ} \approx \frac{1}{2} g_{22}$, т. е. усилительные потенциалы обеих схем, рассчитываемые по формуле

$$K_{\text{согл}} = \frac{|Y_{21}|}{2 \sqrt{g_{11} g_{22}}}, \quad (14)$$

равны. Таким образом, по усилительным свойствам в избирательных усилителях каскад ОК — ОБ равноценен каскаду с ОЭ, однако имеет значительно меньшую внутреннюю обратную связь и хорошую стабильность в широком диапазоне температур. Дифференциальный каскад является основной схемой микроэлектроники, поэтому схема ОК — ОБ нашла широкое применение при создании микросхем для избирательных усилителей.

Схема ОБ — ОК. Выражения для Y -параметров схемы ОБ — ОК (рис. 8) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11БК} &\approx Y_{11}; \quad Y_{21БК} \approx -\frac{Y_{21}}{Y_{11} + Y}; \\ Y_{12БК} &\approx -\frac{Y_{11}(Y_{12} + Y_{22})}{Y_{11} + Y}; \quad Y_{22БК} \approx Y_s - \frac{Y_{11}(Y_{21} + Y_{11})}{Y_{11} + Y}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

По сравнению со схемой ОК — ОБ схема ОБ — ОК имеет очень высокую крутизну и входную проводимость. Выходная проводимость $Y_{22БК}$ резко зависит от проводимости Y , включенной между транзисторами. Так, при $Y \ll Y_{11}$ выходная проводимость

$$Y_{22БК} \approx Y_{22} + Y_{12},$$

т. е. весьма мала несмотря на наличие эмиттерного повторителя. И только при $Y \gg Y_{11}$ $Y_{22БК} \approx Y_{21}$. При рациональном выборе проводимости Y схема ОБ — ОК может быть использована в широкополосных УПЧ с низким выходным сопротивлением и большим коэффициентом усиления, чем у схемы ОК — ОБ.

Схема ОК — ОЭ. Выражения для Y -параметров схемы ОК — ОЭ (рис. 9) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11КЭ} &\approx -Y_{12}; \quad Y_{21КЭ} \approx Y_{21}; \\ Y_{12КЭ} &\approx \frac{Y_{11}Y_{12}}{Y_{21}}; \quad Y_{22КЭ} \approx Y_{22} - Y_{12}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

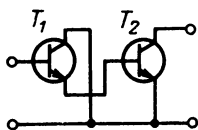


Рис. 9. Схема ОК — ОЭ.

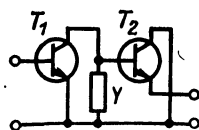


Рис. 10. Схема ОЭ — ОК.

Входное сопротивление схемы ОК — ОЭ сравнительно велико, поэтому она может быть использована в узкополосных усилителях. Однако схема имеет значительный усилительный потенциал при сравнительно большой величине внутренней обратной связи, поэтому склонна к самовозбуждению.

Схема ОЭ — ОК. Выражения для Y -параметров схемы ОЭ — ОК (рис. 10) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11\text{ЭК}} &\approx Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y}; & Y_{21\text{ЭК}} &\approx \frac{Y_{21}^2}{Y_{11} + Y}; \\ Y_{12\text{ЭК}} &\approx \frac{Y_{12}Y_{11}}{Y_{11} + Y}; & Y_{22\text{ЭК}} &\approx Y_s - \frac{Y_{11}(Y_{11} + Y_{21})}{Y_{11} + Y}. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Схема ОЭ — ОК имеет более высокое входное сопротивление, чем схема ОБ — ОК, поэтому получила некоторое распространение в микроэлектронике.

Трехтранзисторные усилительные элементы

Из 27 вариантов трехтранзисторных усилительных элементов наибольший интерес вызывают следующие 10, образованные добавлением третьего транзистора к рассмотренным каскодным схемам.

Схема ОЭ — ОЭ — ОЭ (рис. 11). В выражениях для Y -параметров необходимо учитывать проводимости Y_1 и Y_2 , что особенно важно в интегральных схемах, так как при малых токах эмиттеров транзисторов проводимости Y_{11} малы и соизмеримы с Y_1 и Y_2 :

$$\left. \begin{aligned} Y_{11\text{ЭЭЭ}} &\approx Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}(Y_{11} + Y_2)}{(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + Y_2) - Y_{12}Y_{21}}; \\ Y_{21\text{ЭЭЭ}} &\approx \frac{Y_{21}^2}{(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + Y_2) - Y_{12}Y_{21}}; \\ Y_{12\text{ЭЭЭ}} &\approx \frac{Y_{12}^2}{(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + Y_2) - Y_{12}Y_{21}}; \\ Y_{22\text{ЭЭЭ}} &\approx Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}(Y_{11} + Y_1)}{(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + Y_2) - Y_{12}Y_{21}}. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Схема ОЭ — ОЭ — ОЭ нашла широкое применение как в дискретных, так и в интегральных УПЧ на невысоких частотах. Это связано с высоким значением крутизны прямой передачи и малым

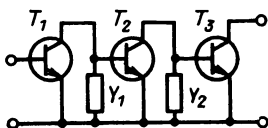


Рис. 11. Схема ОЭ — ОЭ — ОЭ.

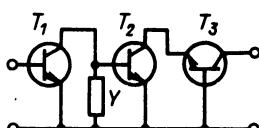


Рис. 12. Схема ОЭ — ОЭ — ОБ.

значением обратной проводимости схемы $ОЭ — ОЭ — ОЭ$. Входная и выходная проводимости ее почти такие же, как у схемы $ОЭ — ОЭ$. Недостатком схемы является резкая зависимость резонансного коэффициента усиления от частоты, поэтому схему $ОЭ — ОЭ — ОЭ$ часто используют в микросхемах с частотной коррекцией.

Схема $ОЭ — ОЭ — ОБ$. Схема каскада $ОЭ — ОЭ — ОБ$ приведена на рис. 12, а выражения для Y -параметров имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11ЭЭБ} &\approx Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y}; & Y_{21ЭЭБ} &\approx -\frac{Y_{21}^2}{Y_{11} + Y}; \\ Y_{12ЭЭБ} &\approx -\frac{Y_{12}^2(Y_{12} + Y_{22})}{Y_{21}(Y_{11} + Y)}; & Y_{22ЭЭБ} &\approx -Y_{12}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Схема $ОЭ — ОЭ — ОБ$ может быть представлена как каскад $ОЭ — ОБ$ с дополнительным транзистором с $ОЭ$ на входе. В результате этого выходная проводимость $Y_{22ЭЭБ}$ осталась такой же, как и в схеме $ОЭ — ОБ$, но значительно увеличилась крутизна и уменьшилась обратная проводимость. Схема может обеспечивать значительное усиление в узкополосных УПЧ при высокой устойчивости, поэтому нашла применение при создании микросхем для УПЧ.

Схема $ОБ — ОЭ — ОЭ$. Выражения для Y -параметров схемы $ОБ — ОЭ — ОЭ$ (рис. 13) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11БЭЭ} &\approx Y_{21}; \\ Y_{21БЭЭ} &\approx -\frac{Y_{21}^2}{(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + Y_2) - Y_{21}Y_{12}}; \\ Y_{12БЭЭ} &\approx -\frac{Y_{12}^2(Y_{12} + Y_{22})}{(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + Y_2) - Y_{12}Y_{21}}; \\ Y_{22БЭЭ} &\approx Y_{22} - \frac{Y_{21}Y_{12}(Y_{11} + Y_1)}{(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + Y_2) - Y_{12}Y_{21}}. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Сравнивая выражения (19) и (20), можно видеть, как резко изменились параметры трехтранзисторного усилительного элемента при перестановке одного транзистора. По сравнению со схемой $ОЭ — ОЭ — ОБ$ в схеме $ОБ — ОЭ — ОЭ$ значительно возросли крутизна, входная и выходная проводимости. Схема не нашла применения в микроэлектронике, однако ее выгодно использовать в широкополосных УПЧ (см. § 10).

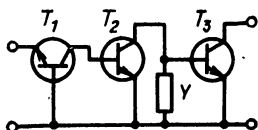


Рис. 13. Схема $ОБ — ОЭ — ОЭ$.

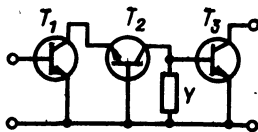


Рис. 14. Схема $ОЭ — ОБ — ОЭ$.

Схема ОЭ — ОБ — ОЭ. Y -параметры схемы ОЭ — ОБ — ОЭ (рис. 14) могут быть рассчитаны по формулам:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11ЭБЭ} &\approx Y_{11}; Y_{21ЭБЭ} \approx -\frac{Y_{21}^2}{Y_{11} + Y}; \\ Y_{12ЭБЭ} &\approx -\frac{Y_{12}(Y_{22} + Y_{12})}{Y_{21}(Y_{11} + Y)}; Y_{22ЭБЭ} \approx Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y}. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Добавление транзистора с ОЭ к схеме ОЭ — ОБ приводит к увеличению крутизны и выходной проводимости, а также к уменьшению обратной проводимости. Схема ОЭ — ОБ — ОЭ по основным свойствам занимает промежуточное положение между схемами ОЭ — ОЭ — ОБ и ОБ — ОЭ — ОЭ и может быть рекомендована для применения в усилителях с умеренной полосой пропускания.

Схема ОК — ОЭ — ОБ. Выражения для Y -параметров схемы ОК — ОЭ — ОБ (рис. 15) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11КЭБ} &\approx -Y_{12}; Y_{21КЭБ} \approx Y_{21}; \\ Y_{12КЭБ} &\approx \frac{Y_{11}Y_{12}(Y_{12} + Y_{22})}{Y_{21}^2}; Y_{22КЭБ} \approx -Y_{12}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Из выражения (22) видно, что добавление ко входу схемы ОЭ — ОБ эмиттерного повторителя привело к резкому уменьшению входной проводимости. В результате этого образовался усилительный элемент с интересным свойством:

$$Y_{11КЭБ} = Y_{22КЭБ} \approx -Y_{12},$$

т. е. входное и выходное сопротивления схемы ОК — ОЭ — ОБ равны и очень велики. Такое свойство полезно при каскадировании усилительных элементов, и схема ОК — ОЭ — ОБ может быть использована при создании узкополосных усилителей. Следует, однако, заметить, что при столь высоких входном и выходном сопротивлениях схема может оказаться неустойчивой.

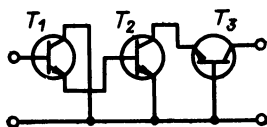


Рис. 15. Схема ОК — ОЭ — ОБ.

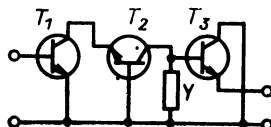


Рис. 16. Схема ОЭ — ОБ — ОК.

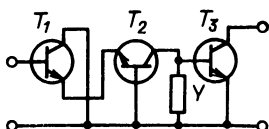


Рис. 17. Схема ОК — ОБ — ОЭ.

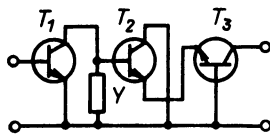


Рис. 18. Схема ОЭ — ОК — ОБ.

Схема ОЭ — ОБ — ОК. В отличие от предыдущей в схеме ОЭ — ОБ — ОК (рис. 16) транзистор с ОК добавлен на выход схемы ОЭ — ОБ, в результате чего Y -параметры принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11ЭБК} &\approx Y_{11}; Y_{21ЭБК} \approx \frac{Y_{21}^2}{Y_{11} + Y}; \\ Y_{12ЭБК} &\approx \frac{Y_{12}Y_{11}(Y_{12} + Y_{22})}{Y_{21}(Y_{11} + Y)}; Y_{22ЭБК} \approx Y_s - \frac{Y_{11}(Y_{21} + Y_{11})}{Y_{11} + Y}. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Параметры схемы ОЭ — ОБ — ОК аналогичны Y -параметрам схемы ОЭ — ОК (см. рис. 10), за исключением обратной проводимости, которая в первой на несколько порядков меньше, поэтому схема ОЭ — ОБ — ОК значительно устойчивей и нашла применение в микроэлектронике.

Схема ОК — ОБ — ОЭ. Выражения для Y -параметров схемы ОК — ОБ — ОЭ (рис. 17) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11КБЭ} &\approx \frac{1}{2} Y_{11}; Y_{21КБЭ} \approx \frac{Y_{21}^2}{2(Y_{11} + Y)}; \\ Y_{12КБЭ} &\approx \frac{Y_{11}Y_{12}(Y_{12} + Y_{22})}{2Y_{21}(Y_{11} + Y)}; Y_{22КБЭ} \approx Y_{22} - \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_{11} + Y}. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Схему ОК — ОБ — ОЭ можно рассматривать как дифференциальный каскад ОК — ОБ с транзистором, включенным на выходе по схеме с ОЭ. В результате такого изменения увеличиваются крутизна и выходная проводимость, что позволяет реализовать на схеме ОК — ОБ — ОЭ широкополосный усилитель с большим коэффициентом усиления.

Схема ОЭ — ОК — ОБ. В этой схеме в отличие от предыдущей транзистор с ОЭ добавлен на входе каскада ОК — ОБ. Y -параметры схемы ОЭ — ОК — ОБ (рис. 18) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11ЭКБ} &\approx Y_{11} - 2 \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_{11} + 2Y}; Y_{21ЭКБ} \approx \frac{Y_{21}^2}{Y_{11} + 2Y}; \\ Y_{12ЭКБ} &\approx \frac{Y_{12}Y_{11}(Y_{12} + Y_{22})}{Y_{21}(Y_{11} + 2Y)}; Y_{22ЭКБ} \approx Y_{22} - \frac{(Y_{12} + Y_{22})(Y_{11} + Y)}{Y_{11} + 2Y}. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Схема ОЭ — ОК — ОБ не имеет никаких преимуществ перед схемой ОК — ОБ — ОЭ и отличается повышенной входной проводимостью, поэтому целесообразность ее применения сомнительна.

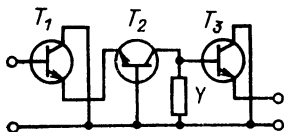


Рис. 19. Схема ОК — ОБ — ОК.

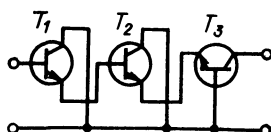


Рис. 20. Схема ОК — ОК — ОБ.

Схема ОК — ОБ — ОК. Выражения для Y -параметров схемы ОК — ОБ — ОК (рис. 19) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11\text{КБК}} &\approx \frac{1}{2} Y_{11}; Y_{21\text{КБК}} \approx -\frac{Y_{21}^2}{2(Y_{11} + Y)}; \\ Y_{12\text{КБК}} &\approx \frac{Y_{11}(Y_{22} + Y_{12})}{2Y_{21}(Y_{11} + Y)}; Y_{22\text{КБК}} \approx Y_s - \frac{Y_{11}(Y_{11} + Y_{21})}{Y_{11} + Y}. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Схему ОК — ОБ — ОК можно рассматривать как дифференциальный усилитель, нагруженный на эмиттерный повторитель. Схема обладает достаточно высокой крутизной и невысокими входной и выходной проводимостями, поэтому нашла довольно широкое применение при создании микросхем. Выходная проводимость, как и в схеме ОБ — ОК (см. рис. 8), в основном зависит от проводимости Y .

Схема ОК — ОК — ОБ. Выражения для Y -параметров схемы ОК — ОК — ОБ (рис. 20) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11\text{ККБ}} &\approx -Y_{12}; Y_{21\text{ККБ}} \approx -\frac{Y_{21}}{2}; \\ Y_{12\text{ККБ}} &\approx -\frac{Y_{11}(Y_{12} + Y_{22})}{2Y_{21}^2}; Y_{22\text{ККБ}} \approx \frac{Y_{22} - Y_{12}}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Эта схема также может рассматриваться как дифференциальный усилитель с эмиттерным повторителем на входе. Она является характерным примером того, насколько меняются основные параметры трехтранзисторного усилительного элемента от простой перестановки транзисторов. Хотя схема и используется в интегральных усилителях, ее применение вряд ли оправдано из-за низкой крутизны и склонности к самовозбуждению.

Четырехтранзисторные усилительные элементы

Существует 81 вариант усилительных элементов из четырех транзисторов. Естественно, что рассмотреть свойства всех этих вариантов не представляется возможным, поэтому ниже приведены параметры только тех элементов, которые нашли применение в микросхемах.

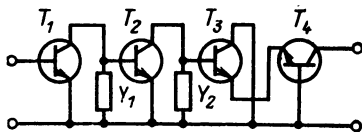


Рис. 21. Схема ОЭ — ОЭ — ОК — ОБ.

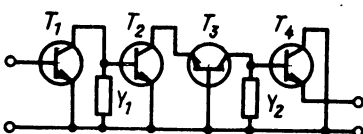


Рис. 22. Схема ОЭ — ОЭ — ОБ — ОК.

Схема ОЭ — ОЭ — ОК — ОБ. Выражения для Y -параметров схемы ОЭ — ОЭ — ОК — ОБ (рис. 21) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11ЭЭКБ} &\approx Y_{11} - \frac{Y_{21}Y_{12}(Y_{11} + 2Y_2)}{(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + 2Y_2) - 2Y_{21}Y_{12}}; \\ Y_{21ЭЭКБ} &\approx - \frac{Y_{21}^2}{(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + 2Y_2) - 2Y_{21}Y_{12}}; \\ Y_{12ЭЭКБ} &\approx - \frac{Y_{12}^2Y_{11}(Y_{12} + Y_{22})}{[(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + 2Y_2) - 2Y_{21}Y_{12}]Y_{21}}; \\ Y_{22ЭЭКБ} &\approx Y_{22} - \frac{(Y_{12} + Y_{22})[(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + Y_2) - Y_{12}Y_{21}]}{(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + 2Y_2) - 2Y_{12}Y_{21}}. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Эта схема может быть представлена как каскадное соединение схем ОЭ — ОЭ и ОК — ОБ. Усилительный элемент имеет очень высокую крутизну и малую обратную проводимость, поэтому обеспечивает значительное усиление при хорошей устойчивости. Входная проводимость схемы примерно равна проводимости $Y_{11ЭЭ}$ (см. рис. 11), а выходная в значительной степени определяется проводимостью Y_2 .

Схема ОЭ — ОЭ — ОБ — ОК. Y -параметры этой схемы (рис. 22) проще, чем предыдущей:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11ЭЭБК} &\approx Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y_1}; \\ Y_{21ЭЭБК} &\approx - \frac{Y_{21}^2}{(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + Y_2)}; \\ Y_{12ЭЭБК} &\approx - \frac{Y_{12}(Y_{12} + Y_{22})Y_{11}}{Y_{21}(Y_{11} + Y_1)(Y_{11} + Y_2)}; \\ Y_{22ЭЭБК} &\approx Y_2 - \frac{Y_{11}(Y_{21} + Y_{11})}{Y_{11} + Y_2}. \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Схема имеет достаточно высокую крутизну прямой передачи и малую обратную проводимость. Несмотря на то, что на выходе стоит эмиттерный повторитель, выходная проводимость схемы может быть достаточно мала. Это связано с малой выходной проводимостью части схемы ОЭ — ОЭ — ОБ, являющейся проводимостью источника сигнала для выходного эмиттерного повторителя. Схема находит применение при создании интегральных микросхем.

Схема ОК — ОБ — ОК — ОБ. Y -параметры схемы ОК — ОБ — ОК — ОБ (рис. 23) могут быть рассчитаны по формулам:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11КБКБ} &\approx \frac{1}{2} Y_{11}; \quad Y_{21КБКБ} \approx - \frac{Y_{21}^2}{2(Y_{11} + 2Y)}; \\ Y_{12КБКБ} &\approx - \frac{Y_{11}^2(Y_{12} + Y_{22})^2}{2Y_{21}^2(Y_{11} + 2Y)}; \quad Y_{22КБКБ} \approx \\ &\approx Y_{22} - \frac{(Y_{12} + Y_{22})(Y_{11} + Y)}{Y_{11} + 2Y}. \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

Схема ОК — ОБ — ОК — ОБ может быть представлена как каскадное соединение двух дифференциальных усилителей (см. рис. 7). Из-за достоинств дифференциальных схем усилительный элемент ОК — ОБ — ОК — ОБ распространен в интегральных микросхемах.

Схема ОЭ — ОК — ОЭ — ОК. Эта схема (рис. 24) представляет интерес как каскадное соединение усилительных и согласующих транзисторов. Выражения для ее Y -параметров имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11\text{ЭКЭК}} &\approx Y_{11} - \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_{22} + Y_1}; \\ Y_{21\text{ЭКЭК}} &\approx - \frac{Y_{21}^2}{(Y_{22} + Y_1)(Y_{11} + Y_2)}; \\ Y_{12\text{ЭКЭК}} &\approx - \frac{Y_{21}^2 Y_{12}}{(Y_{22} + Y_1)(Y_{11} + Y_2)Y_{21}}; \\ Y_{22\text{ЭКЭК}} &\approx Y_s - \frac{(Y_{11} + Y_{21})Y_{11}}{Y_{11} + Y_2}. \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

На Y -параметры этой схемы сильное влияние оказывают проводимости Y_1 и Y_2 . Особенно осторожно необходимо подходить к выбору проводимости Y_1 , так как от нее резко зависят крутизна и входная проводимость схемы.

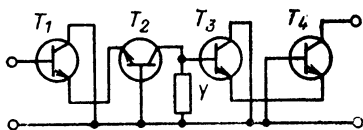


Рис. 23. Схема ОК — ОБ — ОК — ОБ.

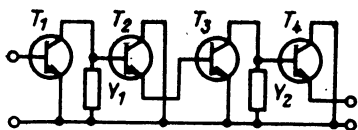


Рис. 24. Схема ОЭ — ОК — ОЭ — ОК.

Таким образом, для определения Y -параметров любой схемы многотранзисторного усилительного элемента через приведенные соотношения необходимо знать Y -параметры схемы с ОЭ. Определению параметров схемы с ОЭ посвящен § 3.

Проведенный анализ различных схем многотранзисторных усилительных элементов показывает, как велико число степеней свободы в выборе наиболее целесообразного варианта построения избирательного усилителя. Прежде чем перейти к подробному рассмотрению свойств и особенностей каждой схемы, установим связь входящих в расчетные формулы Y -параметров транзистора с элементами его физической эквивалентной схемы.

3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ Y-ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ ЧЕРЕЗ ЭЛЕМЕНТЫ ФИЗИЧЕСКОЙ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ

При анализе цепей с усилительными элементами (в том числе и с транзисторами) последние заменяются эквивалентными схемами. Существуют два типа эквивалентных схем: формальные и физические. Первые строятся на основе представления цепи четырехполюсником без раскрытия физической сущности процессов цепи. Эти схемы наиболее просты, так как содержат всего четыре элемента. Для примера на рис. 25 приведена эквивалентная схема четырехполюсника в системе Y-параметров, соответствующая уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2; \\ I_2 &= Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Формальные эквивалентные схемы удобны при численных расчетах, однако мало пригодны для исследования поведения транзисторов в диапазоне частот, так как параметры их элементов частотно-зависимы и резко отличаются для различных типов транзисторов.

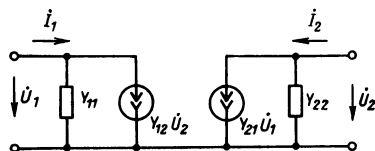


Рис. 25. Формальная эквивалентная схема транзистора.

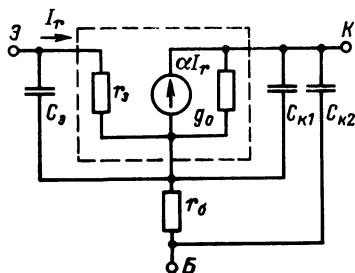


Рис. 26. Физическая эквивалентная схема транзистора.

Физические схемы получаются из теоретического анализа процессов, происходящих в транзисторе, и содержат большее число элементов, чем формальные схемы, но все эти элементы частотно-независимы.

Физические эквивалентные схемы подразделяются на два типа: Т-образные и П-образные. Оба вида схем разбиваются на две подсхемы: теоретическую модель транзистора, получаемую на основе анализа процессов дрейфа и диффузии, происходящих в базе, и элементы, до-

полняющие теоретическую модель до реальной схемы,— объемные сопротивления, зарядные емкости и т. д.

При использовании Т-образной схемы обычно вводят ограничения по частоте, току эмиттера и типу транзистора, которые значительно сужают область применения результатов. Как показывают расчеты, наилучшее приближение к экспериментальным данным дает методика определения У-параметров транзисторов с помощью П-образной эквивалентной схемы.

П-образная физическая эквивалентная схема транзистора и выделенная пунктиром теоретическая модель приведены на рис. 26 [1]. На рисунке и ниже приняты следующие обозначения: r_6 — распределенное сопротивление базы; C_9 — зарядная емкость эмиттерного перехода; $C_{к1}$, $C_{к2}$ — активная и периферийная емкости коллекторного перехода;

$$C_k = C_{к1} + C_{к2} \quad (33)$$

— полная емкость коллекторного перехода, причем в справочниках по транзисторам обычно приводится постоянная времени цепи коллектора, равная

$$\tau_k = r_6 C_{к1}; \quad (34)$$

r_9 — сопротивление эмиттерного перехода, Ом:

$$r_9 \approx \frac{25,3}{I_9}; \quad (35)$$

I_9 — ток эмиттера, мА; α — коэффициент усиления по току в схеме с ОБ; g_0 — активная составляющая выходной проводимости на низкой частоте; I_T — входной ток теоретической модели транзистора.

Для выражения частотных свойств транзисторов в справочниках приводится частота единичного усиления:

$$\left. \begin{aligned} \omega_T &= |\beta| \omega; \\ \omega_T &= 2\pi f_T, \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

где $|\beta|$ — модуль коэффициента усиления по току в схеме с ОЭ на частоте $\omega > 0,3\omega_s$; ω_s — граничная частота по крутизне.

Частоты ω_T и ω_s связаны соотношением

$$\omega_s = \omega_T \frac{h_{11}}{r_6}, \quad (37)$$

где h_{11} — входное сопротивление в схеме с ОБ на низкой частоте, которое может быть определено по следующей формуле:

$$h_{11} \approx r_s + \frac{r_6}{\beta_0} + r_{\text{э.конт}}, \quad (38)$$

где β_0 — низкочастотное значение коэффициента усиления по току в схеме с ОЭ; $r_{\text{э.конт}}$ — контактное сопротивление в эмиттерной цепи. Величиной $r_{\text{э.конт}}$ для большинства типов транзисторов можно пренебречь.

Таблица 1

Формулы для расчета Y-параметров схемы с ОЭ

Параметр	Схема с ОЭ
Y_{11}	$\frac{1 + j\beta_0\omega/\omega_T}{\beta_0 h_{11} (1 + j\omega/\omega_s)}$
g_{11}	$\frac{1 + \beta_0 (\omega/\omega_T)^2 (r_6/h_{11})}{\beta_0 h_{11} [1 + (\omega/\omega_s)^2]}$
b_{11}	$\frac{\omega}{\omega_T} \frac{\beta_0 h_{11} - r_6}{\beta_0 h_{11}^2 [1 + (\omega/\omega_s)^2]}$
Y_{22}	$j\omega C_K + \frac{j\omega\tau_K}{h_{11} (1 + j\omega/\omega_s)}$
g_{22}	$\omega\tau_K \frac{\omega}{\omega_s} \frac{1}{h_{11} [1 + (\omega/\omega_s)^2]}$
b_{22}	$\omega C_K + \frac{\omega\tau_K}{h_{11} [1 + (\omega/\omega_s)^2]}$
Y_{21}	$\frac{\alpha_0}{h_{11} (1 + j\omega/\omega_s)}$
$ Y_{21} $	$\frac{\alpha_0}{h_{11} \sqrt{1 + (\omega/\omega_s)^2}}$
Y_{12}	$-j\omega C_K + j\omega\tau_K \frac{1 + j\beta_0\omega/\omega_T}{\beta_0 h_{11} (1 + j\omega/\omega_s)}$
$ Y_{12} $	$\sim \omega C_K$

Обычно в справочниках приводятся следующие параметры транзисторов: β_0 , $C_{к1}$, $|\beta|$ на высокой частоте или частота f_T и постоянная времени $r_b C_{к1}$. Недостающие параметры эквивалентной схемы можно определить следующим образом.

Если неизвестно точное соотношение между емкостями $C_{к1}$ и $C_{к2}$, можно воспользоваться формулой

$$\frac{C_{к1}}{C_{к2}} = \gamma \approx 0,3. \quad (39)$$

Значения γ для некоторых типов транзисторов приведены в § 6.

Определив величину $C_{к1}$, по формуле (34) можно найти r_b . Далее для выбранного тока эмиттера (о выборе I_b см. § 1) находят сопротивление эмиттерного перехода r_e по формуле (35) и параметр h_{11} [выражение (38)]. Частота f_T , если она не задана, определяется из соотношения (36). Наконец, используя (37), можно найти частоту f_β .

Выражения, связывающие Y-параметры схемы с ОЭ с элементами физической эквивалентной схемы транзистора, приведены в табл. 1.

4. ПРОБЛЕМА УСТОЙЧИВОСТИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

При проектировании избирательных усилителей приходится сталкиваться с рядом противоречивых требований. Одним из таких требований в первую очередь является получение заданного усиления при наименьшем количестве каскадов и обеспечение устойчивости усилителя. Под устойчивостью понимаются отсутствие склонности усилителя к самовозбуждению и стабильность его основных параметров (полосы пропускания, коэффициента усиления и т. п.) при изменениях рабочего режима, уровня входного сигнала и параметров усилительных элементов, которые возможны в условиях производства и эксплуатации.

Противоречие между усилением и устойчивостью возникает из-за наличия паразитных обратных связей, которые в транзисторных усилителях могут быть разделены на две группы: внешние и внутренние.

Внешние обратные связи обусловлены наличием индуктивной и емкостной связи между элементами усилителя, соединительными проводами и т. д. Этот вид об-

ратных связей можно ослабить с помощью рационального размещения элементов, а также учесть при проектировании усилителя [3].

Внутренняя обратная связь создается за счет обратной проводимости усилительных элементов $Y_{12yc.эл.}$. Ее влияние может быть устранено или ослаблено применением различного рода схемных решений, например нейтрализации, коррекции [2] или каскодного включения транзисторов. В случаях, когда режим работы транзисторов меняется из-за ручной или автоматической регулировки, транзистор работает в широком диапазоне частот и т. д., и применить нейтрализацию или коррекцию не удастся, расчет усилителей осуществляется с учетом внутренней обратной связи.

В избирательных усилителях на транзисторах внутренняя обратная связь начинает сильно влиять на работу усилителя уже при относительно небольших усилениях и на низких частотах, поэтому соображения устойчивости выступают на первый план, а обеспечение устойчивости является основной проблемой при создании этих усилителей.

Наиболее эффективным методом повышения устойчивости избирательных усилителей на транзисторах в дискретном исполнении является применение каскодных схем. В этом случае обратная проводимость уменьшается в несколько раз, а крутизна остается прежней или увеличивается. Повышение устойчивости каскодных схем связано с отсутствием колебательной системы между транзисторами и увеличением в связи с этим рассогласования, что в свою очередь приводит к уменьшению усиления на один транзистор. Как показано в [3], устойчивое усиление каскодного усилителя всегда больше устойчивого усиления двух однотранзисторных резонансных каскадов.

В интегральных усилителях проблема устойчивости занимает еще более важное место, чем в дискретных. Это связано с тем, что при настройке схемы дискретного усилителя имеется возможность в некотором изменении схемы с целью повышения устойчивости, чего часто нельзя осуществить в интегральных усилителях. Здесь к выбору схемы усилительного элемента, которая определяет устойчивость, необходимо подходить весьма осторожно, так как после серийного выпуска микросхем, склонных к самовозбуждению, трудно, а иногда и невозможно что-либо исправить.

Для того чтобы выбрать наиболее устойчивую схему усилителя, необходим удобный и простой метод анализа устойчивости. Особенно трудно анализировать устойчивость полупроводниковых интегральных схем с многотранзисторными усилительными элементами, где, помимо расчета параметров сложных усилительных элементов, необходимо учитывать паразитные связи между элементами. В усилителях на гибридных микросхемах такой анализ несколько проще, но все же остается достаточно сложным по сравнению с дискретными усилителями.

5. УСТОЙЧИВЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ КАСКАДА С МНОГОТРАНЗИСТОРНЫМ УСИЛИТЕЛЬНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ

Для определения устойчивого коэффициента усиления транзисторного каскада $K_{уст}$ воспользуемся выражением [3]

$$K_{уст} = \sqrt{\frac{|Y_{21yc.эл}|}{|Y_{12yc.эл}|}} (1 - K_y), \quad (40)$$

где $|Y_{21yc.эл}|$ — модуль крутизны усилительного элемента; $|Y_{12yc.эл}|$ — модуль обратной проводимости усилительного элемента; K_y — коэффициент устойчивости, который характеризует удаленность усилителя от порога самовозбуждения.

При $K_y=1$ усилитель абсолютно устойчив, а при $K_y=0$ самовозбуждается, т. е. $0 \leq K_y \leq 1$. Обычно выбирают $K_y=0,7 \div 0,95$ (подробно о выборе K_y и его физическом смысле см. § 7).

Выражение (40) определяет то максимальное значение коэффициента усиления каскада, при котором его коэффициент устойчивости будет не хуже K_y . Это усиление зависит от отношения крутизны к обратной проводимости, которое обычно называют активностью усилительного элемента:

$$A = \frac{|Y_{21yc.эл}|}{|Y_{12yc.эл}|}. \quad (41)$$

Активность характеризует качество усилительного элемента, так как чем больше A , тем больший устойчивый коэффициент усиления можно реализовать при его применении.

Таким образом, чтобы вычислить устойчивый коэффициент усиления усилителя с любым многотранзистор-

ным усилительным элементом, достаточно определить его активность. Для этого нужно найти параметры $|Y_{21\text{ус.эл}}|$ и $|Y_{12\text{ус.эл}}|$. Воспользовавшись, например, данными § 2, это можно выполнить для рассмотренных усилительных элементов. Однако существует и более простой метод нахождения активности.

Можно показать, что активность каскадного соединения нескольких усилительных элементов равна произведению активностей отдельных элементов, т. е.

$$A_N = A_1 A_2 A_3 \dots A_n. \quad (42)$$

Если под A_1, A_2, \dots, A_n подразумевать активности транзисторов сложного усилительного элемента, включенных по схемам с ОЭ, ОБ и ОК, то

$$K_{\text{уст}} = \sqrt{A_{\text{ОЭ}}^m A_{\text{ОБ}}^n A_{\text{ОК}}^p (1 - K_y)}, \quad (43)$$

где $m=0, 1, 2 \dots$ — число транзисторов в усилительном элементе, включенных по схеме с ОЭ; $n=0, 1, 2 \dots$ — число транзисторов в усилительном элементе, включенных по схеме с ОБ; $p=0, 1, 2 \dots$ — число транзисторов в усилительном элементе, включенных по схеме с ОК.

Если представить активности схем с ОБ и ОК через активность транзистора, включенного по схеме с ОЭ, т. е. параметры $Y_{21\text{ус.эл}}$ и $Y_{12\text{ус.эл}}$ схем с ОБ и ОК через Y -параметры схемы с ОЭ, можно получить:

$$K_{\text{уст}} \approx \sqrt{\left| \frac{Y_{21}}{Y_{12}} \right|^m \left| \frac{Y_{21}}{Y_{12} + Y_{22}} \right|^n \left| \frac{Y_{21}}{Y_{11}} \right|^p (1 - K_y)}. \quad (44)$$

Из выражения (44) видно, что для определения устойчивого коэффициента усиления усилителя с многотранзисторным усилительным элементом нет необходимости определять Y -параметры этих элементов. Достаточно знать лишь Y -параметры транзистора в схеме с ОЭ, количество и схемы включения транзисторов в усилительном элементе.

Например, для схемы с ОЭ при $m=1, n=p=0$ из (44) получается известное соотношение

$$K_{\text{уст.ОЭ}} = \sqrt{\frac{|Y_{21}|}{|Y_{12}|} (1 - K_y)},$$

для схемы ОБ — ОБ при $m=1, n=1, p=0$

$$K_{\text{уст.ОЭ-ОБ}} = \sqrt{\frac{|Y_{21}|^2}{|Y_{12}(Y_{12} + Y_{22})|} (1 - K_y)}$$

и т. д.

После замены Y -параметров в формуле (44) их выражениями через элементы эквивалентной схемы (табл. 1) получим:

$$K_{уст} = \sqrt{\left(\frac{1/(\omega C_K h_{11})}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2}} \right)^m \left(\frac{1/(\omega \tau_K)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2}} \right)^n \times} \\ \times \left(\frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\beta_0 \frac{\omega}{\omega_T}\right)^2}} \right)^p (1 - K_y). \quad (45)$$

По формуле (45) можно рассчитать устойчивый коэффициент усиления через параметры физической эквивалентной схемы транзистора и исследовать его частотную зависимость.

На высоких частотах при

$$(2-3) \omega_s \leq \omega \leq 0,5 \omega_T \quad (46)$$

выражение (45) можно упростить. В этом случае

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2} &\approx \frac{\omega}{\omega_s}; \\ \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2} &\approx 1; \\ \sqrt{1 + \left(\beta_0 \frac{\omega}{\omega_T}\right)^2} &\approx \beta_0 \frac{\omega}{\omega_T}, \end{aligned} \right\} \quad (47)$$

и оно принимает вид:

$$K_{уст} \approx \sqrt{\left(\frac{\omega_T}{\omega^2 r_0 C_K} \right)^m \left(\frac{1}{\omega \tau_K} \right)^n \left(\frac{\omega_T}{\omega} \right)^p (1 - K_y)}. \quad (48)$$

Напомним, что основным выражением для определения устойчивого коэффициента усиления является выражение (45). Формула (48) справедлива только для высоких частот, соизмеримых с предельной частотой транзисторов f_T , и может служить только для грубой оценки величины $K_{уст}$.

В табл. 2 приведены приближенные выражения для оценки устойчивого коэффициента усиления на высоких частотах различных схем многотранзисторных и одностранзисторных усилительных элементов, рассмотренных

**Формулы для расчета устойчивого коэффициента усиления
на высоких частотах**

Схема	$K_{уст}$
ОЭ	$\frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{\omega_T (1 - K_y)}{r_6 C_K}}$
ОБ	$\sqrt{\frac{1 - K_y}{\omega r_6 C_{K1}}}$
ОЭ—ОЭ	$\frac{\omega_T}{\omega^2 r_6 C_K} \sqrt{1 - K_y}$
ОЭ—ОБ, ОБ—ОЭ	$\frac{1}{\omega r_6} \sqrt{\frac{\omega_T (1 - K_y)}{\omega C_K C_{K1}}}$
ОБ—ОБ	$\frac{1}{\omega r_6 C_{K1}} \sqrt{1 - K_y}$
ОК—ОЭ, ОЭ—ОК	$\frac{\omega_T}{\omega} \sqrt{\frac{1 - K_y}{\omega r_6 C_K}}$
ОК—ОБ, ОБ—ОК	$\frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{\omega_T}{r_6 C_{K1}} (1 - K_y)}$
ОЭ—ОЭ—ОЭ	$\frac{\omega_T}{\omega^2 r_6 C_K} \sqrt{\frac{\omega_T}{r_6 C_K} (1 - K_y)}$
ОЭ—ОЭ—ОБ, ОБ—ОЭ—ОЭ, ОЭ—ОБ—ОЭ	$\frac{\omega_T}{\omega^2 r_6 C_K} \sqrt{\frac{1 - K_y}{\omega r_6 C_{K1}}}$
ОК—ОБ—ОЭ, ОЭ—ОБ—ОК, ОЭ—ОК—ОБ, ОК—ОЭ—ОБ	$\frac{\omega_T}{\omega^2 r_6} \sqrt{\frac{1 - K_y}{C_{K1} C_K}}$
ОК—ОБ—ОК, ОК—ОК—ОБ	$\frac{\omega_T}{\omega} \sqrt{\frac{1 - K_y}{\omega r_6 C_{K1}}}$

в § 2. Приближенные выражения получены с помощью формулы (48) и могут применяться для оценки $K_{уст}$ на частотах $(0,1—0,5)f_T$.

Из табл. 2 видно, что устойчивый коэффициент усиления многотранзисторных схем не зависит от порядка следования различных схем включения транзисторов, т. е., например,

$$K_{устОЭ-ОБ} = K_{устОБ-ОЭ},$$

а также от проводимостей резисторов, включенных между транзисторами.

Таким образом, определение устойчивого коэффициента усиления сложных схем усилителей с помощью выражения (45) не представляет сколько-нибудь значительных трудностей. Следует подчеркнуть, что предложенный метод определения $K_{уст}$ справедлив не только для дискретных и гибридных интегральных усилителей, но и для полупроводниковых микросхем в том случае, если можно пренебречь паразитными связями между элементами.

6. СРАВНЕНИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПО УСТОЙЧИВОМУ КОЭФФИЦИЕНТУ УСИЛЕНИЯ

Большое число схем резонансных усилителей и различная устойчивость их в диапазоне частот затрудняют выбор схем с наибольшим устойчивым коэффициентом усиления. При сравнении, например, схемы с ОЭ со схемой с ОБ давно установлено, что на невысоких частотах усилитель по схеме с ОЭ имеет большее устойчивое усиление, чем по схеме с ОБ, а на высоких частотах устойчивее оказывается усилитель по схеме с ОБ. Проведенный в § 2 анализ эквивалентных Y -параметров позволил выявить схемы с минимальной обратной проводимостью, однако устойчивый коэффициент усиления зависит не только от обратной, но и от прямой проводимости (крутизны) усилительного элемента. Для выявления наиболее устойчивых, т. е. имеющих наибольший $K_{уст}$, схем сравним устойчивые коэффициенты усиления рассмотренных выше усилителей в диапазоне частот.

Сравнение одностранзисторных усилительных элементов

Из анализа формул для $K_{уст}$ схем с ОЭ и ОБ (табл. 2) можно заключить, что $K_{уст}$ схемы с ОЭ обрат-

но пропорционален ω , а $K_{уст}$ схемы с ОБ обратно пропорционален $\sqrt{\omega}$, поэтому функции $K_{уст}(\omega)$ этих схем имеют точку пересечения. Для нахождения этой точки приравняем устойчивые коэффициенты усиления схем с ОЭ и ОБ. На основании выражения (45) получим:

$$\sqrt{\frac{1-K_y}{\omega_{К} h_{11} \sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2}}} = \sqrt{\frac{1-K_y}{\omega_{Т} \sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2}}}.$$

При условии выполнения правой части неравенства (46) после преобразований с учетом (34) и (39) находим критическую частоту $\omega_{кр}$, на которой коэффициенты усиления схем с ОЭ и ОБ равны:

$$\omega_{кр} = \omega_T \sqrt{\gamma^2 - \frac{h_{11}^2}{r_{г}^2}}. \quad (49)$$

С помощью выражения (49) можно определить, какая из схем обладает большим устойчивым коэффициентом усиления на заданной частоте при выбранном типе транзистора и его эмиттерном токе. При этом в зависимости от параметров и режима транзистора могут быть три случая.

1 случай.

$$\gamma^2 > \frac{h_{11}^2}{r_{г}^2}.$$

Уравнение (49) имеет один действительный положительный корень, отличный от нуля, т. е. существует частота $\omega_{кр}$, ниже которой наибольшим устойчивым коэффициентом усиления обладает схема с ОЭ, а выше — схема с ОБ. Если $\gamma^2 \gg h_{11}^2/r_{г}^2$, что бывает при сравнительно больших токах эмиттера ($I_{э} \gg 5$ мА), выражение (49) принимает вид:

$$\omega_{кр} \approx \gamma \omega_T. \quad (49a)$$

Частота $\omega_{кр}$ пропорциональна граничной частоте ω_T и зависит от величины γ , которая определяется соотношением между активной и пассивной частями емкости коллекторного перехода и может быть определена по формуле (39). Величина γ зависит от технологии изготовления и типа транзистора. Для сплавно-диффузионных транзисторов $\gamma = 0,5 \div 0,3$, для мезатранзисторов $\gamma = 0,3 \div 0,25$, для планарных $\gamma = 0,25 \div 0,1$.

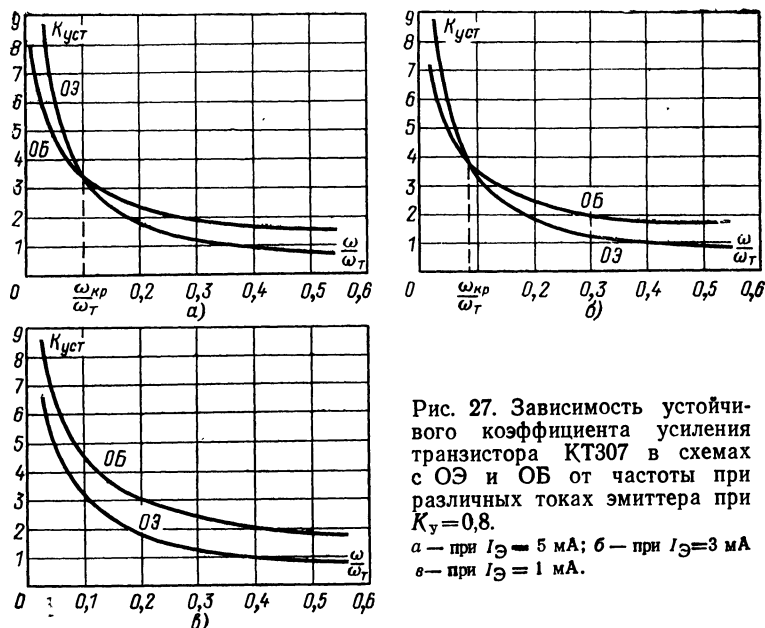


Рис. 27. Зависимость устойчивого коэффициента усиления транзистора КТ307 в схемах с ОЭ и ОБ от частоты при различных токах эмиттера при $K_y=0,8$.

а — при $I_{\text{Э}} = 5$ мА; б — при $I_{\text{Э}} = 3$ мА
в — при $I_{\text{Э}} = 1$ мА.

Значения γ некоторых типов транзисторов приведены ниже, причем для транзисторов П416, ГТ308, ГТ313, ГТ311 они взяты из [1], где приведены значения $\xi=1/\gamma$.

Величина γ некоторых типов транзисторов

Тип транзистора	γ
П416	0,5
ГТ308	0,4
ГТ313	0,33
ГТ311	0,25
КТ307	0,1

Таким образом, частота $f_{\text{кр}}=(0,1\div 0,5)f_{\text{Т}}$, т. е. схема с ОЭ чаще всего имеет больший устойчивый коэффициент усиления, чем схема с ОБ.

II случай.

$$\gamma^2 = \frac{h_{11}^2}{r_{\text{с6}}^2}.$$

В этом случае уравнение (49) имеет один нулевой корень, поэтому $\omega_{\text{кр}}=0$, т. е. устойчивые коэффициенты усиления схем с ОЭ и ОБ равны только на низкой частоте. Практически это означает, что схема с ОБ имеет

больший устойчивый коэффициент усиления на всех частотах, кроме очень низких, где не встает вопрос устойчивости.

III случай.

$$\gamma^2 < \frac{h_{11}^2}{r_6^2}.$$

Уравнение (49) не имеет решения, т. е. устойчивый коэффициент усиления схемы с ОБ больше, чем схемы с ОЭ, на любой частоте.

Для иллюстрации этих выводов на рис. 27 приведены зависимости устойчивых коэффициентов усиления схем с ОЭ и ОБ на транзисторе КТ307 при различных токах эмиттера. При $I_Э = 5$ мА транзистор имеет следующие параметры: $f_T = 640$ МГц; $r_6 = 150$ Ом; $C_K = 2,7$ пФ; $\gamma = 0,1$; $\tau_K = 43$ пс; $\beta_0 = 120$. Им соответствует $\gamma^2 \gg h_{11}^2/r_6^2$, т. е. имеет место I случай. Из рис. 27, а видно, что до частоты $0,1\omega_T$ схема с ОЭ обеспечивает больший устойчивый коэффициент усиления по сравнению со схемой с ОБ. Это согласуется с выражением (49а).

При уменьшении тока $I_Э$ уменьшается и частота $\omega_{кр}$. Так, при токе $I_Э = 3$ мА $\omega_{кр} \approx 0,08\omega_T$ (рис. 27, б). При $I_Э = 1$ мА $\gamma^2 < h_{11}^2/r_6^2$, т. е. имеем III случай, поэтому $K_{уст}$ схемы с ОБ больше $K_{уст}$ схемы с ОЭ на любой частоте (рис. 27, в).

Таким образом, изменением режима транзистора по постоянному току можно в определенных пределах влиять на соотношение устойчивых коэффициентов усиления транзистора в схеме с ОЭ и ОБ.

Это связано с тем, что обратная проводимость Y_{12} транзистора в схеме с ОЭ почти не зависит от тока $I_Э$, а в схеме с ОБ обратная проводимость $Y_{12Б}$ с увеличением $I_Э$ возрастает.

На рис. 28 представлены рассчитанные для того же транзистора зависимости устойчивых коэффициентов усиления схем с ОЭ и ОБ от тока эмиттера на частотах f_0 10, 30 и 60 МГц. Анализ этих зависимостей показывает, что $K_{уст}$ схемы с ОБ от тока эмиттера почти не зависит, а $K_{уст}$ схемы с ОЭ возрастает с увеличением $I_Э$, поэтому в области частот $f < \gamma f_T$ для каждой частоты существует такой ток $I_Э$, при котором устойчивые коэффициенты усиления схем с ОЭ и ОБ равны. По мере

уменьшения частоты этот ток уменьшается и в пределе при $f=0$ стремится к граничному току $I_{Эгр}$, при котором $f_{кр}=0$.

Зависимость тока эмиттера, соответствующего различным частотам $f_{кр}$, показана на рис. 28 пунктиром.

На рис. 29 построены зависимости частоты $f_{кр}$ от тока эмиттера для различных транзисторов. При $f_{кр}=0$

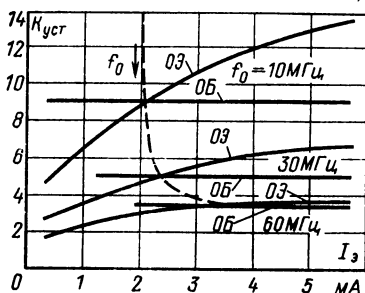


Рис. 28. Зависимость устойчивого коэффициента усиления транзистора КТ307 в схемах с ОЭ и ОБ от тока эмиттера на различных частотах.

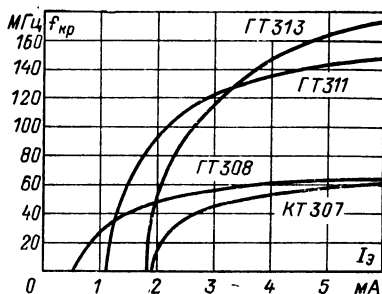


Рис. 29. Зависимость критической частоты некоторых транзисторов от тока эмиттера.

все кривые пересекают ось абсцисс, при этом точки пересечения определяют граничные токи $I_{Эгр}$, которые можно рассчитать по формуле

$$I_{Эгр} \approx \frac{25,3}{\gamma r_6 - \frac{r_6}{\beta_0}}. \quad (50)$$

Строго говоря, точно определить ток $I_{Эгр}$ можно только методом последовательных приближений, так как β_0 зависит от $I_э$. Однако обычно $\gamma r_6 \gg r_6/\beta_0$, поэтому приближенно можно принять, что низкочастотный коэффициент усиления по току равен его значению при $I_э = 5$ мА.

При $I_э > I_{Эгр}$ на частотах, меньших $f_{кр}$, определяемой по формуле (49), схема с ОЭ имеет больший устойчивый коэффициент усиления, чем схема с ОБ. Из рис. 29 видно, что при увеличении тока эмиттера $f_{кр}$ каждого транзистора стремится к постоянной величине, которую

можно найти по формуле (49а). Эта формула, следовательно, справедлива для большинства транзисторов при $I_{\text{Э}} \geq 5$ мА.

Если $I_{\text{Э}} < I_{\text{Эгр}}$, схема с ОБ имеет больший $K_{\text{уст}}$ по сравнению со схемой с ОЭ независимо от частоты.

Таким образом, при малых токах эмиттера, характерных для интегральных микросхем, схема с ОБ может обеспечить больший устойчивый коэффициент усиления, чем схема с ОЭ.

При сравнительно больших токах эмиттера и у схема с ОЭ имеет больший $K_{\text{уст}}$ в широкой области частот. Например, на рис. 30 построены зависимости устойчивого коэффициента усиления от частоты для резонансных усилителей по

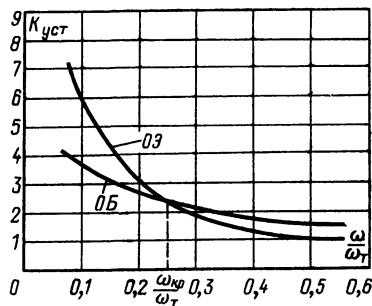


Рис. 30. Зависимость устойчивого коэффициента усиления транзистора ГТ311 в схемах с ОЭ и ОБ от частоты при $I_{\text{Э}} = 5$ мА, $K_{\gamma} = 0,8$.

схемам с ОЭ и ОБ на транзисторах ГТ311 при $I_{\text{Э}} = 5$ мА. Параметры транзистора: $f_T = 600$ МГц, $r_{\text{б}} = 100$ Ом, $C_{\text{к}} = 1,5$ пФ, $\gamma = 0,25$. При этом $f_{\text{кр}} \approx 150$ МГц, т. е. на частотах до 150 МГц, где в основном может быть использован транзистор ГТ311, схема с ОЭ имеет больший устойчивый коэффициент усиления по сравнению со схемой с ОБ.

Сравнение многотранзисторных усилительных элементов

Нахождение оптимальных по устойчивому коэффициенту усиления двухтранзисторных схем начнем с определения точки пересечения функций $K_{\text{устОЭ—ОЭ}}(\omega)$ и $K_{\text{устОЭ—ОБ}}(\omega)$. Приравняем выражения для $K_{\text{уст}}$ соответствующих схем, полученные из формулы (45):

$$\sqrt{\frac{1 - K_{\gamma}}{\left(\omega C_{\text{к}} h_{11} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2}\right)^2}} = \sqrt{\frac{1 - K_{\gamma}}{\omega^2 \tau_{\text{к}} C_{\text{к}} h_{11} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2}}}.$$

После преобразований находим частоту $\omega'_{кр}$, на которой коэффициенты усиления схем ОЭ—ОЭ и ОЭ—ОБ равны:

$$\omega'_{кр} = \omega_T \sqrt{\gamma^2 - \frac{h_{11}^2}{r_{26}^2}}, \quad (51)$$

Аналогичные результаты можно получить для схем ОК—ОЭ и ОК—ОБ:

$$K_{уст. \text{ ОК-ОЭ}} = K_{уст. \text{ ОК-ОБ}};$$

$$\omega''_{кр} = \omega_T \sqrt{\gamma^2 - \frac{h_{11}^2}{r_{26}^2}}. \quad (52)$$

Из сравнения формул (49), (51) и (52) можно заключить, что $\omega_{кр} = \omega'_{кр} = \omega''_{кр}$. Следовательно, анализ, проведенный для схем с ОЭ и ОБ, полностью справедлив и для каскодных схем, имеющих в своем составе схемы с ОЭ и ОБ.

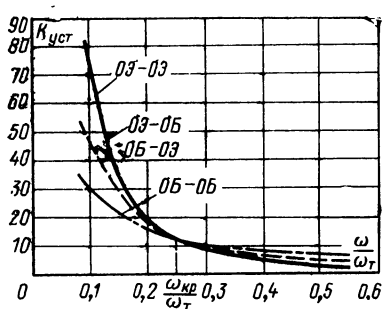


Рис. 31. Зависимость устойчивого коэффициента усиления каскодных схем ОЭ—ОЭ, ОЭ—ОБ, ОБ—ОЭ и ОБ—ОБ от частоты при $I_{Э} = 5$ мА, $K_y = 0,8$.

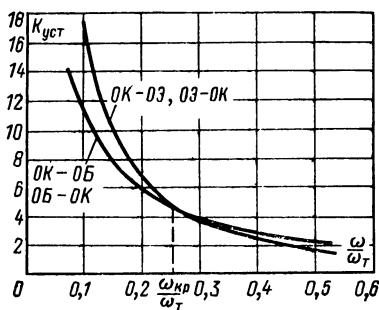


Рис. 32. Зависимость устойчивого коэффициента усиления схем ОК—ОЭ и ОК—ОБ от частоты при $I_{Э} = 5$ мА, $K_y = 0,8$.

Для частоты $\omega_{кр}$ максимальным устойчивым коэффициентом усиления обладает каскодный усилитель ОЭ—ОЭ, на более высоких частотах — усилитель ОБ—ОБ. Каскод ОЭ—ОБ занимает промежуточное положение.

Для иллюстрации этих выводов на рис. 31 построены зависимости устойчивого коэффициента усиления от частоты каскодных схем ОЭ—ОЭ, ОЭ—ОБ, ОБ—ОЭ и

ОБ—ОБ на транзисторах ГТ311 при $I_3=5$ мА, $K_y=0,8$, $\gamma=0,25$ и $f_{кр}=150$ МГц.

На рис. 32 построены зависимости устойчивого коэффициента усиления от частоты каскодных схем ОК—ОЭ и ОК—ОБ. До частоты $f_{кр}$ схема ОК—ОЭ обладает большим усилением, чем схема ОК—ОБ, что согласуется с (52). Из сопоставления рис. 31 и 32 можно сделать вывод, что каскодные схемы ОЭ—ОЭ, ОЭ—ОБ, ОБ—ОЭ и ОБ—ОБ имеют в несколько раз большие устойчивые коэффициенты усиления, чем схемы ОК—ОЭ, ОЭ—ОК, ОК—ОБ и ОБ—ОК во всей области частот. Это связано с большой величиной обратной проводимости транзистора в схеме с ОК, входящего в состав последних четырех каскодных схем.

Следует заметить, что схема ОК—ОБ, распространенная в микроэлектронике из-за возможности ее выполнения на базе дифференциального усилителя, имеет наименьшее усиление по сравнению с другими каскодными схемами на частотах $\omega_{\text{от}}$, т. е. в области частот, где она чаще всего используется.

Приведенные выводы справедливы и для других многотранзисторных усилительных элементов, т. е. для трех-, четырех-транзисторных и т. д. Например, из трехтранзисторных усилительных элементов ОЭ—ОЭ—ОЭ, ОЭ—ОБ—ОБ (рис. 33) схема ОЭ—ОЭ—ОЭ до частоты $\omega_{\text{от}}$ имеет максимальное устойчивое усиление.

Таким образом, до частоты $\omega_{\text{от}}$ максимальным устойчивым усилением обладают усилители, имеющие наибольшее количество транзисторов по схеме с ОЭ, а на более высоких частотах — имеющие наибольшее количество транзисторов по схеме с ОБ.

Найдем соотношение между устойчивым коэффициентом усиления усилителя с многотранзисторным усилительным элементом и коэффициентом усиления много-

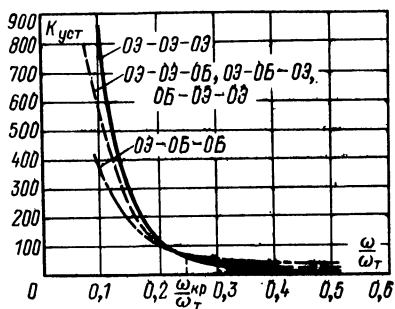


Рис. 33. Зависимость устойчивого коэффициента усиления трехтранзисторных схем от частоты на транзисторах ГТ311 при $I_3=5$ мА, $K_y=0,8$.

каскадного резонансного усилителя с аналогичным включением и количеством транзисторов. При этом учтем, что устойчивый коэффициент усиления каскада n -каскадного резонансного усилителя при коэффициенте устойчивости всего усилителя K_y определяется по формуле [3]

$$K_{уст.ед} = \sqrt[n]{\left| \frac{Y_{21}}{Y_{12}} \right| \frac{(1 - K_y)}{n}}, \quad (53)$$

где n — количество каскадов.

Воспользовавшись выражениями табл. 2, найдем выигрыш при применении схемы ОЭ — ОЭ вместо двух каскадов по схеме с ОЭ:

$$\begin{aligned} N_2 &= \frac{K_{уст.ОЭ-ОЭ}}{(K_{уст.ОЭ})^2} = \frac{\frac{\omega_T \sqrt{1 - K_y}}{\omega^2 r_6 C_K}}{\left(\frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{\omega_T (1 - K_y)}{2 r_6 C_K}} \right)^2} = \\ &= \frac{2}{\sqrt{1 - K_y}}. \end{aligned} \quad (54)$$

Аналогично для трехтранзисторных схем

$$N_3 = \frac{3}{1 - K_y};$$

для n -транзисторных схем

$$N_n = \frac{n}{(\sqrt{1 - K_y})^{n-1}}. \quad (55)$$

Находим выигрыш в устойчивом коэффициенте усиления, приходящийся на один транзистор:

$$N_{нед} = \sqrt[n]{\frac{n}{(\sqrt{1 - K_y})^{n-1}}}. \quad (56)$$

В табл. 3 приведены значения N_n и $N_{нед}$, вычисленные по формулам (55) и (56) при $K_y = 0,8$ для n от 2 до 6.

Из табл. 3 видно, что применение многотранзисторных усилительных элементов дает существенный выигрыш в устойчивом усилении на один транзистор (6—8 дБ при $K_y = 0,8$ и 8—10 дБ при $K_y = 0,9$). Выигрыш заметно увеличивается при увеличении количества транзисторов с двух до четырех, а затем почти не меняется.

Таблица 3

Зависимость выигрыша в устойчивом коэффициенте усиления от количества транзисторов усилительного элемента при различных n

n	N_n		$N_{пед}$		$N_{пед}, \text{ дБ}$	
	$K_y=0,8$	$K_y=0,9$	$K_y=0,8$	$K_y=0,9$	$K_y=0,8$	$K_y=0,9$
2	4,45	6,33	2,1	2,52	6,4	8
3	15	30	2,45	3,1	7,8	9,8
4	44,5	127,3	2,6	3,35	8,3	10,5
5	125	500	2,62	3,47	8,36	10,8
6	333	1910	2,63	3,52	8,4	10,92

На практике, однако, выигрыш получается меньше, так как высокое устойчивое усиление при применении многотранзисторных усилительных элементов обычно реализовать не удастся, что будет показано ниже.

Таким образом, более чем четырехтранзисторные усилительные элементы применять нецелесообразно, так как при этом выигрыш в устойчивом усилении не увеличивается, а реализуемое усиление на транзистор уменьшается.

При выборе количества транзисторов следует учитывать и то обстоятельство, что при высоком усилении многотранзисторные усилительные элементы могут работать неустойчиво, даже если их коэффициенты усиления не превышают устойчивых. Это может быть в случае близкого расположения входных и выходных элементов схемы из-за паразитных связей между этими элементами, что особенно характерно для микросхем. Поэтому наиболее целесообразно применять в микросхемах трех-, четырехтранзисторные усилительные элементы.

Выше было установлено, что наибольшим устойчивым коэффициентом усиления обладают усилительные элементы, содержащие максимальное количество транзисторов по схеме с ОЭ, т. е. из трехтранзисторных это схема ОЭ—ОЭ—ОЭ, а из четырехтранзисторных — схема ОЭ—ОЭ—ОЭ—ОЭ. Однако, помимо высокого устойчивого коэффициента усиления, к усилителям предъявляют требования определенной полосы пропускания, заданной неравномерности коэффициента усиления микросхемы при конструировании на ней усилителей на различные частоты и т. д. Выбор типа усилительного элемента должен быть проведен с учетом этих требований, что будет подробно рассмотрено в § 8.

7. ВЫБОР КОЭФФИЦИЕНТА УСТОЙЧИВОСТИ

Понятие коэффициента устойчивости как меру удаленности от порога самовозбуждения усилителя впервые предложил В. И. Сифоров. При этом коэффициент устойчивости определяется следующим выражением:

$$K_y = \frac{R_s}{R'_s}, \quad (57)$$

где R_s — резонансное сопротивление входного контура усилителя без учета влияния внутренней обратной связи; R'_s — резонансное сопротивление этого контура с учетом внутренней обратной связи при самой невыгодной комбинации расстроек входного и выходного колебательных контуров.

Изменение эквивалентного сопротивления колебательного контура при постоянной резонансной частоте может быть связано только с изменением его добротности, а значит, и полосы пропускания. Таким образом, выражение (57) указывает на связь коэффициента устойчивости резонансного усилителя с изменением его полосы пропускания, а именно, при K_y , близком к единице, изменение полосы пропускания входного контура под действием внутренней обратной связи очень мало. Можно показать, что при $K_y=0,8$ изменение полосы составит приблизительно 20%, при $K_y=0,9$ —10% и т. д. Если бы K_y в процессе эксплуатации оставался строго постоянным, то такое изменение полосы пропускания также оставалось бы постоянным и его можно было бы учесть при расчете усилителя. Однако из-за разброса параметров транзисторов, нестабильности питающих напряжений, изменения параметров транзисторов в результате их старения и т. д. коэффициент устойчивости может изменяться, что приводит к изменению полосы пропускания усилителя, причем тем больше, чем меньше K_y .

Внутренняя обратная связь приводит к изменению не только полосы пропускания, но и других параметров усилителя. Например, если рассматривать входной контур с изменяющимся эквивалентным сопротивлением как нагрузку предыдущего каскада, то можно легко установить, что под действием внутренней обратной связи последующего каскада меняется коэффициент усиления предшествующего каскада. При этом чем меньше K_y , тем больше изменение коэффициента усиления. Рассуж-

дая подобным же образом, можно прийти к выводу, что внутренняя обратная связь, зависящая от величины $Y_{12\text{ус.эл.}}$, приводит к изменению (смещению) частоты настройки резонансного усилителя, деформации (асимметрии) амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик и т. д. При этом все эти изменения тем меньше, чем ближе K_y к единице. С другой стороны, из формулы (40) видно, что чем больше K_y , тем меньший коэффициент усиления может обеспечить усилитель.

Таким образом, выбор величины коэффициента устойчивости осложняется противоречием между стремлением, с одной стороны, получить более стабильные параметры усилителя, с другой стороны — максимальное уси-

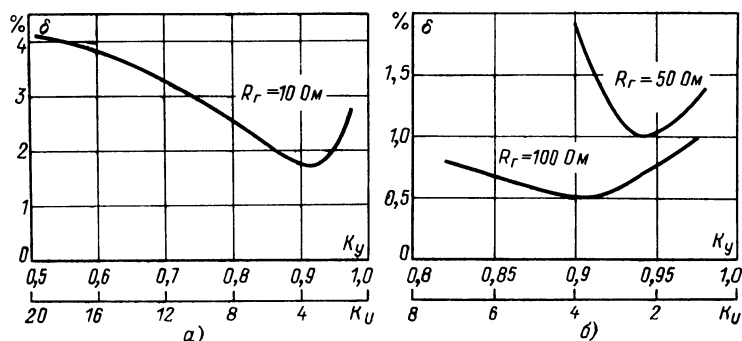


Рис. 34. Зависимость относительного среднего квадратического отклонения коэффициента усиления от коэффициента устойчивости одностранзисторных схем на транзисторах КТ307 при $I_{\text{Э}} = 1 \text{ мА}$, $f_0 = 30 \text{ МГц}$.

а — для схемы с ОЭ; б — для схемы с ОБ при двух значениях сопротивления источника сигнала.

ние. Основная трудность при этом заключается в том, что выбор величины коэффициента устойчивости должен производиться из соображений стабильности нескольких параметров усилителя: коэффициента усиления, полосы пропускания, формы амплитудно-частотной характеристики и т. д., причем для каждого из этих параметров существует вполне определенная допустимая величина коэффициента устойчивости.

К сожалению, четких рекомендаций по выбору коэффициента устойчивости до настоящего времени не разработано. Имеются только общие соображения по выбору K_y для нескольких схем с учетом минимизации изменения некоторых параметров.

Трудность выбора величины коэффициента устойчивости приводит к необходимости интуитивного подхода к этому вопросу. В подавляющем большинстве случаев при проектировании избирательных усилителей на транзисторах принимают $K_y=0,8$. Однако оптимизация величины K_y позволила бы, с одной стороны, улучшить характеристики резонансных усилителей, с другой стороны, более обоснованно выбрать схему транзисторного усилительного элемента. В частности, это видно из графиков зависимости относительного среднего квадратического отклонения коэффициента усиления от коэффициента устойчивости некоторых схем, приведенных на рис. 34 и 35.

Относительное среднее квадратическое отклонение δ вычислялось по результатам статистической обработки

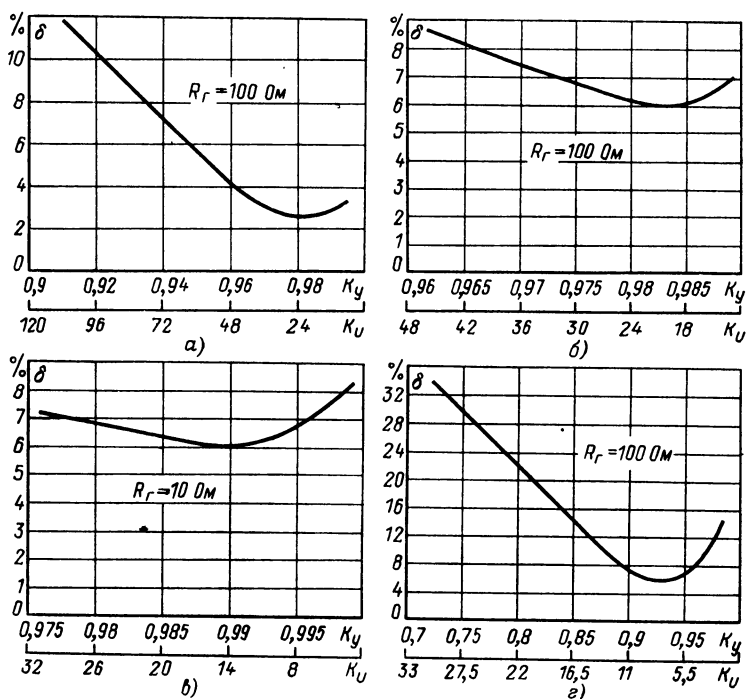


Рис. 35. Зависимость относительного среднего квадратического отклонения коэффициента усиления от коэффициента устойчивости каскодных схем на транзисторах ГТ311 при $I_{\bar{O}}=5 \text{ мА}$, $f_0=30 \text{ МГц}$. а — для схемы $O\bar{O} - O\bar{O}$; б — для схемы $O\bar{O} - O\bar{B}$; в — для схемы $O\bar{B} - O\bar{O}$; г — для схемы $O\bar{K} - O\bar{B}$.

измерений резонансного коэффициента усиления каждой схемы на 12 экземплярах транзисторов КТ307 и 20 экземплярах транзисторов ГТ311. Величина δ определялась по формуле

$$\delta = \frac{\sigma_k}{M_k} \cdot 100\%,$$

где σ_k — среднее квадратическое отклонение коэффициента усиления; M_k — математическое ожидание коэффициента усиления.

По величине δ можно объективно судить о разбросах коэффициентов усиления исследуемых схем и о связи этих разбросов с коэффициентами устойчивости.

Коэффициенты устойчивости вычислялись по формуле [17]

$$K_y = 1 - \frac{|Y_{21}| |Y_{12}|}{(g_r + g_{11})(g_n + g_{22})}, \quad (58)$$

где $|Y_{21}|$, $|Y_{12}|$, g_{11} , g_{22} — математические ожидания Y -параметров исследуемых схем; g_r и g_n — проводимости источника сигнала и нагрузки, подключенные к транзистору.

Изменение K_y производилось с помощью проводимостей g_r и g_n . В качестве нагрузки каждой схемы использовался одиночный колебательный контур, такой же контур служил в качестве входной цепи. Обработка результатов измерений проводилась с учетом влияния разброса входной проводимости исследуемых каскадов на величину δ .

Недостаточное количество транзисторов, использованных при измерениях, не позволяет дать объективную оценку абсолютной величины δ , однако можно произвести сравнение разбросов коэффициентов усиления различных схем, а также проследить зависимость разброса от коэффициента устойчивости, так как измерения проводились на одних и тех же партиях транзисторов КТ307 и ГТ311.

Транзисторы КТ307 испытывались в режиме $I_{\text{э}} = 1 \text{ мА}$ и $U_{\text{кэ}} = 5 \text{ В}$, транзисторы ГТ311 — $I_{\text{э}} = 5 \text{ мА}$ и $U_{\text{кэ}} = 5 \text{ В}$. Все измерения проводились на частоте 30 МГц. Кроме коэффициентов устойчивости, по осям абсцисс на графиках рис. 34, 35 отложены значения коэффициентов усиления K_u , реализуемых при данных K_y .

Как следует из рис. 34,а, для схемы с ОЭ существует оптимальное значение коэффициента устойчивости $K_{у.опт}$, при котором получается минимальный разброс коэффициента усиления. Величина $K_{у.опт}$ зависит от сопротивления источника сигнала, тока эмиттера и частоты. В частности, при $R_{г}=10$ Ом, $I_{э}=1$ мА на частоте 36 МГц $K_{у.опт}=0,9$. Существование оптимального значения коэффициента устойчивости можно объяснить наличием корреляции между значениями параметров транзисторов, а также величиной и знаком внутренней обратной связи. Например, относительное среднее квадратическое отклонение крутизны используемых транзисторов составляет около 10%, поэтому при приближении $K_{у}$ к единице, а $R_{г}$ и $R_{н}$ к нулю величина δ должна стремиться к 10%. При увеличении $R_{г}$ начинает проявляться корреляционная связь между крутизной и входной проводимостью транзистора, которая уменьшает δ . Дальнейшее уменьшение $K_{у}$ приводит к сильному влиянию внутренней обратной связи, имеющей значительный разброс, поэтому δ снова возрастает.

Влияние $R_{г}$ характерно и для схемы с ОБ (рис. 34,б), где его увеличение приводит к смещению $K_{у.опт}$ и уменьшению δ . Из сравнения рис. 34,а и б видно, что только при выборе оптимального коэффициента устойчивости в схеме с ОБ можно получить меньший разброс параметров по сравнению со схемой с ОЭ. Например, при $K_{у}=0,9$ и $R_{г}=50$ Ом схема с ОБ имеет даже большую величину разброса, чем схема с ОЭ при $R_{г}=10$ Ом и той же устойчивости.

Все исследованные каскодные схемы (рис. 35) также имеют ярко выраженные оптимумы коэффициентов устойчивости. Из рассмотренных схем наименьшим разбросом обладает схема ОЭ—ОЭ. При $K_{у}=0,98$ для нее δ имеет наименьшее значение 2,5%. При этом наряду с минимальным разбросом схема ОЭ—ОЭ дает наибольший коэффициент усиления. Остальные схемы при оптимальных коэффициентах устойчивости имеют примерно одинаковый разброс $\delta \approx 6\%$.

Таким образом, оптимизация коэффициента устойчивости позволяет минимизировать разброс параметров избирательных усилителей, что весьма важно при их серийном производстве.

В заключение следует отметить, что выбор величины коэффициента устойчивости влияет на точность расчета

резонансного усилителя. Можно показать, что входные и выходные проводимости усилительного каскада при $K_y > 0,5$ связаны с параметрами g_{11} и g_{22} следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} g_{вх} &\approx g_{11}(2 - K_y); \\ g_{вых} &\approx g_{22}(2 - K_y) \end{aligned} \right\} \quad (59)$$

для усилителей с отрицательной внутренней обратной связью (например, для схемы с ОЭ) и

$$\left. \begin{aligned} g_{вх} &\approx g_{11}K_y; \\ g_{вых} &\approx g_{22}K_y \end{aligned} \right\} \quad (60)$$

для усилителей с положительной внутренней обратной связью (например, для схемы с ОБ).

Из выражений (59) и (60) следует, что чем ближе K_y к единице, тем меньше разница между g_{11} и $g_{вх}$, g_{22} и $g_{вых}$. Обычно в расчетах полагают:

$$\left. \begin{aligned} g_{вх} &\approx g_{11}; \\ g_{вых} &\approx g_{22} \end{aligned} \right\} \quad (61)$$

Выражения (61) справедливы только при высоких значениях K_y .

8. СРАВНЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ УСИЛЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ СХЕМ ПРИ СОГЛАСОВАНИИ

Устойчивый коэффициент усиления определяет только верхнюю границу коэффициента усиления, которую нельзя превышать при расчете усилителя с данным усилительным элементом. Реализуемый на практике коэффициент усиления зависит от величины крутизны прямой передачи усилительного элемента, активных составляющих входной и выходной проводимостей и полосы пропускания усилителя.

В табл. 4 приведены выражения для эквивалентных Y -параметров рассматриваемых схем с одно-, двух- и трехтранзисторными усилительными элементами. Для удобства нахождения требуемой схемы они в таблице расположены в порядке возрастания модулей Y -параметров. Например, модуль эквивалентной крутизны минимален у схем ОК—ОБ и ОК—ОК—ОБ ($Y_{21\text{ЭКВ}} \approx Y_{21}/2$) и возрастает до наибольшего значения $Y_{21\text{ЭКВ}} \approx Y_{21}^3 / [(Y_{11} + Y)^2 - Y_{21}Y_{12}]$ у схем ОЭ—ОЭ—ОЭ и ОБ—ОЭ—ОЭ. С помощью этой таблицы можно найти

Эквивалентные Y -параметры транзисторных усилительных элементов

$Y_{21экв}$	Схема	$Y_{11экв}$	Схема	$Y_{22экв}$	Схема
$\frac{Y_{21}}{2}$	ОК—ОБ ОК—ОК—ОБ	$-Y_{12}$	ОК—ОЭ ОК—ОЭ—ОБ ОК—ОК—ОБ	$-Y_{12}$	ОЭ—ОБ ОБ—ОБ ОЭ—ОЭ—ОБ ОК—ОЭ—ОБ
Y_{21}	ОЭ, ОБ, ОК ОЭ—ОБ ОБ—ОБ ОК—ОЭ ОК—ОЭ—ОБ	$\frac{Y_{11}}{2}$	ОК—ОБ ОК—ОБ—ОК ОК—ОБ—ОЭ	$\frac{Y_{22} - Y_{12}}{2}$	ОК—ОБ ОК—ОК—ОБ
$\frac{Y_{21}^2}{2Y_{11} + Y}$	ОК—ОБ—ОЭ ОК—ОБ—ОК	Y_{11}	ОЭ, ОК ОЭ—ОБ ОЭ—ОБ—ОЭ ОЭ—ОБ—ОК	Y_{22}	ОЭ ОБ
$\frac{Y_{21}^2}{Y_{11} + 2Y}$	ОЭ—ОК—ОБ	$Y_{11} - \frac{Y_{21}Y_{12}(Y_{11} + Y)}{(Y_{11} + Y) - Y_{21}Y_{12}}$	ОЭ—ОЭ—ОЭ	$Y_{22} - Y_{12}$	ОК—ОЭ

Продолжение табл. 4

Y_{219KB}	Схема	Y_{119KB}	Схема	Y_{229KB}	Схема
$\frac{Y_{21}^2}{Y_{11} + Y}$	ОЭ—ОЭ ОБ—ОЭ ОБ—ОК ОЭ—ОК ОЭ—ОБ—ОК ОЭ—ОЭ—ОБ ОЭ—ОБ—ОЭ	$Y_{11} - \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_{11} + Y}$	ОЭ—ОЭ ОЭ—ОК ОЭ—ОЭ—ОБ	$Y_{22} - \frac{(Y_{12} + Y_{22})(Y_{11} + Y)}{Y_{11} + 2Y}$	ОЭ—ОК—ОБ
$\frac{Y_{21}^2}{(Y_{11} + Y)^2 - Y_{12}Y_{21}}$	ОЭ—ОЭ—ОЭ ОБ—ОЭ—ОЭ	$Y_s - \frac{(Y_{12} + Y_{22})Y_{21}}{Y_{22} + Y}$	ОБ—ОК—ОЭ	$Y_{22} - \frac{Y_{21}Y_{12}(Y_{11} + Y)}{(Y_{11} + Y)^2 - Y_{12}Y_{21}}$	ОЭ—ОЭ—ОЭ ОБ—ОЭ—ОЭ
		Y_{21}	ОБ, ОБ—ОЭ ОБ—ОБ ОБ—ОК ОБ—ОЭ—ОЭ	$Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y}$	ОЭ—ОЭ ОБ—ОЭ ОЭ—ОБ—ОЭ ОК—ОБ—ОЭ
				$Y_s - \frac{Y_{11}(Y_{11} + Y_{21})}{Y_{11} + Y}$	ОЭ—ОК ОБ—ОК ОЭ—ОБ—ОК ОК—ОБ—ОК
				Y_{21}	ОК

схемы с минимальной или максимальной входной и выходной проводимостями, а также определить, какие схемы имеют одинаковые выражения для крутизны, входной или выходной проводимостей.

Пользуясь табл. 4, можно составить представление об усилительных возможностях схем по крутизне или рассчитать коэффициент усиления при согласовании (14).

Выражение (14) справедливо в том случае, если нагрузкой каскада служит такой же каскад или устройство, имеющее ту же входную проводимость $g_{1\text{ус.эл}}$. При этом нагрузка предполагается согласованной с выходной проводимостью каскада $g_{2\text{ус.эл}}$ при помощи колебательного контура с высокой собственной добротностью, такой, что потерями в этом контуре можно пренебречь, а коэффициент трансформации контура m равен:

$$m = \sqrt{\frac{g_{2\text{ус.эл}}}{g_{1\text{ус.эл}}}}.$$

Выражение (14) позволяет достаточно просто оценить предельные усилительные возможности каскада, пренебрегая частными случаями, и подойти к анализу в обобщенном виде. Следует, однако, помнить, что в реальных условиях коэффициент усиления всегда меньше $K_{\text{согл}}$ как из-за конечной величины добротности согласующего контура, так и из-за невозможности точного согласования. Кроме того, получаемая в режиме согласования полоса пропускания усилителя почти всегда не равна требуемой, поэтому обычно приходится прибегать к искусственному рассогласованию каскадов с целью сужения или расширения полосы пропускания. При этом коэффициент усиления еще больше уменьшается.

Таким образом, выражение (14) целесообразно использовать лишь для оценки максимального усиления схемы, характера его частотной зависимости и сравнения усилительных возможностей различных схем усилительных элементов. Для этого необходимо выразить параметры усилительных элементов в формуле (14) через элементы эквивалентной схемы транзистора.

Рассмотрим метод определения коэффициента усиления при согласовании на примере каскада с ОЭ.

Для определения $K_{\text{согл}}$ усилителя по схеме с ОЭ представим в (14) выражения Y -параметров схемы с ОЭ

через элементы эквивалентной схемы (табл. 1). В результате преобразований получим:

$$K_{\text{согл} \text{ ОЭ}} = \frac{1}{2\omega} \sqrt{\frac{\omega_s \beta_0 \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}{\tau_k \left[1 + \beta_0 \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \frac{h_{11}}{r_6} \right]}}. \quad (62)$$

Полученное выражение громоздко для анализа, поэтому упростим его. Для области сравнительно высоких частот, определяемых условием (46), можно записать:

$$K_{\text{согл} \text{ ОЭ}} \approx \frac{1}{2\omega} \sqrt{\frac{\omega_T}{\tau_k}}. \quad (63)$$

С помощью формулы (63) можно рассчитать коэффициент усиления при согласовании каскада с ОЭ через элементы физической эквивалентной схемы транзистора на высоких частотах $[\omega > (2+3)\omega_s]$.

Аналогичным образом получены выражения для коэффициентов усиления при согласовании остальных усилителей, рассмотренных в § 2. Выражения для $K_{\text{согл}}$ этих схем приведены в табл. 5.

Следует заметить, что при нахождении $K_{\text{согл}}$ каскодных и трехтранзисторных схем проводимости, включенные между транзисторами, для простоты не учитывались. С помощью выражений для $K_{\text{согл}}$, приведенных в табл. 5, можно оценить скорость уменьшения коэффициента усиления с увеличением частоты, что необходимо при создании широкополосных микросхем с наименьшей частотной зависимостью коэффициента усиления. Кроме того, имея зависимость коэффициента усиления от частоты, можно по известному $K_{\text{согл}}$ на средних частотах оценить его значение на высоких частотах.

Рассмотрим величину

$$K_{\Delta} = \frac{20 \lg [K(\omega_1)/K(\omega_2)]}{\omega_2/\omega_1}, \quad (64)$$

где $K(\omega_1)$ — значение коэффициента усиления на частоте ω_1 ; $K(\omega_2)$ — значение коэффициента усиления на частоте ω_2 , превышающей ω_1 .

Если принять $\omega_2 = 2\omega_1$, то величина K_{Δ} будет определять степень уменьшения коэффициента усиления в децибелах при увеличении частоты на октаву. Например, для схемы с ОЭ $K_{\text{согл}}$ обратно пропорционален частоте, поэтому $K_{\Delta \text{ ОЭ}} \approx 6 \text{ дБ/окт.}$

Таблица 5

Формулы для расчета коэффициента усиления при согласовании на высоких частотах

Схема	$K_{\text{согл}}$
ОЭ	$\frac{1}{2\omega} \sqrt{\frac{\omega_T}{r_6 C_{K1}}}$
ОБ	$\frac{1}{2\omega} \sqrt{\frac{\omega_T}{r_6 C_{K1}}} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_T/\omega)^2 h_{11}/r_6}}$
ОЭ — ОЭ	$\frac{1}{2} \left(\frac{\omega_T}{\omega} \right)^2$
ОЭ — ОБ	$\frac{1}{2\omega} \sqrt{\frac{\omega_T}{h_{11} C_{K1}}}$
ОБ — ОБ	$\frac{r_6}{2h_{11}} \frac{1}{\sqrt{\omega_T r_6 C_{K1} [1 + (\omega/\omega_T)^2 r_6/h_{11}]}}$
ОБ — ОЭ	$\frac{1}{2\omega} \sqrt{\frac{\omega_T}{h_{11} C_K (1 - \omega_T C_{K1} r_6) [1 + (\omega/\omega_T)^2 r_6/h_{11}]}}$
ОК — ОЭ	$\frac{1}{2\omega r_6 C_{K1}} \sqrt{\frac{r_6}{h_{11}}}$
ОЭ — ОК	$\left(\frac{\omega_T}{\omega} \right)^2$
ОК — ОБ	$\frac{1}{2\omega} \sqrt{\frac{\omega_T}{r_6 C_{K1}}}$
ОБ — ОК	$\frac{\omega_T}{2\omega} \sqrt{\frac{r_6}{h_{11} r_6 \omega_T C_{K1} [1 + (\omega/\omega_T)^2 r_6/h_{11}]}}$
ОЭ — ОЭ — ОЭ	$\frac{1}{2} \left(\frac{\omega_T}{\omega} \right)^2 \frac{1}{\sqrt{(1 + 2r_6 \omega_T C_K) r_6 \omega_T C_K}}$

Схема	$K_{\text{согл}}$
ОЭ — ОЭ — ОБ	$\left(\frac{\omega_T}{\omega}\right)^2 \sqrt{\frac{r_6}{h_{11}}}$
ОБ — ОЭ — ОЭ	$\frac{1}{2} \left(\frac{\omega_T}{\omega}\right)^2 \frac{1}{\sqrt{h_{11}\omega_T C_K (1+r_6\omega_T C_K) [1+(\omega/\omega_T)^2 r_6/h_{11}]}}$
ОЭ — ОБ — ОЭ	$\frac{1}{2} \left(\frac{\omega_T}{\omega}\right)^2 \frac{1}{\sqrt{\omega_T r_6 C_K}}$
ОЭ — ОБ — ОК	$\frac{1}{2} \left(\frac{\omega_T}{\omega}\right)^2 \frac{1}{\sqrt{\omega_T r_6 C_{K1}}}$
ОЭ — ОК — ОБ	$\left(\frac{\omega_T}{\omega}\right)^2 \sqrt{\frac{r_6}{h_{11}}}$
ОК — ОБ — ОК	$\frac{1}{4} \left(\frac{\omega_T}{\omega}\right)^2 \sqrt{\frac{2}{r_6\omega_T C_{K1}}}$
ОК — ОК — ОБ	$\frac{1}{4r_6\omega C_{K1}} \sqrt{\frac{2r_6}{h_{11}}}$
ОК — ОЭ — ОБ	$\frac{1}{2\omega C_{K1} h_{11}}$
ОК — ОБ — ОЭ	$\frac{1}{2} \left(\frac{\omega_T}{\omega}\right)^2 \frac{1}{\sqrt{2\omega_T r_6 C_K}}$

Таблица 6

Формулы для расчета запаса по устойчивости на высоких частотах

Схема	$K_{\Delta},$ дБ ОКТ	$g_{\text{экв}},$ мСм	h
ОЭ	6	2,8	$2 \sqrt{\gamma (1 - K_y)}$
ОБ	3,5	2,8	$1,5 \sqrt{1 - K_y}$
ОЭ — ОЭ	12	11,2	$2 \frac{\sqrt{1 - K_y}}{\omega_T r_6 C_K}$
ОЭ — ОБ	6	0,17	$\frac{2}{r_6} \sqrt{\frac{h_{11}(1 - K_y)}{\omega C_K}}$
ОБ — ОБ	3,5	0,17	$\frac{6h_{11}}{r_6} \sqrt{\frac{1 - K_y}{\omega r_6 C_{K1}}}$
ОБ — ОЭ	10	11,2	$\frac{6}{r_6} \sqrt{\frac{(1 - \omega_T r_6 C_{K1}) h_{11}}{\omega_T C_{K1}}} (1 - K_y)$
ОК — ОЭ	6	0,17	$2\omega_T C_{K1} r_6 \sqrt{\frac{1 - K_y}{h_{11} \omega C_K}}$
ОЭ — ОК	12	2,6	$\frac{1}{\omega_T} \sqrt{\frac{\omega(1 - K_y)}{r_6 C_K}}$
ОК — ОБ	6	1,4	$2 \sqrt{1 - K_y}$
ОБ — ОК	10	2,8	$\sqrt{(1 - K_y) \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T} \right)^2 \frac{r_6}{h_{11}} \right] \frac{h_{11}}{r_6}}$
ОЭ — ОЭ — ОЭ	18	7,2	$\frac{2}{\omega_T r_6 C_K} \sqrt{(1 + 2\omega_T C_K r_6)(1 - K_y)}$
ОЭ — ОЭ — ОБ	12	0,17	$\frac{1}{\omega_T r_6^2 C_K} \sqrt{\frac{h_{11}(1 - K_y)}{\omega C_{K1}}}$
ОБ — ОЭ — ОЭ	16	7,2	$\frac{1,5}{\omega_T r_6 C_K} \sqrt{\frac{(1 + \omega_T C_K r_6)(1 - K_y)}{\gamma}}$

Схема	K_A , дБ/окт	$\beta_{экв}$, мСм	h
ОЭ — ОБ — ОЭ	12	11,2	$\frac{2}{\omega_T C_{к76}} \sqrt{\frac{\omega_T (1 - K_y)}{\omega \gamma}}$
ОЭ — ОБ — ОК	12	7,8	$2 \sqrt{\frac{1 - K_y}{\omega_T C_{к76}}}$
ОЭ — ОК — ОБ	12	0,17	$\frac{1}{\omega_T C_{к76}} \sqrt{\frac{h_{11} (1 - K_y)}{\gamma r_6}}$
ОК — ОБ — ОК	12	2,8	$4 \sqrt{\frac{\omega (1 - K_y)}{2 \omega_T}}$
ОК — ОК — ОБ	6	0,17	$4 \omega_T \sqrt{\frac{h_{11} C_{к1} (1 - K_y)}{2 \omega}}$
ОК — ОЭ — ОБ	6	0,17	$\frac{2 \omega_T h_{11}}{\omega r_6} \sqrt{\gamma (1 - K_y)}$
ОК — ОБ — ОЭ	12	11,2	$2 \sqrt{\frac{2(1 - K_y)}{\omega_T C_{к176}}}$

В табл. 6 приведены значения K_A для рассмотренных усилительных элементов при применении транзистора ГТЗ11. Из табл. 6 видно, что однотранзисторные и двухтранзисторные усилительные элементы имеют $K_A = 3,5 \div 12$ дБ/окт, трехтранзисторные — $K_A = 6 \div 18$ дБ/окт.

Наибольшей равномерностью коэффициента усиления обладают усилители с минимальным количеством транзисторов, включенных по схеме с ОЭ, однако K_A зависит и от порядка расположения транзисторов с одинаковыми схемами включения в усилительном элементе. Следует подчеркнуть, что на более низких частотах K_A уменьшается, однако соотношение между K_A различных усилителей остается неизменным,

9. СРАВНЕНИЕ УСТОЙЧИВОГО И СОГЛАСОВАННОГО КОЭФФИЦИЕНТОВ УСИЛЕНИЯ

Зная соотношение между устойчивым коэффициентом усиления каскада и коэффициентом усиления при согласовании, можно оценить запас устойчивости при максимальном усилении в случае $K_{уст} > K_{согл}$ или необходимую степень рассогласования каскадов в случае $K_{уст} < K_{согл}$.

Для определения соотношения между $K_{уст}$ и $K_{согл}$ воспользуемся данными табл. 2 и 5. Найдем величину

$$h = \frac{K_{уст}}{K_{согл}} \quad (65)$$

для рассмотренных в предыдущем параграфе схем. При $h > 1$ $K_{уст} > K_{согл}$, следовательно, каскад имеет запас по устойчивости даже в случае согласования. Реально достижимое усиление любого каскада, кроме последнего, при этом всегда меньше устойчивого. При $h < 1$, когда $K_{уст} < K_{согл}$, для устойчивой работы каскада требуется рассогласование. Выражения для h , определенные по формуле (65), приведены в табл. 6.

Анализ выражений для h показывает, что по соотношению между предельным устойчивым и согласованным коэффициентами усиления схемы можно разделить на три типа.

К первому типу относятся схемы, у которых $h > 1$ и не зависит или слабо зависит от частоты. К этим схемам принадлежат ОЭ—ОЭ, у которых при применении транзисторов ГТ311 $h_{ээ} \approx 1,6$; ОБ—ОЭ, у которой $h_{бэ} \approx 1,64$; ОЭ—ОЭ—ОЭ ($h_{эээ} \approx 2$); ОБ—ОЭ—ОЭ ($h_{бээ} \approx 3$); ОЭ—ОБ—ОК ($h_{эбк} \approx 1,2$); и ОК—ОБ—ОЭ ($h_{кбэ} \approx 3$).

Ко второму типу относятся схемы, у которых $h < 1$ и тоже не зависит от частоты. Это схемы с ОЭ ($h_{э} \approx 0,45$), с ОБ ($h_{б} \approx 0,67$), ОК—ОБ ($h_{кб} \approx 0,9$) и ОЭ—ОК—ОБ ($h_{экб} \approx 0,4$).

К третьему типу относятся остальные схемы, у которых h зависит от частоты и может быть как меньше, так и больше единицы.

На рис. 36 и 37 приведены частотные зависимости устойчивых коэффициентов усиления и коэффициентов усиления при согласовании для различных схем на транзисторах ГТ311 при $K_y = 0,8$. Эти графики дают нагляд-

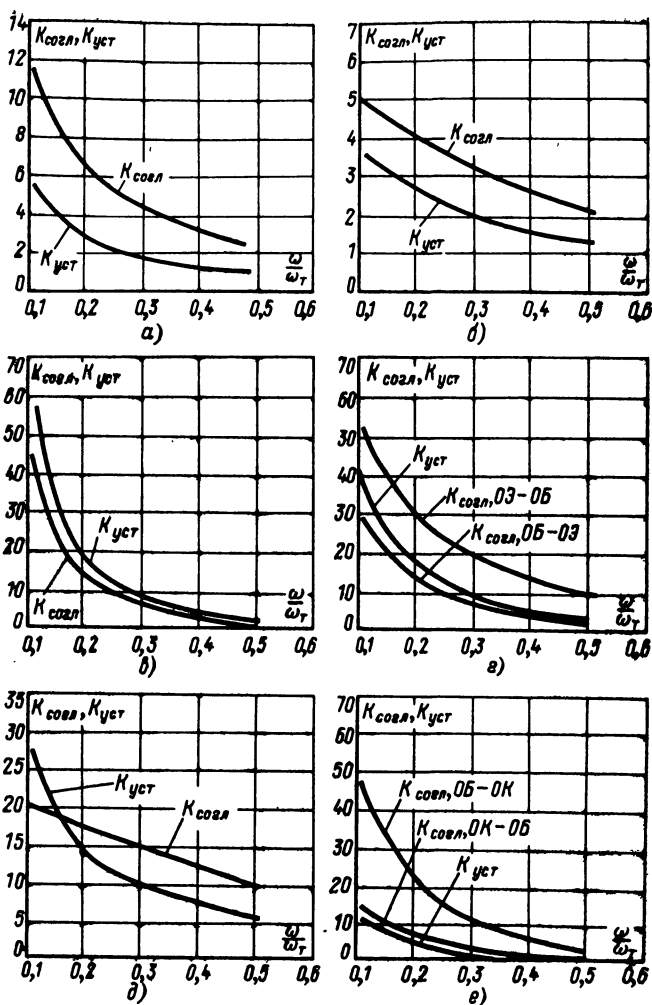


Рис. 36. Зависимость устойчивого и согласованного коэффициентов усиления от частоты усилителей на транзисторах ГТЗ11 при $K_y=0.8$.

а — для схемы с ОЭ; б — для схемы с ОБ; в — для схемы ОЭ — ОЭ; г — для схем ОЭ — ОБ и ОБ — ОЭ; д — для схемы ОБ — ОБ; е — для схем ОК — ОБ и ОБ — ОК.

ное представление о характере частотной зависимости и о соотношении между этими коэффициентами усиления. Из анализа графиков следует, что большинство схем относится ко второму и третьему типам, т. е. имеет $K_{\text{согл}} > K_{\text{уст}}$. В этом случае необходимо так рассчитать резонансную систему усилителя, чтобы уменьшить коэффициент усиления до устойчивого. Это достигается, например, уменьшением коэффициентов включения контура и дополнительным шунтированием его, а также некоторыми другими методами, подробно описанными в литературе. Если же схема относится к первому типу, т. е. реализуемое усиление оказывается меньше устой-

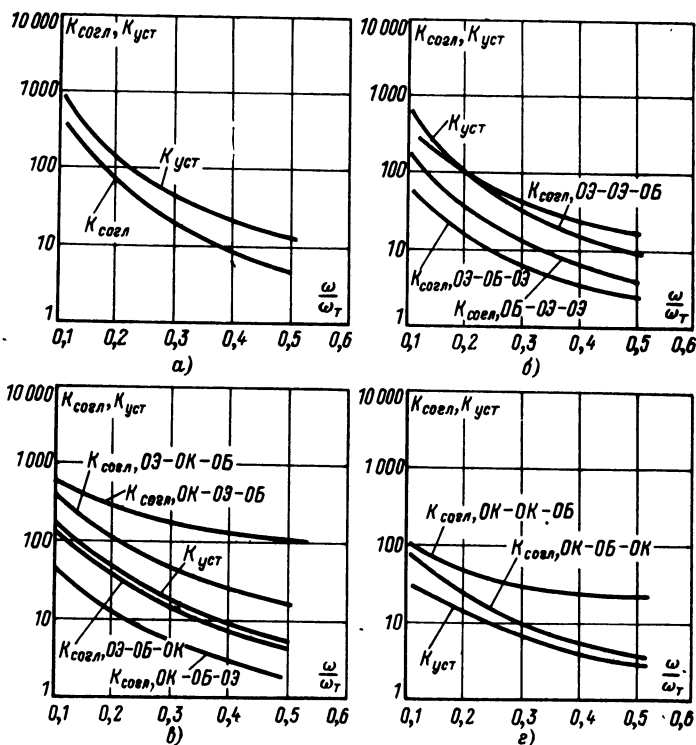


Рис. 37. Зависимость устойчивого и согласованного коэффициентов усиления от частоты на транзисторах ГТ311 при $K_y = 0.8$.
а — для схемы ОЗ — ОЗ — ОЗ; б — для схем ОЗ — ОЗ — ОВ, ОЗ — ОВ — ОЗ и ОВ — ОЗ — ОЗ; в — для схем ОЗ — ОК — ОВ, ОК — ОЗ — ОВ, ОЗ — ОВ — ОК и ОК — ОВ — ОЗ; г — для схем ОК — ОК — ОВ и ОК —

чивого, то каскад обладает коэффициентом устойчивости, превышающим выбранный при первоначальном расчете устойчивости. В этом случае действительный коэффициент устойчивости каскада K'_y можно рассчитать по приближенной формуле

$$K'_y \approx 1 - \left(\frac{K_U}{K_{уст}} \right)^2 (1 - K_y), \quad (66)$$

где K_y — первоначальный коэффициент устойчивости; $K_{уст}$ — расчетный устойчивый коэффициент усиления при коэффициенте устойчивости K_y ; K_U — реализуемый коэффициент усиления.

Если, например, реализуемый коэффициент усиления в 2 раза меньше устойчивого при $K_y=0,8$, то действительное значение коэффициента устойчивости $K'_y \approx 0,95$, т. е. усилитель имеет намного больший запас по устойчивости, а его параметры $g_{вх}$ и $g_{вых}$ отличаются от g_{11} и g_{22} не более чем на 5%.

Этот пример справедлив для схемы ОЭ — ОЭ — ОЭ на транзисторах ГТ311, при применении которой в промежуточных каскадах коэффициент устойчивости не может быть меньше 0,95. Еще больший коэффициент устойчивости имеют схемы ОБ — ОЭ — ОЭ и ОК — ОБ — ОЭ, для которых $h \approx 3$ и $K_{у.мин} \approx 0,978$.

Графики рис. 36 и 37 показывают, что в отличие от устойчивого коэффициента усиления коэффициент усиления многотранзисторных схем при согласовании резко зависит от порядка следования схем включения транзисторов в усилительном элементе. Например, в схеме ОЭ — ОБ (рис. 36,з) $K_{согл} > K_{уст}$, а в схеме ОБ — ОЭ $K_{согл} < K_{уст}$, т. е. перестановка транзисторов не повлияла на предельный устойчивый, но значительно уменьшила согласованный коэффициент усиления. Из сопоставления схем ОЭ — ОК — ОБ, ОК — ОЭ — ОБ, ОЭ — ОБ — ОК и ОК — ОБ — ОЭ (рис. 37,в) видно, что первые две схемы имеют $K_{согл} > K_{уст}$, а две последние — $K_{согл} < K_{уст}$. Таким образом, изменяя порядок следования различных схем включения транзисторов в усилительном элементе, можно в широких пределах изменять соотношение между устойчивым и согласованным коэффициентами усиления.

10. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ СХЕМ ПРИ ШИРОКОЙ И УЗКОЙ ПОЛОСАХ ПРОПУСКАНИЯ

Проведенный анализ усилительных свойств много-транзисторных схем в режиме согласования не дает полной характеристики их усилительных возможностей, так как не учитывалась полоса пропускания, которая неодинакова для различных схем. Действительно, полоса пропускания резонансного усилителя зависит от эквивалентной добротности колебательных контуров, которая определяется степенью шунтирования контура входной и выходной проводимостями усилительных элементов или дополнительными резисторами. В случае больших проводимостей $g_{11экв}$ и $g_{22экв}$ контур сильно шунтируется, и полоса пропускания его получается широкой. Для рас-

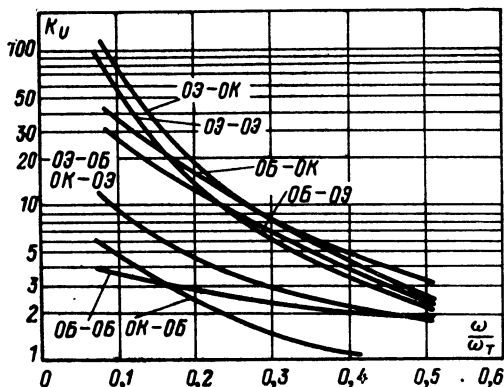


Рис. 38. Зависимость коэффициентов усиления каскодных схем от частоты при одинаковой полосе пропускания.

смотренного в § 8 коэффициента усиления при согласовании шунтирующая проводимость, подключаемая к согласующему контуру, определяется выражением $g_{экв} = g_{ш.согл} = g_{22экв} + g_{11экв} m^2 = 2g_{22экв}$.

В табл. 6 приведены значения $g_{экв}$ различных схем на транзисторах ГТЗ11 на высоких частотах, где частотной зависимостью $g_{экв}$ можно пренебречь (эта область частот совпадает с условиями приемлемости выражений для $K_{согл}$, приведенными в табл. 5). Из таблицы видно, что $g_{экв}$ у различных схем колеблется от 0,17 до

11,2 мСм. Следовательно, применительно к режиму согласования схемы можно подразделить на широкополосные ($P_{0,7} \geq 0,1 f_0$), имеющие относительно большие значения $g_{\text{экв}}$, и узкополосные, у которых значения $g_{\text{экв}}$ невелики. Очевидно, такое разделение условно, так как шунтированием контуров в «узкополосных» схемах можно добиться широкой полосы пропускания, а «широкополосные» схемы будут иметь узкие полосы пропускания при неполном включении контуров. Однако в обоих случаях получение необходимой полосы пропускания связано с рассогласованием и уменьшением в связи с этим коэффициента усиления.

Для иллюстрации усилительных возможностей различных схем при применении их в широкополосных усилителях на рис. 38 и 39 приведены графики частотной зависимости коэффициентов усиления при одинаковой

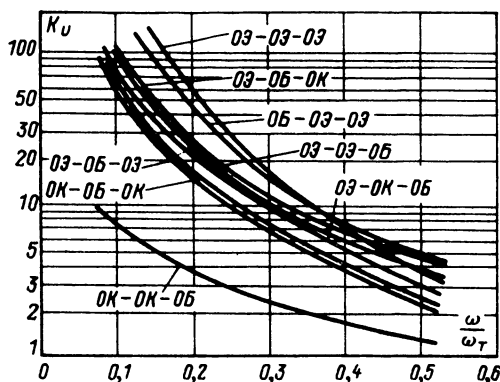


Рис. 39. Зависимость коэффициентов усиления трехтранзисторных схем от частоты при одинаковой полосе пропускания.

полосе пропускания, построенные в результате вычислений по формулам табл. 5. Для двухтранзисторных усилительных элементов $g_{\text{экв}}$ принято равным 11,2 мСм, а для трехтранзисторных — 7,2 мСм (транзистор ГТ311). На рис. 40 приведены зависимости коэффициентов усиления некоторых наиболее распространенных каскодных схем от полосы пропускания, построенные по результатам измерений с одноконтурными усилителями на транзисторах ГТ311. Измерения проводились на частотах 15, 30, 60 и 90 МГц.

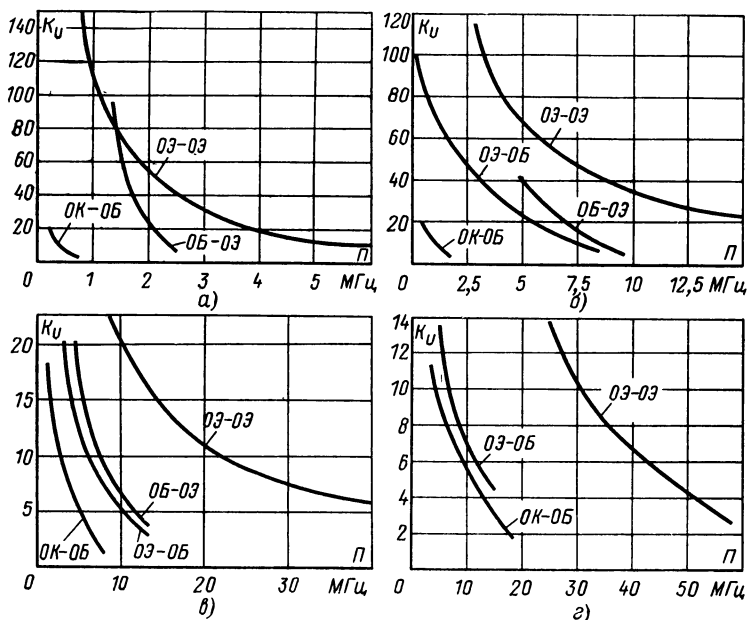


Рис. 40. Зависимость коэффициентов усиления от полосы пропускания некоторых каскодных схем на транзисторах ГТ311А с одиночными контурами.

а — на частоте 15 МГц; б — на частоте 30 МГц; в — на частоте 60 МГц; г — на частоте 90 МГц.

Графики рис. 38—40 позволяют сделать следующие выводы.

Из двухтранзисторных схем максимальным усилением при широкой полосе пропускания обладают схемы ОЭ—ОК и ОБ—ОК, однако устойчивый коэффициент усиления этих схем намного меньше максимального, поэтому их высокие усилительные возможности практически не реализуются. Следовательно, на первое место необходимо поставить схемы ОЭ—ОЭ и ОБ—ОЭ, а распространенная схема ОЭ—ОБ при широких полосах дает в 4—5 раз меньшее усиление.

Из трехтранзисторных усилительных элементов максимальным коэффициентом усиления обладают схемы ОЭ—ОЭ—ОЭ и ОБ—ОЭ—ОЭ, а наибольшая равномерность коэффициента усиления в диапазоне частот у схемы ОЭ—ОБ—ОК. Получившие распространение в микроэлектронике схемы ОК—ОБ и ОК—ОК—ОБ

при широких полосах пропускания имеют очень малое усиление, поэтому применять их в широкополосных усилителях нецелесообразно.

Для узкополосных усилителей предпочтительны усилительные элементы $ОЭ — ОБ$, $ОК — ОБ$, $ОЭ — ОЭ — ОБ$, $ОЭ — ОБ — ОК$ и $ОК — ОЭ — ОБ$. Среди них особо выделяется схема $ОЭ — ОЭ — ОБ$, которая обладает высокой устойчивостью и большим значением коэффициента усиления в узкополосных усилителях.

Следует заметить, что узкополосные усилительные элементы, имеющие малые входную и выходную проводимости, наиболее подвержены влиянию внешних паразитных обратных связей, легко приводящих эти схемы к самовозбуждению. Широкополосные же схемы к внешним обратным связям малочувствительны. Это особенно важно в микроэлектронике, так как даже при переходе от дискретных схем к гибридным микросхемам паразитные связи между элементами существенно возрастают.

11. ТРАНЗИСТОРЫ ГИБРИДНЫХ МИКРОСХЕМ

В гибридных интегральных микросхемах применяются навесные миниатюрные полупроводниковые приборы: дискретные транзисторы и диоды, а также транзисторные и диодные матрицы, содержащие четыре и более полупроводниковых прибора. Так как в данной книге не ставится задача анализа интегральных микросхем по постоянному току, рассмотрим особенности и параметры только дискретных транзисторов, предназначенных для использования в микросхемах.

Транзисторы для гибридных интегральных микросхем по способу герметизации делятся на бескорпусные и корпусные. Корпусные транзисторы заключены в миниатюрный корпус (ГТ109, ГТ310 и др.) однако имеют все же значительные габариты и не получили распространения в микроэлектронике.

Бескорпусные транзисторы наилучшим образом удовлетворяют основному требованию, предъявляемому к активным элементам гибридных интегральных микросхем, — малые габариты и масса. Например, бескорпусные транзисторы КТ307 и КТ324 имеют размеры $0,7 \times 0,7 \times 0,8$ мм и массу не более 0,004 г. В этих приборах кристаллы полупроводника защищены от воздействия внешних факторов методами пассивации поверхности и герметизации при помощи специальных защитных

покрытий (лаки, эмали, смолы, компаунды и др.). Кроме того, защита бескорпусных транзисторов в микросхемах от внешних факторов обеспечивается корпусами самих микросхем.

Приведем электрические характеристики кремниевых планарных *n-p-n* бескорпусных транзисторов типов КТ307А — КТ307Г [15]:

обратный ток коллектора при $U_{\text{КБ}} = 10$ В не более 0,5 мкА;

обратный ток эмиттера при $U_{\text{ЭБ}} = 4$ В не более 1,0 мкА;

статический коэффициент усиления тока базы β_0 при $I_{\text{К}} = 10$ мА, $U_{\text{К}} = 1$ В для КТ307А не менее 20, для КТ307Б, КТ307В не менее 40, для КТ307Г не менее 80;

модуль коэффициента передачи тока базы $|\beta|$ при $I_{\text{Э}} = 5$ мА, $U_{\text{К}} = 2$ В на частоте 100 МГц не менее 2,5;

напряжение коллектор—эмиттер в режиме насыщения при $I_{\text{К}} = 20$ мА, $I_{\text{Б}} = 2$ мА не более 0,46 В;

напряжение эмиттер—база в режиме насыщения не более 1,1 В;

емкость коллектора при $U_{\text{КБ}} = 1$ В на частоте 10 МГц не более 6 пФ;

емкость эмиттера при $U_{\text{ЭБ}} = 1$ В на частоте 10 МГц не более 3 пФ;

напряжение коллектора, при котором наступает пере-
ворот фазы базового тока, при $I_{\text{Э}} = 1$ мА не более 5 В;

время рассасывания при $I_{\text{К}} = 10$ мА, $I_{\text{Б}} = 1$ мА не более 50 нс.

Из приведенных параметров для расчета резонансных усилителей по высокой частоте требуются только необходимые при вычислении Y -параметров: $C_{\text{К}}$, $|\beta|$ или $f_{\text{Т}}$, β_0 . Кроме того, необходима величина постоянной времени $\tau_{\text{К}}$, отсутствующая в справочнике. Для транзистора КТ307 $\tau_{\text{К}} = r_{\text{б}} C_{\text{К1}} \approx 100$ пс.

Находим величины остальных элементов эквивалентной схемы (см. § 3).

1. Предельная частота

$$f_{\text{Т}} = |\beta| f_{\text{изм}} = 2,5 \cdot 100 = 250 \text{ МГц.}$$

Заметим, что $|\beta|$ приведен для $I_{\text{Э}} = 5$ мА. Так как в интегральных микросхемах транзисторы чаще всего работают при $I_{\text{Э}} = 1,5$ мА (см. § 1), необходимо пересчи-

тать f_T для $I_E = 1,5$ мА. Для этого воспользуемся графиком рис. 41 [4].

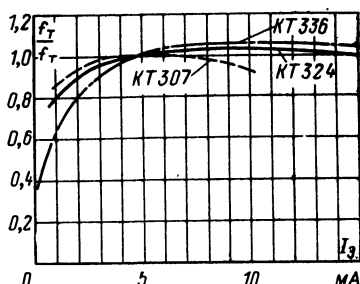
При $I_E = 1,5$ мА

$$f_T = f_T^* \cdot 0,9 = 250 \cdot 0,9 = 225 \text{ МГц},$$

где f_T^* — предельная частота при $I_E = 5$ мА.

Принимаем $f_T = 225$ МГц.

Рис. 41. Зависимость частоты f_T некоторых транзисторов от тока эмиттера (f_T^* — значение f_T при $I_E = 5$ мА).



2. Сопротивление базы r_b . Так как транзистор КТ307 планарный, полагаем $\gamma = 0,1$ (§ 6). В этом случае $C_{к1} = \gamma C_K = 0,1 \cdot 6 = 0,6$ пФ. Тогда

$$r_b = \frac{\tau_K}{C_{к1}} = \frac{r_b C_{к1}}{C_{к1}} = \frac{100}{0,6} \approx 166,6 \text{ Ом}.$$

Принимаем $r_b \approx 167$ Ом.

3. Входное сопротивление в схеме с ОБ на низкой частоте h_{11} . Полагаем $\beta_0 = 50$. Тогда

$$h_{11} = r_s + \frac{r_b}{\beta_0} + r_{э, \text{конт}} = 17 + 3,3 + 0 \approx 20 \text{ Ом},$$

где

$$r_s \approx \frac{25,3}{I_E} = \frac{25,3}{1,5} \approx 17 \text{ Ом};$$

$$r_{э, \text{конт}} \approx 0.$$

В результате проведенных расчетов параметры эквивалентной схемы транзистора КТ307 при $I_E = 1,5$ мА имеют следующие значения: $f_T = 225$ МГц; $C_K = 6$ пФ; $C_{к1} = 0,6$ пФ; $\gamma = 0,1$; $r_b = 167$ Ом; $h_{11} = 20$ Ом; $\tau_K = 100$ пс; $\beta_0 = 50$.

По ним при помощи соотношений § 3 можно определить Y -параметры транзистора на высокой частоте, а затем по формулам § 2 найти эквивалентные Y -параметры любых усилительных элементов,

Аналогично вычисляются величины элементов физических эквивалентных схем других транзисторов. Например, для транзистора КТТ-5, используемого в микросхемах серии К224, параметры элементов физической эквивалентной схемы при $I_{\text{Э}}=1,5$ мА имеют следующие значения: $f_{\text{T}}=240$ МГц; $C_{\text{к}}=5$ пФ; $C_{\text{к1}}=0,5$ пФ; $\gamma=0,1$; $r_{\text{б}}=200$ Ом; $h_{11}=21$ Ом; $\tau_{\text{к}}=100$ пс; $\beta_0=50$.

Для транзистора КТ324, получившего большое распространение в высокочастотных гибридных микросхемах, параметры элементов эквивалентной схемы при $I_{\text{Э}}=1,5$ мА имеют следующие значения: $f_{\text{T}}=680$ МГц; $C_{\text{к}}=2,5$ пФ; $C_{\text{к1}}=0,75$ пФ; $\gamma=0,3$; $r_{\text{б}}=240$ Ом; $h_{11}=22$ Ом; $\tau_{\text{к}}=180$ пс; $\beta_0=50$.

Более точные значения высокочастотных Y -параметров транзисторов можно получить, используя результаты их экспериментального измерения, приведенные, например, в [9].

12. ВЫБОР ТИПА МИКРОСХЕМЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЕЕ ПАРАМЕТРОВ

Выбор типа микросхемы осуществляется с учетом изложенных выше рекомендаций по определению устойчивости и усилительных возможностей различных типов транзисторных усилительных элементов.

Выбор по устойчивости начинают с сопоставления заданной частоты (для УПЧ) или диапазона частот (для УВЧ) с частотой $f_{\text{кр}}$, определяющей области целесообразности применения схем с ОЭ и ОБ. Если заданная частота меньше $f_{\text{кр}}$, то преимущество в использовании следует отдать микросхемам, содержащим наибольшее количество транзисторов с ОЭ. Например, если в микросхемах применен транзистор КТ307 с $f_{\text{T}}=600$ МГц при $I_{\text{Э}}=5$ мА, то $f_{\text{кр}}=60$ МГц и на частотах, меньших 60 МГц, следует стремиться использовать схемы ОЭ, ОЭ—ОЭ, ОЭ—ОЭ—ОЭ и т. д. На частотах, превышающих 60 МГц, лучшими по устойчивости будут схемы ОБ, ОЭ—ОБ, ОБ—ОБ, ОБ—ОЭ, ОЭ—ОЭ—ОБ и т. д. При прочих равных условиях предпочтение следует отдать многотранзисторным микросхемам, содержащим не более четырех транзисторов.

Определение устойчивого коэффициента усиления можно осуществить по формуле (45), а выбор коэффициента устойчивости по рекомендациям § 7.

Сравнение микросхем по усилительным свойствам следует проводить, руководствуясь выводами § 9, 10. Для этого предварительно определяют, широкополосный или узкополосный усилитель требуется рассчитать, и соответственно этому подбирают тип микросхемы из выбранных по максимальной устойчивости. Например, схемы ОЭ — ОБ и ОБ — ОЭ имеют одинаковые устойчивые коэффициенты усиления, но ОЭ — ОБ наиболее подходит для узкополосных усилителей, ОБ — ОЭ — для широкополосных. Следует заметить, что некоторые микросхемы допускают различные варианты включения транзисторов, что осуществляется изменением схемы соединения внешних выводов. Кроме того, для создания многотранзисторных усилительных элементов удобно использовать транзисторные матрицы, например К2НТ171, К2НТ172 или К2НТ173. Матрица состоит из четырех высокочастотных транзисторов, из которых можно образовать любой двух-, трех- или четырехтранзисторный усилительный элемент. Поэтому, если нет микросхемы с желательной схемой усилительного элемента, следует применить транзисторную матрицу.

Микросхемы с одностранзисторными усилительными элементами целесообразно использовать в усилителях с малым коэффициентом усиления либо в совокупности с другими микросхемами для доведения коэффициента усиления до требуемого.

После выбора типа микросхемы производят расчет ее параметров на заданной частоте или в диапазоне частот. Для этого рассчитывают Y -параметры транзистора, применяемого в микросхеме, на требуемой частоте по формулам, приведенным в табл. 1. Далее находят Y -параметры многотранзисторного усилительного элемента (§ 2 или табл. 4).

При известных Y -параметрах усилительных элементов расчет усилителя производят теми же методами, что и обычных избирательных усилителей на транзисторах (см., например, [2, 3, 9] и др.).

13. СХЕМЫ И ПАРАМЕТРЫ СЕРИЙНЫХ ГИБРИДНЫХ МИКРОСХЕМ

В настоящее время выпускается несколько серий линейных гибридных микросхем, предназначенных для широкого применения в радиоэлектронной аппаратуре. Каждая серия содержит несколько различных микросхем определенного назначения, например К224

для радиовещательной и телевизионной аппаратуры, К237 для радиовещательной и звукозаписывающей аппаратуры и т. д. Некоторые технические характеристики микросхем для избирательных усилителей приведены ниже. Для удобства выбора микросхемы систематизированы не по сериям, а по количеству примененных в них усилительных транзисторов.

В зависимости от количества усилительных транзисторов выпускаются четыре типа гибридных микросхем для усилителей высокой и промежуточной частоты.

Однотранзисторные микросхемы

В микросхеме К2УС242 (рис. 42) использован транзистор КТТ-5, параметры которого близки к параметрам транзистора КТ307 (см. § 11).

Транзистор микросхемы может быть включен по любой из трех схем включения транзистора. На рис. 42, б, г показаны варианты включения по схеме с ОЭ, а на рис. 42, в — по схеме с ОБ. При $E_{см} = 3$ В ток эмиттера $I_э \approx 1,6$ мА (рис. 42, б, в). При этом напряжение коллекторного источника питания $E_n = 3,6 \pm 9$ В. На рис. 42, г показан вариант с одним источником питания. В этом случае при $E_n = +9$ В, $I_э \approx 1,6$ мА.

Диапазон рабочих частот микросхемы при включении с ОЭ 0,15—30 МГц, а при включении с ОБ 10—30 МГц (увеличение

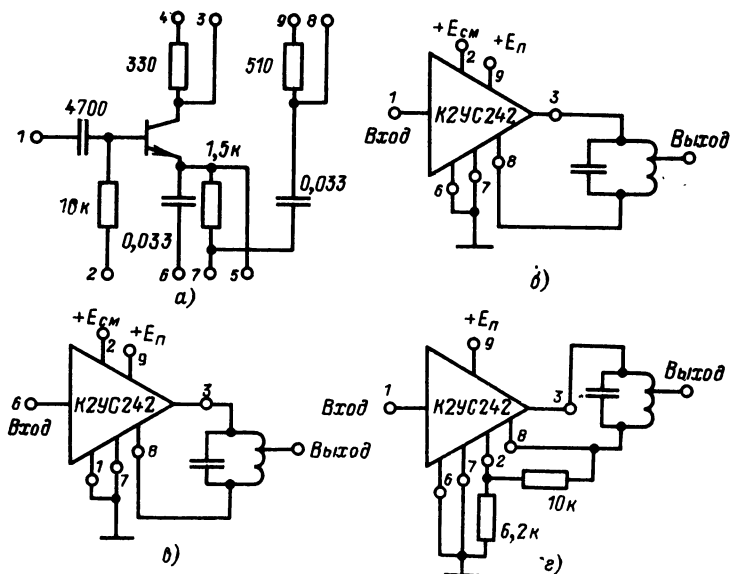


Рис. 42. Микросхема К2УС242.

а — принципиальная схема; б — вариант включения с ОЭ; в — вариант включения с ОБ; г — вариант включения с ОЭ с одним источником питания.

нижней частоты связано с небольшой величиной емкости конденсатора в цепи базы).

Микросхема К2УС243 (рис. 43) предназначена для использования в УВЧ и УПЧ УКВ ЧМ приемников, однако может быть применена и в других типах УВЧ, УПЧ или преобразователях частоты в диапазоне 10—110 МГц. На рис. 43,б показан вариант с ОЭ, однако на высоких частотах транзистор следует включать по схеме с ОБ. В микросхеме применен транзистор КТТ-5. При $E_{см} = 3$ В и $E_{п} = 3,6 \div 9$ В $I_{э} \approx 1,6$ мА. Ток при изменении $E_{п}$ в указанных пределах от $E_{п}$ не зависит. При замыкании выводов 5—6 $I_{э} \approx 2,4$ мА.

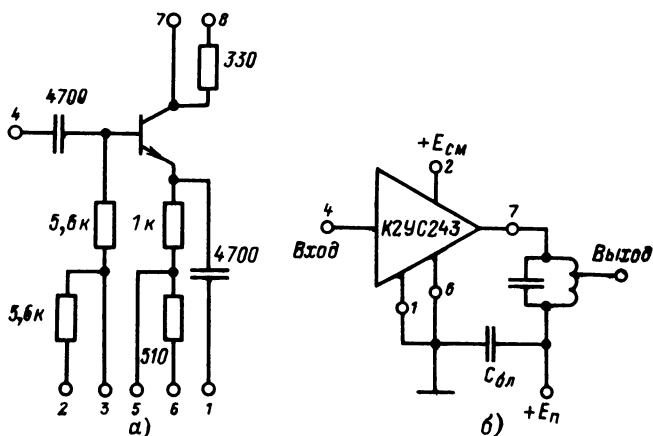


Рис. 43. Микросхема К2УС243.

а — принципиальная схема; б — вариант включения с ОЭ.

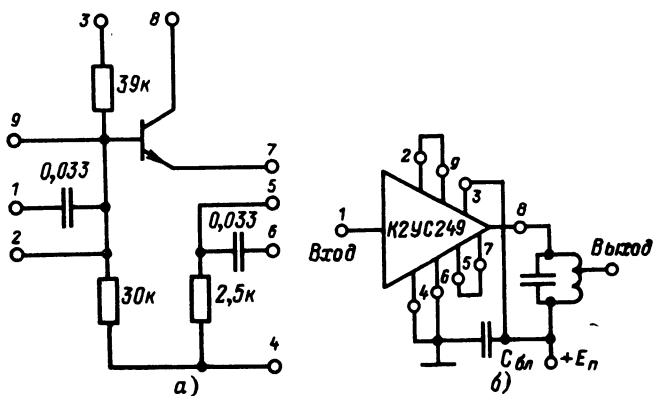


Рис. 44. Микросхема К2УС249.

а — принципиальная схема; б — вариант включения с ОЭ.

В микросхеме K2YC249 (рис. 44) использован транзистор КТТ-5, ток эмиттера которого при $E_n=12$ В составляет 1,6 мА. На рис. 44,б показан вариант включения с ОЭ, однако возможно включение транзистора по схеме с ОБ или ОК. Рекомендуемый диапазон частот — 0,5—50 МГц.

В микросхеме K2YC281 (рис. 45) использован транзистор КТ307, который может быть включен по любой схеме (на рис. 45,б показан

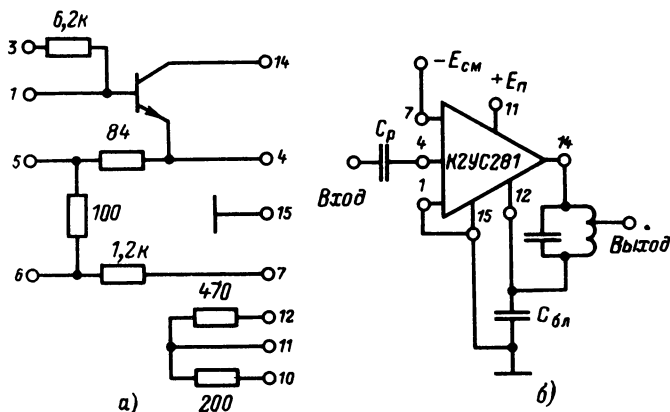


Рис. 45. Микросхема K2YC281.

а — принципиальная схема; б — вариант включения с ОБ.

вариант с ОБ). При напряжениях $E_n=+6,3$ В и $E_{cm}=-6,3$ В $I_{\Sigma} \approx 4$ мА. При замыкании выводов 4—6 I_{Σ} увеличивается до 5 мА. Частотный диапазон микросхемы 0,15—110 МГц, причем нижний предел ограничен емкостью внешних разделительного и блокировочного конденсаторов, а верхний — предельной частотой транзистора КТ307.

Двухтранзисторные микросхемы

Двухтранзисторные микросхемы характеризуются большим количеством элементов и большей степенью интеграции, чем одностранзисторные. Это приводит как к улучшению электрических параметров усилителей (увеличиваются коэффициент усиления на каскад и устойчивость усилителя), так и к удешевлению устройства.

Микросхема K2YC283 состоит из двух транзисторов КТ307, включенных по схеме ОЭ — ОБ (рис. 46), и нескольких резисторов, необходимых для установки режима по постоянному току. Резистор в цепи коллектора второго транзистора служит для обеспечения устойчивой работы усилителя.

При напряжениях $E_n=+6,3$ В и $E_{cm}=-6,3$ В ток эмиттера каждого транзистора составляет 5 мА. Микросхему целесообразно использовать в узкополосных УВЧ и УПЧ в диапазоне 0,15—110 МГц.

Параметры схемы ОЭ — ОБ можно рассчитать при помощи выражений (9).

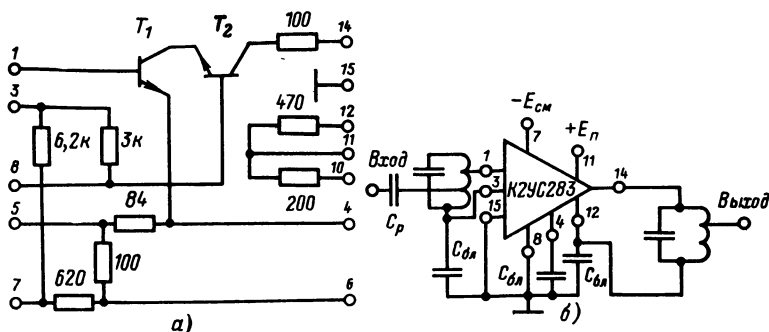


Рис. 46. Микросхема К2УС283.

а — принципиальная схема; б — схема включения.

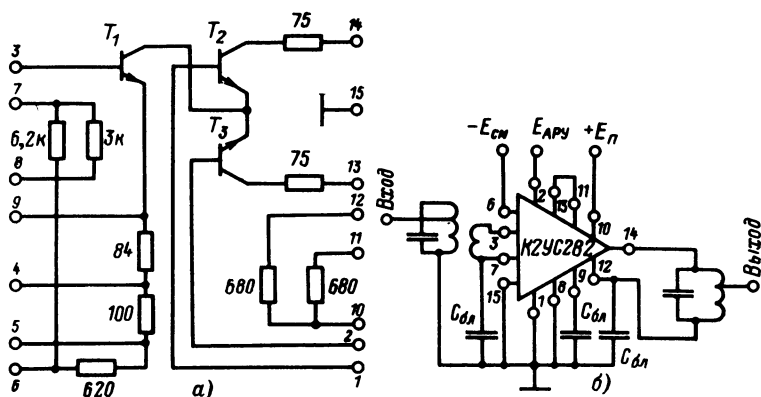


Рис. 47. Микросхема К2УС282.

а — принципиальная схема; б — схема включения.

Микросхема К2УС282 (рис. 47) имеет такие же параметры, как К2УС283, однако в ней можно осуществить ручную или автоматическую регулировку усиления изменением режима транзистора T_2 с помощью транзистора T_3 (рис. 47). Транзисторы T_1 и T_2 (КТ307) образуют каскодную схему ОЭ — ОБ, токи эмиттеров которых при закрытом T_3 $I_{\Sigma} \approx 5$ мА.

При подаче на базу транзистора T_3 отпирающего напряжения коллекторный ток транзистора T_1 перераспределяется между T_2 и T_3 . Это приводит к уменьшению тока основного транзистора T_2 и увеличению тока транзистора T_3 . Из-за уменьшения тока усиление транзистора T_2 падает, а высокочастотная составляющая выходного тока транзистора T_1 при этом проходит в основном через уменьшающееся входное сопротивление транзистора T_3 .

При изменении напряжения АРУ от $-1,25$ до $+1,25$ В диапазон регулировки составляет 40 дБ. Напряжения $E_{\pi}=+6,3$ В, $E_{см}=-6,3$ В, диапазон частот 0,15—110 МГц.

В микросхеме К2УС241 (рис. 48) использованы транзисторы КТТ-5, включенные по схеме ОЭ—ОБ. На рис. 48,б показан вариант питания схемы от одного источника питания. При $E_{\pi}=12$ В $I_{\Sigma} \approx 1,6$ мА; если замкнуть выводы 4 и 5, то $I_{\Sigma} \approx 3,2$ мА. Возможен вариант питания микросхемы от двух источников. В этом случае на вывод 3 подается $E_{см}=+3$ В (см. рис. 42 или 43), выводы 2 и 7 размыкаются, и при $E_{\pi}=5,4-12$ В $I_{\Sigma} \approx 1,6$ мА. Диапазон рабочих частот микросхемы 0,15—110 МГц.

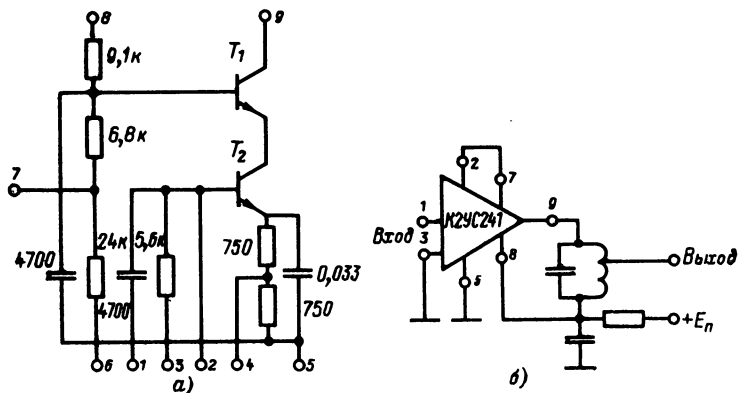


Рис. 48. Микросхема К2УС241.

а — принципиальная схема; б — схема включения.

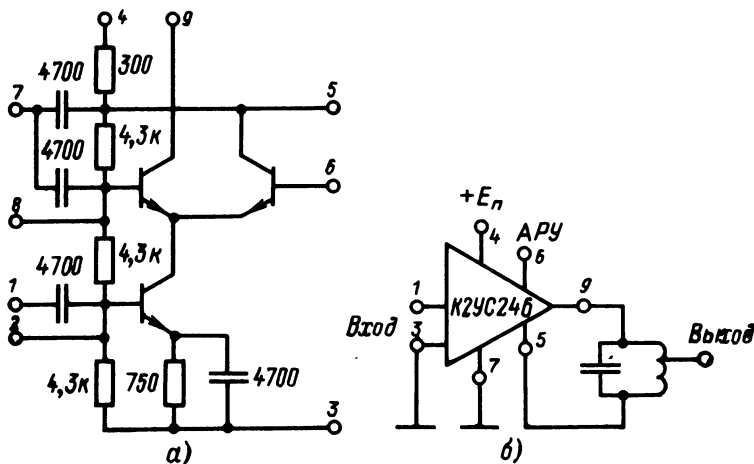


Рис. 49. Микросхема К2УС246.

а — принципиальная схема; б — схема включения.

Микросхема К2УС246 (рис. 49) предназначена для работы в качестве регулируемого усилителя в трактах ПЧ телевизионных приемников, однако ее можно применять и в других типах радиоприемных устройств. В микросхеме используются транзисторы КТТ-5, включенные по схеме ОЭ — ОБ. При максимальном усилении $I_{\text{Э}} \approx 3,5$ мА при $E_{\text{п}} = +12$ В. Метод регулировки тот же, что в микросхеме К2УС282 (рис. 47). При изменении напряжения АРУ от +7 до +9,5 В диапазон регулировки усиления не менее 40 дБ. Рекомендуемый диапазон рабочих частот 30—45 МГц.

Микросхема К2УС2413 (рис. 50) применяется в тех же целях, что и схема К2УС246 (рис. 49), но не позволяет регулировать усиление. Транзисторы типа КТТ-5 включены по схеме ОЭ — ОБ. При $E_{\text{п}} = +12$ В $I_{\text{Э}} \approx 3,5$ мА. Частотный диапазон микросхемы 30—45 МГц может быть расширен примерно до 100 МГц. Снизу частотный диапазон ограничен емкостями блокировочных конденсаторов.

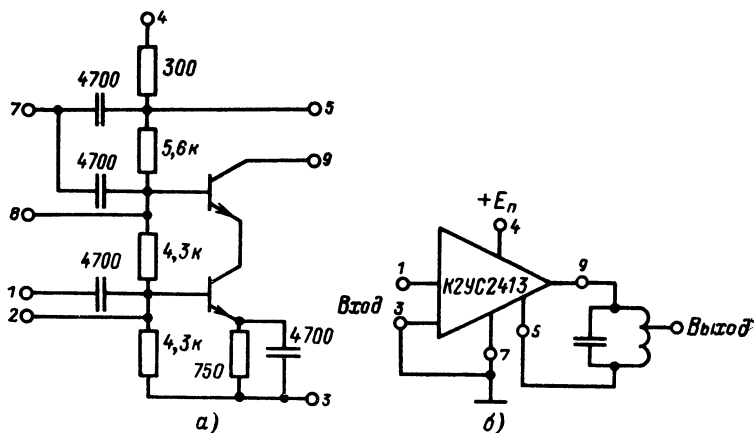


Рис. 50. Микросхема К2УС2413.

а — принципиальная схема; б — схема включения.

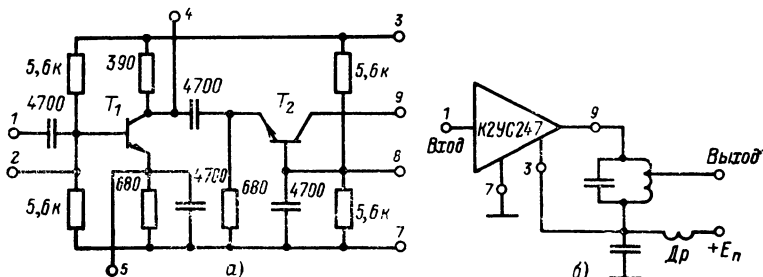


Рис. 51. Микросхема К2УС247.

а — принципиальная схема; б — схема включения.

Микросхема К2УС247 (рис. 51) предназначена для выходных каскадов УПЧ телевизионных или других приемников. Для получения повышенной амплитуды выходного напряжения транзисторы КТТ-5 включены по схеме ОЭ — ОБ при сравнительно больших токах эмиттеров ($I_{\Sigma} \approx 7$ мА при $E_{\pi} = +12$ В). Диапазон рабочих частот 30—45 МГц.

В отличие от рассмотренных двухтранзисторных усилительных элементов, образующих каскодную схему ОЭ — ОБ, транзисторы микросхемы К2УП241 (рис. 52) образуют каскодную схему ОК — ОБ. Для снижения влияния неидентичности параметров транзисторов T_1 и T_2 в их эмиттерные цепи включены стабилизирующие резисторы. При этом конденсатор, соединяющий эмиттеры транзисторов, исключает влияние резисторов на высокой частоте.

Транзистор T_3 , образующий генератор стабильного тока, может быть использован и в качестве усилителя напряжения гетеродина в случае применения микросхемы в балансных смесителях

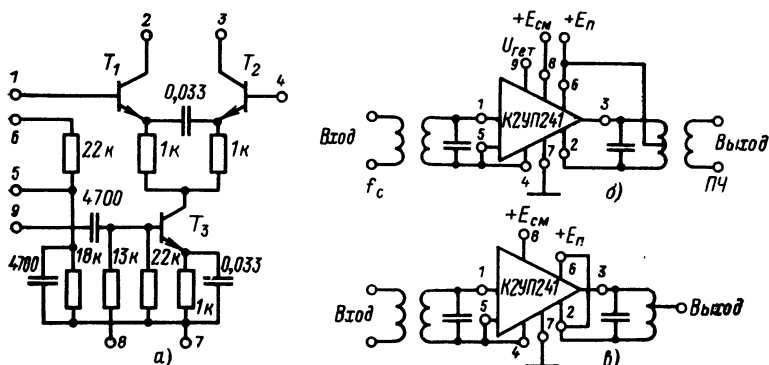


Рис. 52. Микросхема К2УП241.

а — принципиальная схема; б — схема включения в качестве смесителя; в — схема включения в качестве резонансного усилителя ОК — ОБ.

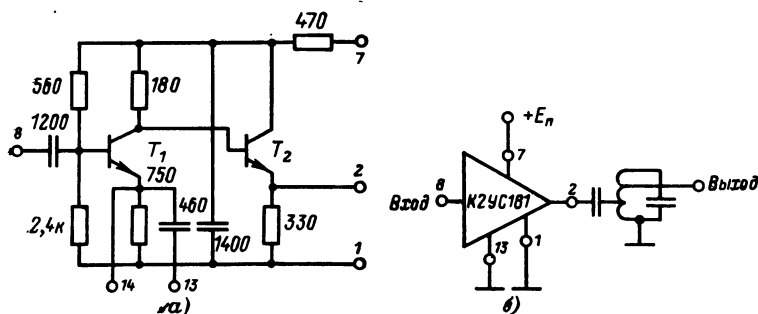


Рис. 53. Микросхема К2УС181.

а — принципиальная схема; б — схема включения.

(рис. 52,б). При этом разброс крутизны смесительных транзисторов не превышает $\pm 10\%$.

В микросхеме применены транзисторы КТТ-5. Диапазон рабочих частот микросхемы 0,15—110 МГц. При напряжении источника питания $+5,4 \pm 0,9$ В и напряжении смещения $+3 \text{ В} \pm 5\%$ токи эмиттеров транзисторов T_1 и T_2 составляют примерно 0,6 мА. В случае использования микросхемы в качестве УВЧ или УПЧ ее Y -параметры могут быть вычислены с помощью выражений (13).

Следует заметить, что выполнение микросхемы К2УП241 по дифференциальной конфигурации не дает каких-либо существенных преимуществ из-за неидентичности параметров транзисторов. Кроме того, схема не может быть использована в каскодном включении ОЭ—ОБ (т. е. со входом сигнала на базу транзистора T_3), так как в этом случае сигнал сильно ослабляется из-за наличия резисторов в цепях эмиттеров транзисторов T_1 и T_2 .

В микросхеме К2УС181 применены транзисторы КТ307, включенные по схеме ОЭ—ОК (рис. 53). При расчете параметров микросхемы следует учитывать, что транзисторы работают при различных режимах по постоянному току: ток эмиттера транзистора T_1 составляет примерно 2 мА, T_2 —5 мА. При расчете Y -параметров микросхемы в выражениях (17) необходимо учитывать проводимость Y , образованную резистором в цепи коллектора транзистора T_1 , имеющего небольшое сопротивление.

Микросхема питается от источника напряжением $+6,3$ В. Диапазон частот микросхемы 22,5—37,5 МГц.

Трехтранзисторные микросхемы

Микросхема К2УС248 (рис. 54) предназначена для применения в УПЧ звукового сопровождения телевизионных приемников, однако может быть применена и в других типах УПЧ на частотах 4—10 МГц. В микросхеме применены транзисторы КТТ-5, включенные по схеме ОЭ—ОК—ОБ при $I_{\Sigma} \approx 2,5$ мА и $E_{\Sigma} = 12$ В. Крутизна микросхемы на частоте 6,5 МГц $Y_{21} = 1000$ мСм. Y -параметры микросхемы могут быть рассчитаны по формулам (25), при этом проводимость $Y = 1$ мСм.

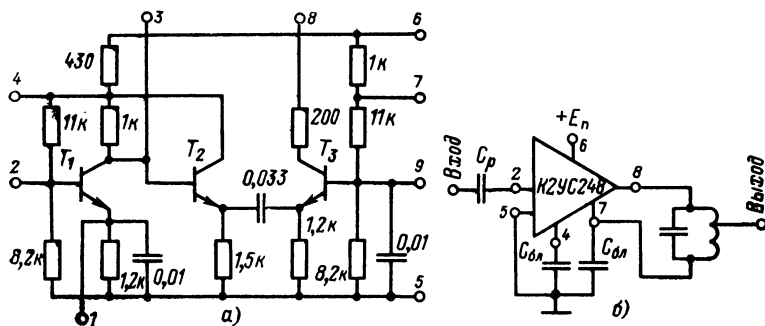


Рис. 54. Микросхема К2УС248.

а — принципиальная схема; б — схема включения.

Микросхема 2УС357 предназначена для использования в усилителях промежуточной частоты в диапазоне 0,1—100 МГц. Принципиальная схема микросхемы 2УС357 приведена в [22]. Транзисторы 2Т307, примененные в микросхеме, могут быть включены по схемам ОК—ОБ или ОК—ОБ—ОК. В случае включения ОК—ОБ—ОК (выводы 8 и 10 замкнуты) параметры микросхемы могут быть рассчитаны по формулам (26), при этом проводимость Y состоит из резисторов 2 кОм и 9,1 кОм, соединенных параллельно. При напряжении питания $E_{\pi}=+6,3$ В $I_{\Sigma} \approx 1$ мА. В микросхеме возможна регулировка усиления. Глубина АРУ не менее 50 дБ при изменении напряжения АРУ от 0 до +4 В.

Четырехтранзисторные микросхемы

Четырехтранзисторные микросхемы характеризуются более высокой степенью интеграции, чем рассмотренные ранее. На подобных микросхемах можно реализовать УПЧ с большим коэффициентом усиления при минимальном количестве элементов и поэтому сравнительно недорогие.

Микросхема К2УС2414 (рис. 55) применяется для тех же целей, что и К2УС248 (рис. 54), но имеет лучшие параметры. Для этого

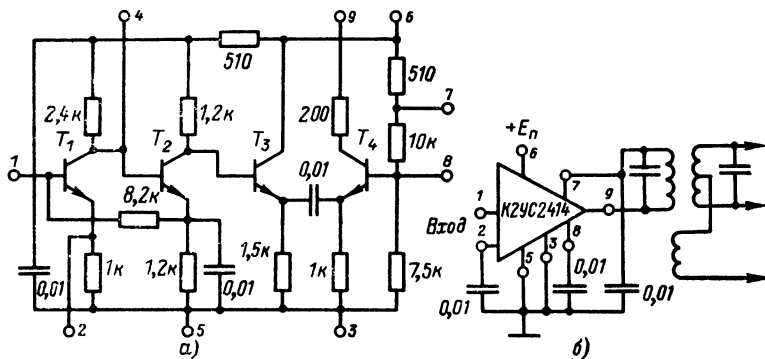


Рис. 55. Микросхема К2УС2414.

а — принципиальная схема; б — схема включения.

добавлен еще один транзистор по схеме с ОЭ, так что образуется схема ОЭ—ОЭ—ОК—ОБ. Транзисторы типа КТТ-5 работают при $I_{\Sigma} \approx 2,5$ мА ($E_{\pi}=+12$ В). Микросхема имеет высокую крутизну; на частоте 6,5 МГц $Y_{21} \approx 2000$ мСм. Диапазон ее рабочих частот 4—10 МГц. Y -параметры микросхемы могут быть рассчитаны по формулам (28). При этом следует учесть, что между транзисторами включены проводимости $Y_1 \approx 0,417$ мСм и $Y_2 \approx 0,83$ мСм.

Микросхема 2УС352 может быть использована в усилителях высокой и промежуточной частоты. Принципиальная схема 2УС352 приведена в [22]. В микросхеме применены транзисторы 2Т307, которые могут быть включены по схеме ОЭ—ОЭ—ОБ или ОЭ—ОЭ—ОБ—ОК. В случае варианта ОЭ—ОЭ—ОБ параметры микросхемы

могут быть рассчитаны по формулам (19), где $Y=0,5$ мСм, а в случае варианта ОЭ—ОЭ—ОБ—ОК — по формулам (29), где $Y_1=0,5$ мСм, $Y_2=0,39$ мСм. При напряжении питания $E_n=+6,3$ В токи эмиттеров транзисторов $I_{\text{Э}} \approx 0,5$ мА, диапазон рабочих частот микросхемы 0,1—25 МГц. Микросхема 2УС352 допускает регулировку усиления глубиной 20 дБ, а также может быть использована в качестве ограничителя. На частоте $f=1,6$ МГц $|Y_{21 \text{ ЭЭБ}}| \geq 85$ мСм.

Микросхема 2УС353 может быть использована в качестве УПЧ с регулируемым коэффициентом усиления глубиной до 80 дБ. Принципиальная схема микросхемы 2УС353 приведена в [22]. Микросхема состоит из двух дифференциальных усилителей, образующих схему ОК—ОБ—ОК—ОБ. Транзисторы 2Т307, примененные в микросхеме, имеют $I_{\text{Э}}=0,5$ мА при $E_n=+6,3$ В. Для регулировки усиления в микросхеме использованы два транзистора в диодном включении, которые шунтируют входы дифференциальных каскадов. Диапазон рабочих частот микросхемы 0,1—25 МГц. У-параметры микросхемы 2УС353 могут быть рассчитаны по формулам (30), где $Y \approx 0,4$ мСм. На частоте $f=1,6$ МГц $Y_{21 \text{ КБКБ}} \geq 100$ мСм.

Список литературы

1. Транзисторы, параметры, методы измерений и испытаний. Под ред. И. Г. Бергельсона, Ю. А. Каменецкого, И. Ф. Николаевского. М., «Советское радио», 1968. 504 с.
2. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах. Под ред. Р. А. Валитова. М., «Связь», 1972. 464 с.
3. Барулин Л. Г. Резонансные усилители на транзисторах. М., «Связь», 1969. 144 с.
4. Бескорпусные полупроводниковые приборы. М., «Энергия», 1973. 152 с.
5. Калихман С. Г., Левин Я. М. Основы теории и расчета радиовещательных приемников. М., «Связь», 1969. 448 с.
6. Ковалев В. Г., Ламекин В. Ф. Радиолюбителю о микросхемах. М., Изд-во ДОСААФ, 1975. 127 с.
7. Круглов В., Семенов Ю., Сухов К. Новые интегральные микросхемы серии К224. — «Радио», 1974, № 2, с. 54—57.
8. Ложников А. П., Сонин Е. К. Каскодные схемы на транзисторах. М., «Энергия», 1969. 144 с.
9. Музыка З. Н., Пустоваров В. Е., Синицкий Б. Г. Расчет высокочастотных каскадов радиоприемных устройств на транзисторах. М., «Энергия», 1975. 160 с.
10. Радиоприемные устройства на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. Р. А. Валитова, А. А. Куликовского. М., «Советское радио», 1968. 384 с.
11. Радиоприемные устройства. Под ред. В. И. Сифорова. М., «Советское радио», 1974. 560 с.
12. Севастьянов Э., Круглов В., Баранов В. Микросхемы для радиовещательных приемников. — «Радио», 1972, № 3, с. 54—56.
13. Севастьянов Э., Сухов К., Круглов В. Микросхемы для телевизионных приемников. — «Радио», 1972, № 4, с. 57—58.
14. Симонов Ю. Л. Усилители промежуточной частоты. М., «Советское радио», 1973. 384 с.
15. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. Изд. 4-е. Под общей ред. Н. Н. Горюнова. М., «Энергия», 1977. 508 с.
16. Чистяков Н. И., Сидоров В. М. Радиоприемные устройства. М., «Связь», 1974. 408 с.
17. Шапиро Д. Н. Основы теории и расчета усилителей высокой частоты на транзисторах. М., «Связь», 1962. 280 с.
18. Шапиро Д. Н. Каскады радиоприемников на микросхемах. Л., Изд. ЛЭИС, 1973. 53 с.
19. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. Под ред. Е. И. Гальперина. М., «Советское радио», 1974. 312 с.
20. Шуцкой К. А. Транзисторные усилители высокой частоты. М., «Энергия», 1967. 113 с.
21. Штерн Л. Основы проектирования интегральных схем. Пер. с англ. М., «Энергия», 1973. 328 с.
22. Справочник по интегральным микросхемам. Под общ. ред. Б. В. Тарабрина. М., «Энергия», 1977. 584 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
1. Транзисторные усилительные элементы дискретных и интегральных избирательных усилителей	5
2. Эквивалентные Y-параметры некоторых транзисторных усилительных элементов	9
3. Определение Y-параметров транзисторов через элементы физической эквивалентной схемы	23
4. Проблема устойчивости при проектировании избирательных усилителей	26
5. Устойчивый коэффициент усиления каскада с многотранзисторным усилительным элементом	28
6. Сравнение усилительных элементов по устойчивому коэффициенту усиления	32
7. Выбор коэффициента устойчивости	42
8. Сравнение коэффициентов усиления различных схем при согласовании	47
9. Сравнение устойчивого и согласованного коэффициентов усиления	56
10. Усилительные возможности различных схем при широкой и узкой полосах пропускания	60
11. Транзисторы гибридных микросхем	63
12. Выбор типа микросхемы и определение ее параметров	66
13. Схемы и параметры серийных гибридных микросхем	67
Список литературы	78

ГЕННАДИЙ ВАСИЛЬЕВИЧ УТОЧКИН

**Интегральные и многотранзисторные каскады
избирательных усилителей**

Редактор *А. Е. Панов*

Редактор издательства *И. Н. Сулова*

Обложка художника *Е. В. Никитина*

Технический редактор *О. Д. Кузнецова*

Корректор *А. Д. Халанская*

ИБ № 1051

Сдано в набор 23.02.78

Подписано к печати 19.04.78

Т-08062

Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 2 Гарн. шрифта литературная

Печать высокая

Усл. печ. л. 4,2

Уч.-изд. л. 4,21

Тираж 20 000 экз.

Зак. 562

Цена 20 к.

Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

20 к.