

**В.С.МОСТЫКО**



**РЕГУЛИРОВКА  
ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ  
ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ  
УСИЛИТЕЛЕЙ**



**« ЭНЕРГИЯ »**

БИБЛИОТЕКА

ПО РАДИО

ЭЛЕКТРОНИКЕ

---

Выпуск 62

В. С. МОСТЫКО

# РЕГУЛИРОВКА ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ



МОСКВА  
«ЭНЕРГИЯ» 1979



Scan AAW

ББК 32.846  
М 84  
УДК 621.375.1

**Мостыко В. С.**

М 84 Регулировка полосы пропускания избирательных усилителей.— М.: Энергия, 1979.— 112 с., ил.— (Б-ка по радиоэлектронике; Вып. 62).

30 к.

В книге рассмотрены возможности регулировки полосы пропускания в избирательных усилителях. Проведен анализ нескольких видов усилителей с активными и пассивными цепями обратной связи и переменной полосой пропускания. Показаны основные способы осуществления регулировки, даны методика и примеры расчета усилителей, а также их практические схемы.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой приемно-усилительных устройств, и для студентов радиотехнических специальностей.

М  $\frac{30401-036}{051(01)-79}$  212-79. 2402020000

ББК 32.846  
6Ф2.12

Издательство «Энергия», 1979.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Усилители с переменной полосой пропускания используются в различных радиотехнических устройствах. В основном они применяются в радиоприемниках. Регулировка полосы пропускания обычно выполняется в тракте с фиксированной настройкой, т. е. в полосовых усилителях приемника. Радиоприемное устройство, снабженное регулировкой полосы пропускания, позволяет согласовать ее с шириной спектра принимаемого сигнала, получить максимальное отношение сигнал/шум, улучшить помехоустойчивость и обеспечить высококачественный прием. Применение усилителей с регулировкой полосы пропускания в радиоизмерительной аппаратуре повышает точность измерения параметров различных видов сигналов и обеспечивает большую оперативность работы.

Рассматриваемая регулировка в радиоприемных устройствах и усилителях встречается сравнительно редко. Это связано с некоторой сложностью ее реализации традиционными способами по сравнению с другими видами регулировок.

Техника регулировки полосы пропускания в последнее время существенно изменилась. Однако систематического освещения в литературе эти изменения не нашли. Существует также неоднозначность в оценке возможностей управления полосой пропускания в отдельных устройствах. В большинстве случаев рекомендуются устройства без обстоятельного анализа существующих возможностей.

В этой книге предпринята попытка систематизировать основные методы, особенности и возможности регулировки полосы пропускания в избирательных усилителях. Предлагаются также сравнительно простые регулируемые усилители с обратной связью, которые в настоящее время представляются наиболее перспективными. В книге приведены практические схемы усилите-

лей, методика и примеры их расчета, отмечаются особенности выполнения, настройки и эксплуатации.

В гл. 1 изложены общие вопросы, связанные с регулировкой полосы пропускания в усилителях, дана краткая характеристика основных методов регулировки. Рассмотрена регулировка полосы пропускания методами смещения и инвертирования спектра сигнала, а также при помощи обратной связи. Там же изложен краткий обзор литературы по регулируемым фильтрам. Основное внимание уделено регулируемым полосовым усилителям с обратной связью.

В гл. 2 рассматриваются регулируемые усилители с активными цепями обратной связи, формирующие одно- или двугорбые амплитудно-частотные характеристики. Изложен краткий анализ усилителей и показаны их особенности при различных схемах включения транзисторов, выяснены возможности выравнивания коэффициента усиления при регулировке полосы. Даны методика и пример расчета усилителя, приведены практические схемы.

В гл. 3 проведен анализ регулируемых усилителей с пассивными цепями обратной связи, формирующих многогорбые амплитудно-частотные характеристики. Показаны особенности этих усилителей и дана оценка основных показателей. Приведены примеры расчета и практические схемы усилителей с переменной полосой пропускания, используемых на частотах порядка сотни мегагерц.

Автор благодарит канд. техн. наук, профессора В. А. Волгова, способствовавшего написанию этой книги, кандидатов техн. наук, доцентов В. П. Васильева и Г. М. Крылова за ценные замечания и советы.

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

*Автор*

## ГЛАВА ПЕРВАЯ

# МЕТОДЫ РЕГУЛИРОВКИ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ И ИХ ОСОБЕННОСТИ

### 1. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К УСТРОЙСТВАМ С ПЕРЕМЕННОЙ ПОЛОСОЙ ПРОПУСКАНИЯ

В различных фильтрах, усилителях и других устройствах под полосой пропускания понимают ту область частотного диапазона, в пределах которой для сигналов синусоидальной формы создается некоторое затухание, большее затухания на центральной частоте (частоте настройки). Относительный уровень затухания принимается в пределах 1—6 дБ. Для полосы пропускания указывается уровень, на котором она определяется. Здесь и далее она будет определяться на уровне 3 дБ. Сущность регулировки полосы пропускания состоит в изменении указанной области частотного диапазона.

Идеальной можно назвать такую регулировку, при которой изменяется только полоса пропускания устройства. Однако некоторые показатели в процессе регулировки принципиально не могут быть постоянными. К ним следует отнести в первую очередь избирательность. В ряде случаев допускается изменение отдельных показателей, как, например, при приеме сигналов с амплитудной модуляцией, когда к фазо-частотной характеристике не предъявляют особых требований. Напротив, для сигналов с угловой модуляцией форма и наклон фазо-частотной характеристики связаны со временем запаздывания, перекрестной модуляцией и нелинейными искажениями. В свою очередь изменение коэффициента усиления можно использовать для улучшения эффективности работы автоматической регулировки усиления. Важными являются требования к симметрии амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), отсутствию ее смещения

й, в отдельных случаях, к допустимому изменению формы АЧХ.

В качестве основных показателей, характеризующих фильтры и усилители с переменной полосой пропускания, используются следующие:

1) коэффициент регулировки полосы, показывающий отношение максимальной полосы пропускания к минимальной:

$$K_{\text{рег}} = P_{\text{макс}} / P_{\text{мин}}; \quad (1)$$

2) допустимое смещение АЧХ, или частоты настройки, определяемое как отношение смещения настройки  $\Delta f_0$  к минимальной полосе пропускания:

$$q = \Delta f_0 / P_{\text{мин}}; \quad (2)$$

3) коэффициент прямоугольности АЧХ, представляющий отношение полосы пропускания на некотором уровне  $\sigma$  к полосе пропускания на уровне 0,7, т. е.

$$K_{\text{пр}} = P_{\sigma} / P, \quad (3)$$

причем уровень  $\sigma$  всегда меньше значения 0,7. Изменение коэффициента прямоугольности определяется его крайними значениями:  $K_{\text{п.мин}}$ ,  $K_{\text{п.макс}}$ ;

4) неравномерность АЧХ в полосе пропускания, представляющая отношение наибольшего максимума в АЧХ к ее наименьшему минимуму:

$$\delta = y_{\text{макс}} / y_{\text{мин}}. \quad (4)$$

Предполагается, что АЧХ имеет более чем один максимум;

5) перекося АЧХ, определяемый отношением значений крайних максимумов АЧХ в полосе пропускания:

$$\psi = y''_{\text{макс}} / y'_{\text{макс}}, \quad (5)$$

где  $y''_{\text{макс}} > y'_{\text{макс}}$ ;

6) изменение коэффициента усиления (передачи) на частоте настройки при регулировке полосы:

$$M = K_{\text{омакс}} / K_{\text{омин}}; \quad (6)$$

7) фактор формы АЧХ. В отдельных случаях этот параметр вводится для оценки изменения формы АЧХ при регулировке полосы и может быть однозначно связан с неравномерностью АЧХ в полосе пропускания. Так, например, для оценки формы АЧХ пары связанных

контуров используется понятие фактора связи. Фактор формы АЧХ, подобный в определенной мере фактору связи, используется при описании регулируемых усилителей с обратной связью и подробно поясняется в гл. 2;

8) крутизна скатов АЧХ, определяемая модулем производной функции, описывающей нормированную АЧХ, в точках отсчета полосы пропускания:

$$S = \left| \frac{dy}{dx} \right|_{x=x_{1,2}}, \quad (7)$$

где  $x_1$  и  $x_2$  — обобщенная расстройка, соответствующая границам полосы пропускания;

9) изменение избирательности (селективности), оцениваемое ее значениями, соответствующими максималь- ной и минимальной полосам пропускания;

10) закономерность изменения полосы пропускания, представляющая зависимость полосы пропускания от управляющего напряжения:

$$P = f(U_{\text{п}}); \quad (8)$$

11) количество управляемых элементов;

12) вид управления и управляющего сигнала.

Конструктивные, технологические и экономические показатели в основном определяют возможность применения того или иного метода. Так, например, в радиовещательной аппаратуре, несмотря на разнообразие способов регулировки, применяют самые простые конструктивно и наиболее экономичные методы.

Перечисленные параметры достаточно полно характеризуют пассивные фильтры. Для оценки работы активных регулируемых фильтров и усилителей используются также параметры, свойственные усилителям, — нелинейные искажения, динамический диапазон входного сигнала и др.

## 2. МЕТОДЫ РЕГУЛИРОВКИ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ

Усилители с переменной полосой пропускания содержат электрические фильтры, причем их звенья можно сосредоточить в виде отдельного, более сложного фильтра или распределить между усилительными элементами. Различают три основных метода регулировки полосы пропускания:



1) изменение полосы пропускания в цепях межкаскадной связи (в фильтрах) усилителя;

2) изменение полосы пропускания в усилителе со специально введенными обратными связями;

3) ограничение спектра сигнала в фильтрах усилителя с многократным преобразованием частоты и переменными промежуточными частотами (метод смещения и инвертирования спектра сигнала).

В пассивных фильтрах не удастся получить широкие пределы изменения полосы пропускания. При этом приходится решать одновременно такие задачи, как обеспечение постоянства частоты настройки и коэффициента передачи.

На частотах, измеряемых десятками мегагерц, трудно выполнить регулируемые фильтры с простыми способами управления, так как здесь становятся непригодными методы механического переключения элементов, а параметры этих элементов (конденсаторов и индуктивностей) приобретают практически трудноосуществимые значения. Указанные недостатки становятся более ощутимыми по мере усложнения схемы фильтра. В пассивных фильтрах приходится регулировать большинство элементов по различным функциональным зависимостям. В этих фильтрах применяется обычно дискретная регулировка (переключение) полосы пропускания. Основной задачей, решаемой при регулировке полосы с помощью пассивных фильтров, является поиск таких схем, в которых цель достигается либо при меньшем количестве переменных элементов, либо при использовании элементов однотипных и изменяемых в одинаковых пределах. Некоторые виды фильтров с конкретными способами регулировки изучены достаточно хорошо, но применение новых типов управляемых элементов в них приводит к различным результатам.

При использовании второго и третьего методов регулировки нет необходимости в изменении параметров пассивных фильтров, тем самым исключается ряд сложных задач. Оба метода регулировки нашли широкое распространение, так как они имеют ряд достоинств: сравнительно несложные способы электрического управления полосой в широких пределах, постоянство частоты настройки и сохранение формы АЧХ, причем в случае использования обратной связи устройство получается более простым,

Способы регулировки полосы пропускания достаточно разнообразны. Они могут быть одинаковыми в разных методах и связаны с теми элементами, при помощи которых производится управление полосой пропускания в фильтре или усилителе, а также с теми параметрами, за счет которых получено изменение полосы пропускания. Например, в пассивных фильтрах можно выполнить управление полосой пропускания изменением волнового сопротивления звеньев, затухания, коэффициента связи между звеньями. В качестве отличительного признака в способе регулировки различают вид управляемых элементов — варикапа, вариконда, ферровариометра, туннельного диода, транзистора и т. п. Управляемые элементы для фильтра могут выполняться в виде сложных электронных схем, формирующих переменные активные, реактивные или комплексные сопротивления.

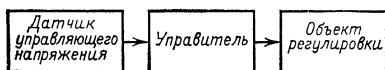


Рис. 1. Структурная схема устройства с электрическим управлением полосой пропускания.

Наличие электронного устройства, подключенного к пассивному регулируемому фильтру, приводит иногда к неверному отождествлению его с активным. Например, способ регулировки, основанный на изменении затухания в звеньях, можно реализовать при помощи переменных резисторов или подключением транзисторных устройств, формирующих переменные сопротивления, но фильтр при этом остается пассивным.

Наличие электронного устройства, подключенного к пассивному регулируемому фильтру, приводит иногда к неверному отождествлению его с активным. Например, способ регулировки, основанный на изменении затухания в звеньях, можно реализовать при помощи переменных резисторов или подключением транзисторных устройств, формирующих переменные сопротивления, но фильтр при этом остается пассивным.

Различают такие виды регулировки полосы пропускания, как ручную и автоматическую, механическую, электрическую, плавную, дискретную, автономную и совмещенную. При электрической регулировке в состав структурной схемы устройства, представленной на рис. 1, входят датчик управляющего напряжения, управитель и объект регулировки — фильтр или усилитель. Управитель предназначен для формирования регулирующего напряжения, поступающего на усилитель или управляемые элементы фильтра.

Автономная регулировка полосы пропускания встречается реже, чем совмещенная. Для улучшения показателей радиоприемника следует совмещать регулировку полосы пропускания с автоматической регулировкой усиления. Это совмещение оправдано тем, что приему силь-

ных сигналов в меньшей мере мешают помехи и собственные шумы приемника. Можно обеспечить более качественный прием сильных сигналов, расширяя полосу пропускания и уменьшая усиление приемника одновременно. Прием слабого сигнала, в большей мере пораженного помехами и шумами, можно осуществить, сузив полосу пропускания приемника и увеличив его усиление.

Основные виды управляющего напряжения, создаваемого датчиком, характеризуются ниже.

1. Напряжение, связанное пропорциональной зависимостью с уровнем принимаемого сигнала. Это напряжение используется наиболее часто в приемниках с переменной полосой пропускания. Однако при малом уровне помех такое управление полосой не эффективно. В этом случае управляющее напряжение целесообразнее сформировать на основе мешающего сигнала.

2. Напряжение, связанное с уровнем помех от соседних каналов или от сигналов на частотах, прилегающих к полосе пропускания, если соседние каналы отсутствуют (в радиолокационных устройствах, работающих при наличии помех).

Это управляющее напряжение можно получить различными методами. Если в УПЧ применить фильтр, выделяющий сигналы помех на частотах, прилегающих к полосе пропускания, и сформировать управляющее напряжение, то при этом не будет учтена интенсивность принимаемого сигнала. При большем уровне последнего может установиться недопустимо узкая полоса пропускания. Поэтому в формируемое напряжение вводится поправка за счет напряжения АРУ. В других случаях производится непосредственное сравнение уровней сигнала и помех на частотах, прилегающих к полосе пропускания, и регулировка включается в определенные моменты времени.

3. Управляющее напряжение, связанное с сигналом, характеризующим дальность цели, высоту полета, а также с переходом с режима поиска на режим автосопротождения цели или анализа сигнала и др.

### 3. РЕГУЛИРОВКА ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ СМЕЩЕНИЕМ И ИНВЕРТИРОВАНИЕМ СПЕКТРА СИГНАЛА

Для регулировки полосы пропускания по методу инвертирования и ограничения спектра сигнала используются смесители, плавно перестраиваемые гетеродины и электрические фильтры. Производя последовательно преобразование частоты сигнала вниз и вверх, получают неинвертированный и инвертированный по шкале частот спектры сигнала. Ограничение спектра ниже и выше несущей производится перестройкой двух гетеродинов и нескольких неперестраиваемых фильтров. Смещение спектра за пределы полосы пропускания фильтров приводит к изменению его ширины.

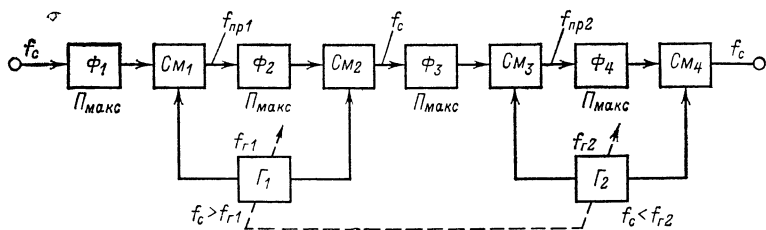


Рис. 2. Структурная схема устройства регулировки полосы пропускания по методу смещения и инвертирования спектра сигнала.

Известно несколько видов структурных схем подобных устройств с переменной полосой пропускания [33, 40, 42, 50]. Не имея каких-либо принципиальных отличий, все они основаны на многократном преобразовании частоты. Типовая структурная схема такого устройства приведена на рис. 2. Рассмотрим его работу.

Входной сигнал, прошедший через полосовой фильтр  $\Phi_1$ , поступает на смеситель  $СМ_1$ . Гетеродин  $\Gamma_1$  имеет нижнюю настройку, в результате чего спектр сигнала не инвертируется.

Первая промежуточная частота  $f_{пр1} = f_c - f_{r1}$  выбирается низкой, так чтобы можно было выполнить фильтр нижних частот  $\Phi_2$ , стоящий за смесителем  $СМ_1$ , с достаточно большой крутизной среза частотной характеристики.

Если уменьшать частоту первого гетеродина, то будет происходить плавное ограничение преобразованного

спектра сигнала выше несущей, т. е. верхней боковой полосы (ВБП), как показано на рис. 3,а. Последующий смеситель  $См_2$  преобразует промежуточную частоту  $f_{пр1}$  до исходной частоты сигнала  $f_c$ .

С помощью смесителя  $См_3$  и гетеродина  $G_2$  получается вторичное преобразование. При этом выбираются  $f_{пр2} = f_{пр1} = f_{пр}$  и  $f_{г2} > f_{г1}$ . Фильтр  $\Phi_4$  выполняется с такой же частотой среза  $f_{нч}$ , как и фильтр  $\Phi_2$ . За счет

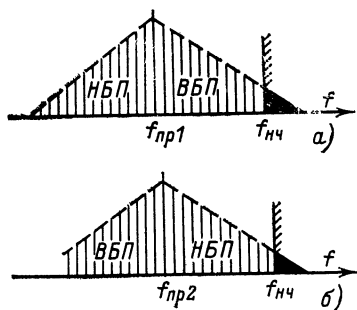


Рис. 3. Диаграммы, поясняющие инвертирование и ограничение спектра сигнала.

а — для верхней боковой полосы; б — для нижней боковой полосы.

вторичного преобразования и получающегося инвертирования спектра фильтр  $\Phi_4$  ограничивает нижнюю боковую полосу (НБП), как показано на рис. 3,б. После смесителя  $См_4$  частота  $f_c$  оказывается восстановленной.

Для получения симметричного ограничения спектра сигнала частоты гетеродинов необходимо изменять в противоположные стороны, так чтобы выполнялось соотношение

$$|f_{пр}| = |f_c - f_{г1}| = |f_{г2} - f_c| = f_{нч} \div (f_{нч} - P_{\max}), \quad (9)$$

где  $P_{\max}$  — максимальная ширина полосы пропускания.

Минимальной полосе пропускания соответствует условие

$$|f_{пр}| = |f_c - f_{г1}| = |f_{г2} - f_c| = f_{нч}. \quad (10)$$

Теоретически в этом случае сигнал не проходит через устройство.

Спектр преобразованного сигнала начинается от минимальной частоты  $f=0$ . Можно сместить эту минимальную частоту на величину  $f_1$ , что равноценно изменению частоты среза фильтра до  $f'_{нч} = f_{нч} + f_1$ . Тогда можно использовать полосовые фильтры с полосой про-

пускания  $P = P_{\text{макс}}$ , а частоты гетеродинов должны изменяться в следующих пределах:

$$f_{г1} = \left( f_c + f_{нч} - \frac{P_{\text{мин}}}{2} \right) \div \left( f_c + f_{нч} - \frac{P_{\text{макс}}}{2} \right), \quad (11)$$

$$f_{г2} = \left( f_c - f_{нч} + \frac{P_{\text{мин}}}{2} \right) \div \left( f_c - f_{нч} + \frac{P_{\text{макс}}}{2} \right). \quad (12)$$

Требуемое сопряжение настроек гетеродинов может быть достигнуто применением в его контурах дифференциальных конденсаторов. Чтобы получить симметричное ограничение спектра сигнала и постоянство центральной частоты, точность сопряжения должна быть достаточно высокой.

Рассмотрим возможность выполнения регулировки полосы пропускания по описываемому методу на одном из примеров.

Для рабочей частоты  $f_c = 70$  МГц при заданных пределах изменения полосы пропускания  $P_{\text{мин}} \div P_{\text{макс}} = 1 \div 20$  МГц в соответствии с (11) и (12), принимая фильтры нижних частот с  $f_{нч} = P_{\text{макс}} = 20$  МГц, получаем:  $f_{г2} = 50,5 \div 60$  МГц,  $f_{г1} = 89,5 \div 80$  МГц.

Требование к точности сопряжения перестройки гетеродинов обусловлено допустимым смещением АЧХ, которое наиболее сильно сказывается при минимальной полосе пропускания. При смещении, равном 10%  $P_{\text{мин}}$ , получим неточность сопряжения  $\Delta f = 0,1 P_{\text{мин}} = 100$  кГц. Точность установки частоты каждого из гетеродинов должна быть не хуже  $\Delta f / 2 = 50$  кГц. Например, при минимальной частоте гетеродина 50,5 МГц относительная точность установки частоты должна быть  $\Delta f / 2 f_{г} = 0,1\%$ , т. е. достаточно высокой. Высокие требования предъявляются также к стабильности частоты гетеродинов.

Требования к сопряжению можно ослабить, выполнив устройство с тремя гетеродинами, два из которых имеют фиксированную настройку, а третий — плавную перестройку. Структурная схема такого устройства приведена на рис. 4. Колебания с частотами  $f_{г1}$  и  $f_{г2}$  получаются в смесителях  $См_5$  и  $См_6$  как разностная и суммарная составляющие между  $f_{г4}$ ,  $f_{03}$  и  $f_{г5}$ ,  $f_{03}$  соответственно. Эти составляющие, проходя через фильтры, поступают затем как напряжения гетеродинов в устройство, показанное на рис. 2.

Третий гетеродин перестраивается по частоте в пределах

$$f_{03} = (f_{г3} + P_{\text{мин}}) \div (f_{г3} + P_{\text{макс}}). \quad (13)$$

От частоты гетеродина зависит ее стабильность. Желательно также, чтобы его диапазон частот перекрывался без разбивки на поддиапазоны. Обычно этот гетеродин работает на частотах, более низких, чем гетеродины

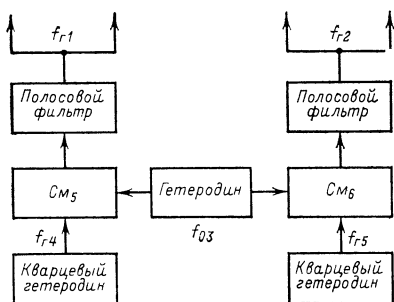


Рис. 4. Структурная схема устройства регулирования полосы пропускания по методу смещения и инвертирования спектра сигнала с применением трех гетеродинов.

$\Gamma_1$  и  $\Gamma_2$  в устройстве, схема которого приведена на рис. 2. Если принять, с учетом данных предыдущего примера,  $f_{03}=10 \div 0,5$  МГц, то частоты кварцеванных гетеродинов будут соответственно равны:  $f_{г4}=50$  МГц,  $f_{г5}=90$  МГц.

В рассматриваемом примере выполнения устройства необходимы фильтры нижних частот с частотами среза 20 МГц, равномерной АЧХ в полосе прозрачности и высокой крутизной среза. Первое требование связано

с тем, что в канале прохождения сигнала находятся пять фильтров, каждый из которых имеет конечное значение неравномерности АЧХ. Так, например, для получения коэффициента прямоугольности АЧХ по уровню 50 дБ не хуже 4 крутизна среза АЧХ, рассчитанная при минимальной полосе пропускания, должна составить примерно 0,03 дБ/кГц, что также представляет некоторые затруднения при практическом выполнении фильтра. Пассивные полосовые фильтры на этой рабочей частоте обеспечивают требуемую крутизну АЧХ при 6—7 звеньях.

Построение низкочастотного фильтра с частотой среза 20 МГц, крутизной среза 0,03 дБ/кГц и неравномерностью 0,2 дБ в полосе пропускания является в свою очередь также сложной задачей. Целесообразнее применять полосовые фильтры. Один из вариантов построения структурной схемы устройства при  $f_1=10$  МГц с применением полосовых фильтров показан на рис. 5,

где даны также частоты настройки гетеродинов, фильтров и значения ширины их полос пропускания.

Метод регулировки полосы пропускания смещением и инвертированием спектра сигнала имеет следующие достоинства:

- 1) не требуется изменять параметры пассивных фильтров;
- 2) сохраняются форма АЧХ и значение коэффициента усиления;

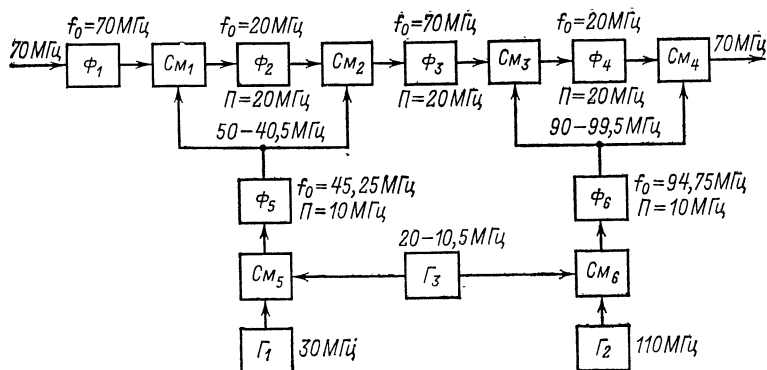


Рис. 5. Структурная схема устройства плавной регулировки полосы пропускания по методу смещения и инвертирования спектра сигнала на частоте 70 МГц.

3) достигается большой коэффициент регулировки полосы пропускания (несколько десятков);

4) легко обеспечиваются требования к допустимому смещению центральной частоты;

5) выделяется из спектра сигнала участок требуемой ширины, расположенный справа или слева от несущей.

Последняя из перечисленных возможностей используется для регулировки полосы пропускания в приемниках, предназначенных для приема как двухполосных, так и однополосных сигналов. Подобные же задачи возникают при разработке анализаторов спектра, панорамных и радиолокационных приемников. В рассматриваемой структурной схеме устройства при переходе к регулировке полосы пропускания однополосных сигналов достаточно в одном из каналов преобразования частоты, например в смесителях  $СМ_1$  и  $СМ_2$  (см. рис. 2), вы-



брать настройку первого гетеродина постоянной ( $f_{Г1} = f_c - f_{НЧ}$ ), а переменной оставить только частоту второго гетеродина.

В устройствах, подобных анализатору спектра, необходимо обеспечить раздельное управление полосой пропускания и центральной частотой. Кроме того, для сокращения количества смесителей и гетеродинов желательно использовать гармоники гетеродинов.

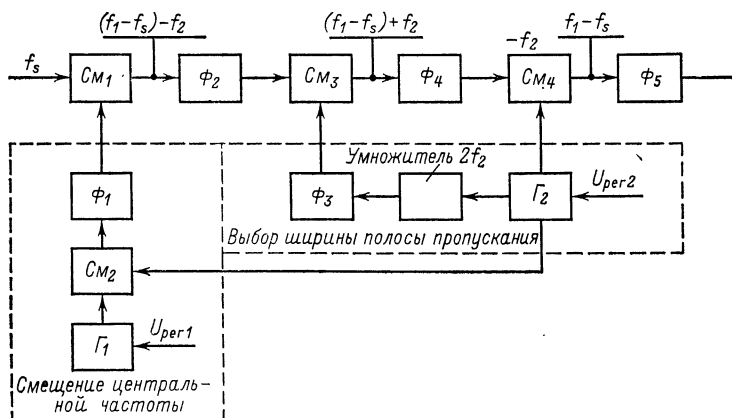


Рис. 6. Структурная схема устройства плавной регулировки полосы пропускания с независимым выбором требуемой части спектра сигнала.

Одна из сравнительно простых структурных схем устройств регулировки полосы с применением двух гетеродинов показана на рис. 6. На рис. 7 поясняется принцип ее работы. Верхняя часть схемы представляет основной канал. Гетеродин  $\Gamma_1$ , смеситель  $CM_2$ , полосовой фильтр  $\Phi_1$  и смеситель  $CM_1$  обеспечивают смещение центральной частоты спектра. Полоса пропускания регулируется изменением частоты гетеродина  $\Gamma_2$ . Таким образом устройство позволяет в пределах полосы обзора частот  $\Phi$  выбрать для последующего анализа любой интересующий оператора участок спектра сигнала. Для просмотра всей полосы  $\Phi$  частоту гетеродина  $\Gamma_1$  следует изменять в пределах  $f_1 \pm \Phi/2$ . Как было показано в (9), симметричное ограничение спектра сигнала получается при изменении частот двух гетеродинов в противополож-

ные стороны. Можно применить и один гетеродин  $\Gamma_2$ , выполняя поочередно в одном из смесителей вычитание, а во втором — сложение его частоты с частотой входящего сигнала и пропуская последовательно полученный спектр сигнала через фильтры  $\Phi_2$  и  $\Phi_4$  со смещенными частотами настройки (рис. 7, а, б). Если в смесителе  $См_1$  сформированы колебания с частотой  $(f_1 - f_s) - f_2$ , то на выходе смесителя  $См_3$  можно получить  $(f_1 - f_s) + f_2$  при условии, что в качестве напряжения гетеродина к нему будет подведен сигнал  $2f_2$ . Поэтому в структурной схеме предусмотрен удвоитель частоты. Чтобы устранить влияние напряжения гетеродина  $\Gamma_2$  на смещение центральной частоты, после смесителя  $См_4$  это напряжение исключается. Для получения смещения центральной частоты в ту или другую сторону сигнал гетеродина  $\Gamma_1$  с частотой  $f_1$  вводится однократно в основной канал через смеситель  $См_1$ .

Если изменять  $f_1$  (рис. 7, в, г), то полоса пропускания изменяться не будет, а произойдет лишь смещение центральной частоты. На выходе получится колебание промежуточной частоты  $f_1 - f_s$ . Фильтр  $\Phi_5$  должен иметь полосу пропускания, равную полосе обзора  $\Phi$ .

Краткий анализ возможностей регулировки полосы пропускания по методу смещения и инвертирования частотного спектра показывает, что он не является простым при практическом осуществлении — требуется не менее четырех смесителей, двух гетеродинов, несколько фильтров с достаточно прямоугольными АЧХ.

Когда ставится задача подавления комбинационных составляющих, возникают трудности, связанные с про-

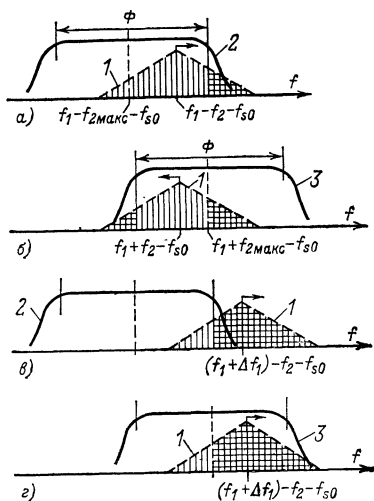


Рис. 7. Диаграммы, поясняющие принцип работы устройства, выполненного по схеме на рис. 6.

а, б — при  $f_1 = \text{const}$ ; в, г —  $f_2 = \text{const}$ ; 1 — спектр входного сигнала; 2 — АЧХ фильтра  $\Phi_2$ ; 3 — АЧХ фильтра  $\Phi_4$ .

тиворечивыми требованиями к выбору частот гетеродинов и полос пропускания фильтров.

В рассмотренных примерах смещение спектра производилось перестраиваемыми гетеродинами. Однако в отдельных случаях, когда комбинационные составляющие находятся вне полосы пропускания фильтров, регулировку можно осуществить их перестройкой. Это прием-

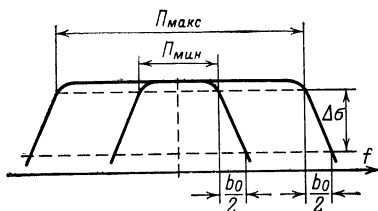


Рис. 8. Диаграмма, поясняющая изменение коэффициента прямоугольности АЧХ при регулировке полосы пропускания.

лемо для устройств с фильтрами нижних частот. В них за счет смещения частот среза фильтров можно ограничить спектр обрабатываемого сигнала. Для электронного управления полосой пропускания такой способ нецелесообразен, так как управлять частотой среза фильтра сложнее, чем перестройкой гетеродина.

При регулировке полосы пропускания рассматриваемым методом изменяется коэффициент прямоугольности АЧХ. Эта особенность поясняется ниже. На рис. 8 приведены две АЧХ с различными полосами пропускания. Крутизна скатов АЧХ принята постоянной для частот ниже и выше несущей. В действительности же скаты формируются различными фильтрами и форма АЧХ в области частот ниже и выше несущей может быть различной. В процессе регулировки полосы пропускания форма скатов АЧХ не изменяется. Коэффициенты прямоугольности по уровню  $\sigma$  при минимальной и максимальной полосах пропускания составят соответственно:

$$K_{\text{п1}} = \frac{\Pi_{\text{мин}} + b_0}{\Pi_{\text{мин}}}; \quad (14)$$

$$K_{\text{п2}} = \frac{\Pi_{\text{макс}} + b_0}{\Pi_{\text{макс}}}, \quad (15)$$

где  $b_0/2$  — протяженность ската АЧХ между уровнями отсчета полос пропускания.

Используя усредненную крутизну ската  $S_{\text{ср}}$ , получаем:

$$b_0 = \frac{2\Delta\sigma}{S_{\text{ср}}}. \quad (16)$$

## Изменение коэффициента прямоугольности

$$l_n = \frac{K_{п1}}{K_{п2}} = \frac{1 + b_0/P_{\min}}{1 + b_0/P_{\max}}. \quad (17)$$

Эта величина является исходным параметром.

Максимальная полоса пропускания определяется полосой пропускания нерегулируемого фильтра. Последняя в свою очередь не может быть произвольной. Для полосовых фильтров обычно  $P_{\max}/f_0 \leq 0,3$ . Минимальная полоса пропускания определится из (17):

$$P_{\min} = \frac{b_0}{l_n (1 + b_0/P_{\max}) - 1}. \quad (18)$$

Коэффициент регулировки полосы пропускания найдем из выражения (18):

$$K_{\text{рег}} = \frac{P_{\max}}{b_0} (l_n - 1) + l_n. \quad (19)$$

Как и следовало ожидать, большему значению крутизны ската АЧХ фильтра, используемого в устройстве регулировки, соответствует и больший коэффициент регулировки полосы пропускания при том же изменении коэффициента прямоугольности.

Крутизна скатов АЧХ фильтров, требуемая для обеспечения заданного  $K_{\text{рег}}$  при допустимом изменении коэффициента прямоугольности, равна:

$$S_{\text{ср}} = \frac{\{2\Delta\sigma (K_{\text{рег}} - l_n)\}}{P_{\max} (l_n - 1)}. \quad (20)$$

Пусть, например, в полосовом фильтре на 30 МГц полоса составляет 5 МГц,  $K_{п1}=2$  на уровне  $\sigma=60$  дБ, т. е.  $S_{\text{ср}}=0,24$  дБ/кГц, а допустимое значение  $l_n=2$ . Подсчет по (18) и (19) дает  $K_{\text{рег}}=3$  и  $P_{\min}=1,67$  МГц.

Если бы удалось реализовать подобный фильтр с крутизной АЧХ на порядок выше, что практически чрезвычайно трудно; то можно было бы получить  $P_{\min}=0,42$  МГц,  $K_{\text{рег}}=12$ , т. е. коэффициент регулировки при использовании почти идеального фильтра заметно возрастет. Если в предыдущих данных принять  $K_{\text{рег}}=20$ , то необходим фильтр с  $S_{\text{ср}}=0,43$  дБ/кГц. Для широкополосных фильтров обеспечение такого значения  $S_{\text{ср}}$  представляет сложную задачу.

#### 4. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСОБЕННОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ С РЕГУЛИРОВКОЙ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ПРИ ПОМОЩИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Классификационная диаграмма для известных усилителей с обратной связью и переменной полосой пропускания приведена на рис. 9. Основными являются две группы усилителей: с положительной обратной связью (регенерированные) и с отрицательной обратной связью. Ко второй группе отнесены также усилители с комби-

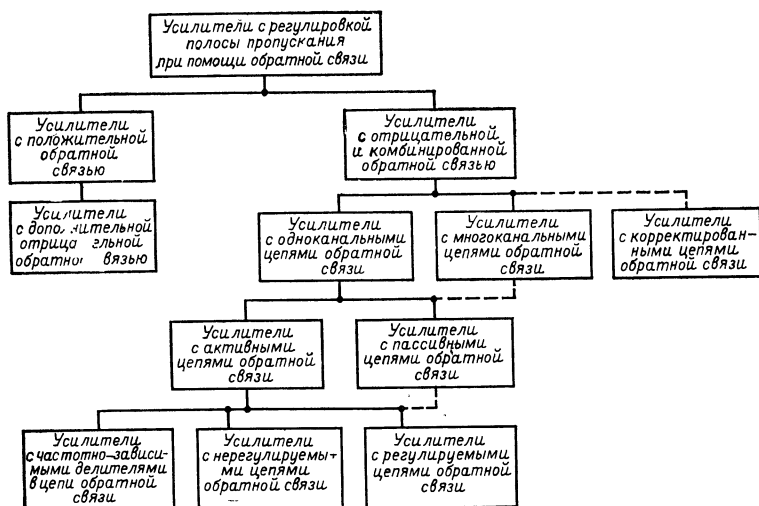


Рис. 9. Классификация усилителей с обратной связью и переменной полосой пропускания.

нированной (отрицательной совместно с положительной) обратной связью, причем определяющую роль здесь играет отрицательная обратная связь. Наиболее часто применяются отрицательная обратная связь и комбинированная, так как эти виды обратной связи обеспечивают более устойчивую работу усилителей, чем с положительной обратной связью.

Основным отличительным признаком в классификации усилителей является вид цепи обратной связи. Из известных можно выделить усилители с регулируемыми или нерегулируемыми цепями обратной связи, с частот-

но-зависимыми регулируемыми делителями, с дополнительными корректирующими цепями обратной связи.

Применение тех или иных видов усилителей обусловлено их различными свойствами. Известно, что при наличии многоканальных цепей обратной связи комплекс требований к усилителю в целом можно переложить на отдельные петли связи и, в частности, обеспечить устойчивость проще, чем при охваченном одноканальной связью усилителе.

Ограниченные сведения имеются по применению активных цепей одноканальной обратной связи (с дополнительным усилением) [56, 58]. Известно, что такие усилители позволяют получить больший, чем в случае использования пассивных цепей, коэффициент регулировки полосы пропускания.

Усилители с корректированными цепями обратной связи выполняются так, чтобы в неустойчивых областях частот было создано дополнительное затухание, или дополнительный фазовый сдвиг. С этой целью в канал обратной связи включаются дополнительные корректирующие цепи, формирующие определенное частотно-зависимое затухание.

Применение регулируемых или нерегулируемых цепей обратной связи обусловлено в основном требованием простоты управления. Существует группа усилителей, у которых в цепи обратной связи содержится частотно-зависимый делитель, управляемый уровнем входного напряжения [29]. Такое построение усилителя обеспечивает в отдельных случаях достаточно большой коэффициент регулировки полосы пропускания и примерно постоянный коэффициент усиления на сравнительно низких частотах и при больших уровнях сигналов.

Усилители с положительной обратной связью отличаются низкой стабильностью работы и недостаточной устойчивостью. Среди них хорошо известны однокаскадные усилители с одиночным регенерированным контуром. Для повышения стабильности и устойчивости в регулируемые каскады вводится дополнительно отрицательная обратная связь. По применению отрицательной обратной связи в полосовых усилителях для регулировки полосы пропускания имеются ограниченные сведения [10, 56, 58]. Принято считать, что наличие в полосовом усилителе обратной связи, в том числе и отрицательной, является нежелательным [2, 4]. Обычно ее рекомендуют



ёмкостных элементов, используемых в качестве управляемых для различных типов фильтров.

Рассмотрим в заключение подробнее пример построения одного из характерных регулируемых усилителей, представленных классификационной диаграммой. На рис. 10,а, б приведены структурные схемы усилителей с скорректированными цепями обратной связи.

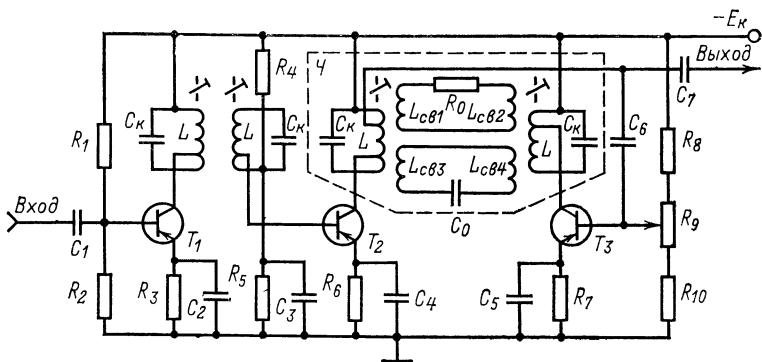


Рис. 11. Схема усилителя с корректирующей цепью и переменной полосой пропускания.

В их состав входят  $N_1$  предварительных каскадов усиления, а также  $N_2$  каскадов, включенных в цепь обратной связи, которая составлена из отдельного усилителя, пассивного четырехполюсника с постоянной (рис. 10,б) или переменной (рис. 10,а) полосой задержания и корректирующей цепи. Последняя представляет самостоятельное электрическое устройство или совмещается с пассивным четырехполюсником. Напряжение обратной связи в одном случае (рис. 10,а) остается неизменным, в другом (рис. 10,б) регулируется.

Когда четырехполюсник имеет постоянную полосу задержания, то регулировка осуществляется при изменении напряжения обратной связи. Этот способ не связан с изменением параметров цепей межкаскадной связи усилителей и фильтров, легко переводится на электрическое управление и является предпочтительным. Во втором случае напряжение обратной связи не регулируется, а четырехполюсник имеет переменную полосу задержания, в результате чего она изменяется и для усилителя в целом. Регулировку полосы задержания в пассивном четырехполюснике, как правило, выполнить труднее, чем регулировку глубины обратной связи. Тем не менее на практике применяются оба способа. Такое положение объясняется тем, что для рассматриваемых усилителей в пассивном четырехполюснике приходится регулировать не его полосу пропускания, а полосу задержания. Эта регулировка для некоторых типов фильтров осуществляется сравнительно просто.

На рис. 11 приведена схема усилителя, в котором регулировка полосы пропускания производится изменением глубины обратной



связи, а полоса задержания пассивного четырехполюсника остается постоянной [57].

Усилитель содержит два каскада на транзисторах  $T_1$ ,  $T_2$  в прямой цепи с нагрузками в виде пары связанных контуров и одиночного контура соответственно, а также каскад на транзисторе  $T_3$ , включенный в цепь обратной связи. Четырехполюсник  $\mathcal{C}$ , находящийся в цепи обратной связи, формирует АЧХ, показанную на

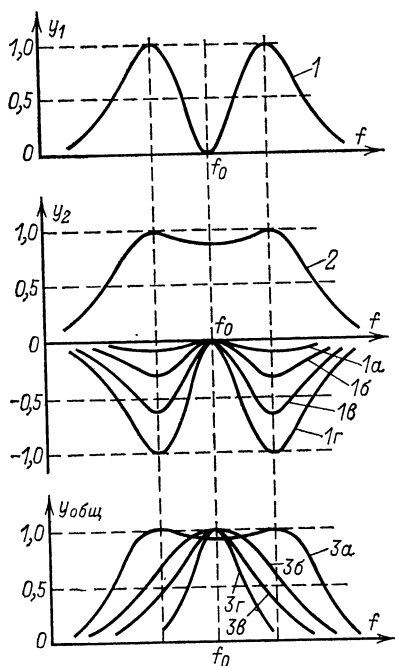


Рис. 12. Формирование результирующей АЧХ в усилителе.

В сквозных АЧХ (кривые 3а—3г) максимальная ширина полосы пропускания определяется усилителем в прямой цепи, минимальная — шириной полосы задержания в области центральной частоты четырехполюсника. Удаётся получить значения минимальной ширины полосы пропускания, характерные кварцевым фильтрам. Коэффициент усиления на центральной частоте сохраняется достаточно постоянным.

Четырехполюсник  $\mathcal{C}$  для области частот, соответствующих скатам сквозной АЧХ, формирует резко возрастающее затухание, что повышает устойчивость работы усилителя. Таким образом, четырехполюсник в цепи обратной связи выполняет одновременно роль корректирующей цепи. Для усилителя с переменной полосой задержания четырехполюсника (рис. 10,а) максимальные значения

рис. 12 (кривая 1). В отличие от АЧХ пары связанных контуров в АЧХ четырехполюсника формируется резкий провал на центральной частоте за счет специальных частотно-зависимых цепей связи между контурами и такого же фазирования сигнала, как и в балансных фильтрах. Цепи связи составлены из элементов  $L_{св1}$ — $L_{св4}$ ,  $R_0$ ,  $C_0$ , причем  $L_{св3}$ ,  $L_{св4}$  и  $C_0$  образуют одиночный контур, настроенный на ту же частоту, что и два других, входящих в четырехполюсник.

Формирование АЧХ упрощенно поясняется рис. 12. При отрицательной обратной связи происходит вычитание напряжения обратной связи (ордината  $y_1$ ) из входного напряжения (ордината  $y_2$ ) с учетом частотно-фазовых характеристик. Регулировка коэффициента усиления каскада на транзисторе  $T_3$  соответствует изменению масштаба АЧХ по ординате  $y_1$  для кривой 1 (АЧХ цепи обратной связи) по отношению к кривой 2 (АЧХ усилителя в прямой цепи).

ординат  $y_1$  и  $y_2$  равны. Чтобы получить компенсацию сигнала за пределами регулируемой полосы задержания четырехполосника, его АЧХ должна изменять также определенным образом и свою форму. При этом затухание в области частот, соответствующих скатам АЧХ усилителя в прямой цепи, может оказаться недостаточным. Корректирующая цепь вносит недостающее затухание, устанавливаемое при максимальной полосе сквозной АЧХ.

## **5. СПОСОБЫ И ОСОБЕННОСТИ РЕГУЛИРОВКИ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ В ПАССИВНЫХ ФИЛЬТРАХ**

подавляющее большинство известных схемных решений регулировки полосы пропускания относится к классу пассивных фильтров. Однако задача управления полосой пропускания в таких фильтрах оказывается достаточно сложной. Это связано с тем, что для реального (не лишенного потерь) сложного фильтра полоса пропускания зависит от всех его элементов и ими необходимо управлять по различным функциональным зависимостям. Только в редких случаях, в частности для узкополосных фильтров, получаются практически одинаковые пределы изменения параметров отдельных элементов. Даже для такого сравнительно простого способа, как управление затуханием в звеньях, необходимо обеспечить сопряженное изменение затуханий, причем в различных пределах, в зависимости от местонахождения звена в составе фильтра. По мере усложнения фильтра при одновременных требованиях к изменению полосы пропускания в несколько раз и сохранению допустимой неравномерности и стабильности АЧХ управление им становится чрезвычайно сложным.

Для отдельных видов фильтров отметим следующие основные способы регулировки полосы пропускания:

- 1) изменение затухания звеньев (активных сопротивлений);
- 2) взаимная расстройка звеньев (изменение емкостей, индуктивностей);
- 3) изменение волновых сопротивлений звеньев (емкостей и индуктивностей);
- 4) изменение связи между звеньями (емкостей, индуктивностей и активных сопротивлений).

Управляемые элементы, используемые в фильтрах, выполняются на электронных и полупроводниковых приборах — транзисторах, диодах, туннельных диодах, варикапах; на пассивных элементах — ферровариометрах,

варикондах; в виде специальных управителей, эквивалентных изменяющимся активным сопротивлениям (положительным и отрицательным), а также изменяющейся емкости или индуктивности. Нестабильность управляемых элементов, неточность сопряжения изменения их параметров и наличие в них дополнительных составляющих сопротивления приводят к нежелательным изменениям формы частотных характеристик фильтров и к смещению их настройки. Подобные особенности присущи всем видам фильтров, в том числе и обычным, нерегулируемым.

Ниже приводится краткий обзор известных пассивных регулируемых фильтров. Наиболее употребительным фильтром, с помощью которого в подавляющем большинстве случаев осуществляется регулировка полосы, является пара связанных контуров [8, 26, 28, 31]. Регулировкой коэффициента связи или затухания контуров удается изменить полосу пропускания, однако при этом коэффициент передачи фильтра становится переменным. Кроме того, как при емкостной, так и при индуктивной связи происходит смещение частоты настройки фильтра. Оказывается, что двухконтурный фильтр тоже является сложным устройством для регулировки, так как необходимы совмещенные изменения затуханий обоих контуров, коэффициента связи и их подстройка. На частотах, составляющих единицы мегагерц, конструктивно трудно осуществить управление фильтром. Кроме того, по мере увеличения количества фильтров уменьшается коэффициент регулировки полосы из-за возрастания общей неравномерности АЧХ. Поэтому часто прибегают к механическому переключению элементов, обеспечивая обычно два значения ширины полосы пропускания. Одновременное с этим изменение режима усилительного элемента обеспечивает почти постоянный коэффициент усиления [49].

Примером выполнения плавной регулировки полосы в паре контуров при помощи полупроводниковых диодов, играющих роль шунтов, может быть фильтр, предложенный в [47]. Применение диодов в качестве емкостей связи описано в [37]. Несколько катушек индуктивности, включенных в оба контура и цепь связи, управляемых за счет тока подмагничивания, позволяют осуществить плавную регулировку полосы с постоянной частотой настройки [21]. Способ регулировки полосы пропускания

В двух последовательно соединенных расстроенных параллельных контурах при помощи переменного резистора предложен в [19]. В четырехконтурном фильтре, составленном из двух пар связанных контуров, основным способом регулировки является изменение коэффициента связи в крайних парах контуров [16, 24].

Из фильтров типа М для регулировки полосы пропускания применяются обычно симметричные, характеризующиеся одной постоянной преобразования. Эти фильтры обеспечивают симметричную АЧХ и минимальное количество регулируемых элементов. Основным способом регулировки полосы пропускания является изменение соотношения между волновыми сопротивлениями продольных и поперечных звеньев фильтра. Для сокращения количества элементов и получения более простых способов регулировки прибегают к преобразованию схем фильтров. В отдельных случаях удается использовать упрощенные способы, основанные на взаимной расстройке контуров в поперечных звеньях [13, 14, 15] или на ступенчатом подключении продольных звеньев к поперечным [34]. При этом коммутируются также резисторы на входе и выходе фильтра. С целью улучшения формы АЧХ используются комбинированные М—К-фильтры, при этом обеспечивается несколько дискретных значений ширины полосы [45]. Частотный диапазон ограничен практическими трудностями, возникающими при коммутации элементов фильтра, и достигает нескольких мегагерц. Характерно, что плавная электрическая регулировка полосы пропускания при помощи современных управляемых элементов в фильтрах типа М не изучена.

Значительно реже используются балансные регулируемые фильтры из-за сложности их построения. Наиболее эффективным способом регулировки является изменение связи в крайних парах контуров. Однако при этом ухудшаются условия фазирования на частотах пиков затухания. Поэтому прибегают к изменению связи в центральной паре контуров, получая коэффициент регулировки полосы около двух [46].

Для регулировки полосы в кварцевых фильтрах часто применяются способы, основанные на изменении добротности резонаторов или их взаимной расстройке. Первый из них применяется наиболее часто, так как он реализуется сравнительно просто и обеспечивает коэффициент регулировки полосы пропускания, достигающий 40—60.

Подобный результат обусловлен высокой добротностью кварцевых резонаторов, которую можно уменьшать без ограничений. В качестве шунтов используются на низких частотах переменные резисторы, на повышенных — лампы и транзисторы, причем фильтры обычно выполняются так, чтобы получить минимальное изменение коэффициента передачи [52, 55].

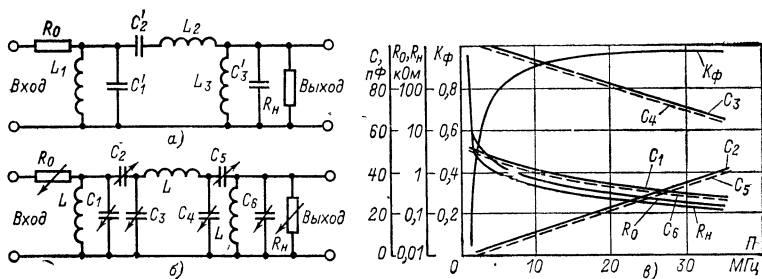


Рис. 13. Схема полиномиального трехзвенного фильтра (а) и преобразованного (б) с переменной полосой пропускания, элементы которого изменяются в соответствии с (в).

В электромеханических фильтрах также можно осуществить регулировку полосы пропускания, например, изменением напряженности постоянного магнитного поля в резонаторах, следствием чего является смещение АЧХ. Два таких фильтра со смещающимися в противоположные стороны АЧХ обеспечивают изменение результирующей полосы пропускания [36].

Существуют усилители, у которых используются фильтры в виде одиночных контуров. Для регулировки полосы пропускания в них применяются различного рода шунты, выполненные на электронных лампах и транзисторах [7, 39, 41, 43].

Регулируемые квазиполиномиальные (фильтры сосредоточенной избирательности) и полиномиальные фильтры исследованы более обстоятельно. Распространенными способами регулировки полосы пропускания в таких фильтрах являются изменение коэффициентов связи между звеньями или же изменение добротности звеньев и коэффициентов связи одновременно [11, 12]. Так как при этом необходимо изменять достаточно много элементов по различным функциональным зависимостям, при-

бегают к упрощенным способам регулировки. Методика разработки таких фильтров следующая.

1. В соответствии с поставленными требованиями, в частности к форме АЧХ, выбирается или преобразуется исходная схема фильтра. В результате преобразования схемы количество элементов можно получить большим, чем в основной. Однако это не означает, что фильтр не приемлем для регулировки.

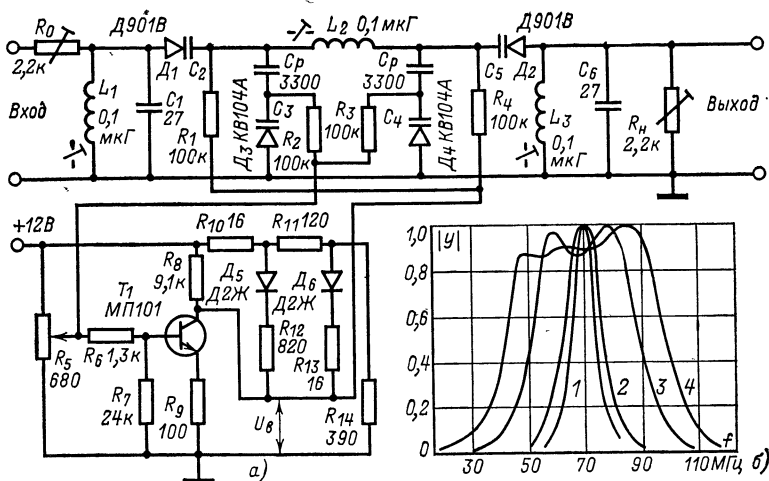


Рис. 14. Регулируемый фильтр (а) и семейство его нормированных АЧХ (б).

1 —  $U_B = 9$  В; 2 —  $U_B = 6,8$  В; 3 —  $U_B = 1$  В; 4 —  $U_B = 0,5$  В.

2. Производится расчет элементов фильтра для различных полос пропускания. Сопоставляются пределы изменения параметров элементов и выясняется их практическая осуществимость.

3. Предполагаются постоянными параметры тех элементов, которые изменяются в небольших пределах.

4. Производится анализ количественных соотношений и результатов эксперимента при упрощенном способе регулировки и оценивается ее приемлемость.

Среди подобных фильтров отметим регулируемые при помощи ферровариометров, переменных конденсаторов и варикапов [1, 11, 32, 35]. В отдельных случаях удается получить регулировку полосы в небольших пределах из

менением обходной связи (между крайними звеньями) в фильтре.

Рассмотрим в заключение один из примеров осуществления регулировки полосы пропускания в полиномиальном фильтре с использованием варикапов. Исходная схема фильтра приведена на рис. 13,а, преобразования трансформациями по Нортону — на рис. 13,б. В фильтре по исходной схеме на достаточно высоких частотах настройки (в данном случае 70 МГц) емкость  $C'_2$  должна составлять сотые доли пикофарды при еще практически выполнимых индуктивностях  $L_1, L_3$ . В преобразованном фильтре этот недостаток устраняется, что подтверждается расчетными зависимостями, показанными на графиках на рис. 13,в. В процессе преобразования фильтра коэффициенты трансформации были выбраны так, чтобы его индуктивности сохранялись постоянными при различных полосах пропускания. Расчетное значение неравномерности АЧХ принято равным 10%, добротность индуктивностей — 200.

Емкости  $C_3$  и  $C_4$ ,  $C_2$  и  $C_5$ ,  $C_1$  и  $C_6$  отличаются не более чем на 2% во всем диапазоне изменения полосы пропускания. Поэтому их можно считать одинаковыми. Однако регулировка этих емкостей должна производиться по различным законам, причем почти линейным. В области полосы пропускания меньше 3 МГц коэффициент передачи фильтра  $K_\Phi$  резко уменьшается, а емкости  $C_2$  и  $C_5$  сравниваются с емкостями монтажа. Эта область регулировки практического интереса не представляет.

Тот же фильтр, регулируемые емкости в котором выполнены на варикапах, представлен на рис. 14,а. Экспериментально установлено, что  $C_1$  и  $C_6$  слабо влияют на изменение АЧХ. Поэтому указанные емкости выполнены постоянными. Точно так же не подвергаются регулировке резисторы  $R_0$  и  $R_H$ . Емкости  $C_2$  и  $C_5$  созданы варикапами  $D_1$  и  $D_2$  типа Д901В, а  $C_3$  и  $C_4$  — варикапами  $D_3$  и  $D_4$  типа КВ104А. Полоса пропускания изменяется от 7 до 50 МГц при неравномерности коэффициента передачи 52%. Максимальная неравномерность АЧХ не превышает 1,5 дБ. Семейство АЧХ фильтра показано на рис. 14,б.

Требуемое одновременное изменение напряжений на варикапах получено при помощи управителя, выполненного на транзисторе  $T_1$ . Плавное электрическое управление полосой пропускания производится изменением управляющих напряжений  $U_v$  и напряжения, снимаемого с переменного резистора  $R_5$ .

## РЕГУЛИРОВКА ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ С АКТИВНЫМИ ЦЕПЯМИ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

### 6. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ РЕГУЛИРУЕМЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Сформировать регулируемую АЧХ с требуемой неравномерностью в полосе пропускания можно в одно-двух-трехкаскадном усилителе, охваченном обратной связью, где в качестве нагрузок используются одиночные настроенные контуры или пары связанных контуров. Поэтому не всегда целесообразны применение усилителей с большим количеством охваченных обратной связью каскадов и усложнение их избирательных нагрузок. Это ограничение оправдано и тем, что в результате увеличения числа каскадов, охваченных обратной связью, получится усилитель, трудноуправляемый по полосе пропускания.

В общем случае полосовой усилитель с одноканальной обратной связью может иметь цепи связи в каждом из каскадов, как показано на рис. 15,а. Некоторые сведения об отдельных видах этих усилителей будут приведены в гл. 3. Чаще применяются усилители, в которых обратной связью охватываются 1—3 каскада. Такие группы каскадов разделяются каскадами без обратной связи (рис. 15,б—г). Если в усилителях (рис. 15,в и г) для каскадов *I*, *II* и *I*, *III* соответственно созданы условия отрицательной обратной связи, то в целом между крайними каскадами получается одновременно и положительная обратная связь. Таким образом, в усилителях (рис. 15,в и г) легко осуществляется комбинированная обратная связь. При замене четырехполюсников, включенных в цепь обратной связи, двухполюсниками в виде резисторов будут получаться так называемые пары или тройки каскадов с обратной связью.

Сравнительно простыми в регулировке являются усилители, выполненные по структурной схеме, приведенной на рис. 15,б. Если четырехполюсники в цепях обратной связи заменить каскадами усиления *I*, *2*, то получим усилитель с активной обратной связью. Структурная схема такого усилителя приведена на рис. 16. Каскады *II*, *IV* в прямой цепи выполняют роль разделительных,



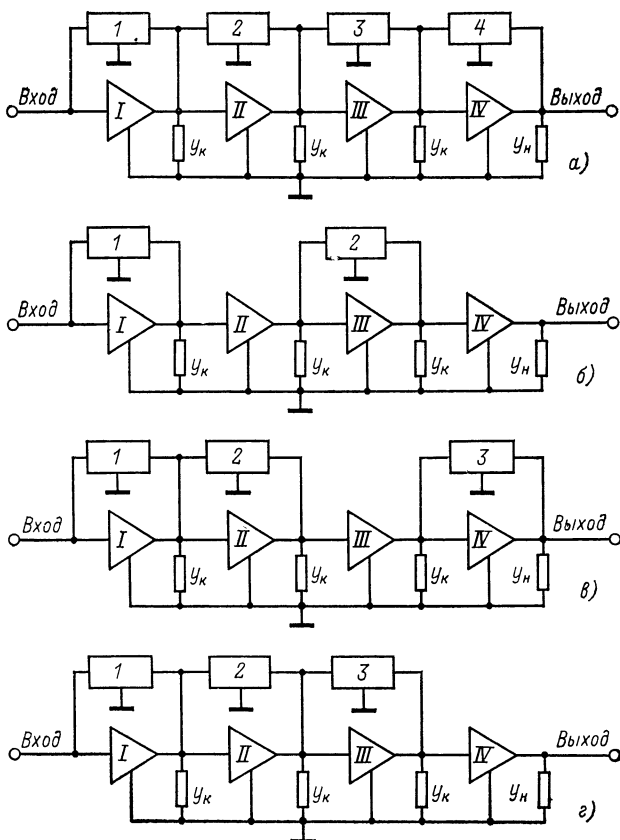


Рис. 15. Структурные схемы усилителей, используемых для регулировки полосы пропускания.

а — с одноканальной обратной связью в каждом каскаде; б — с обратной связью в одном каскаде каждой пары; в — с комбинированной обратной связью в парах каскадов; г — с комбинированной обратной связью в каждом из трех каскадов.

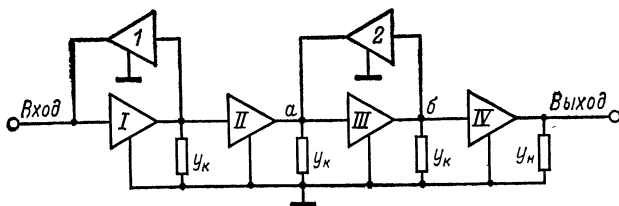


Рис. 16. Структурная схема усилителя с активной обратной связью.

обеспечивающих внешнюю обратную связь только в каскадах I, III этой цепи.

Рассмотрим случай, когда в цепях обратной связи находятся однокаскадные усилители. Часть усилителя, ограниченную точками *a* и *б*, назовем ячейкой усилителя с переменной полосой пропускания или, короче, регулируемой ячейкой.

## 7. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ЯЧЕЙКИ С ОДИНОЧНЫМИ КОНТУРАМИ

Приняв фильтры на входе и выходе ячейки выполненными в виде одиночных колебательных контуров и заменив активные элементы эквивалентными П-образными схемами с применением *y*-параметров, получим схему, приведенную на рис. 17, для которой  $y_1—y_4$  — параметры эквивалентной схемы активного элемента в цепи прямой передачи;  $y_5—y_8$  — параметры эквивалентной схемы активного элемента в цепи обратной связи;  $E y_{21}$  — зависимый ток эквивалентного генератора на входе;  $y_n$  — проводимость нагрузки;  $p, p_1—p_5$  — коэффициенты включения контуров.

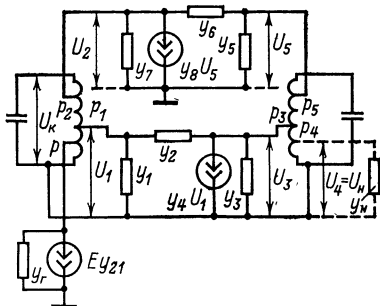


Рис. 17. Эквивалентная схема усилителя с активной обратной связью.

Фазовые условия, соответствующие отрицательной обратной связи, определяются местонахождением отводов от индуктивностей и схемой включения транзистора. В случае необходимости некоторые автотрансформаторные связи можно заменить трансформаторными. Так как это легко выполнить для каждой конкретной схемы, в анализе, проводимом ниже, принимаются условия, соответствующие отрицательной обратной связи.

Напряжение на нагрузке

$$U_n = \frac{p_4}{p_3} U_3. \quad (21)$$

Определим  $U_3$  через параметры эквивалентных схем транзисторов:

$$U_3 = \frac{U_1 y_4}{y_3 + \frac{y_K}{p^2_3} + y'_5 \frac{p^2_5}{p^2_3} + y_2 \frac{U_1 + U_3}{U_3}}, \quad (22)$$

где  $y_K$  — проводимость контура;  $y'_5$  — входная проводимость усилителя в цепи обратной связи:

$$y'_5 = y_5 + y_6 \frac{U_5 + U_2}{U_5} = y_5 + y_6 \frac{U_3 + U_1 \frac{p_2 p_3}{p_1 p_5}}{U_3}. \quad (23)$$

Уравнение (22) решим относительно  $U_3$  и подставим в него (23):

$$U_3 = U_1 \frac{y_4 - y_2}{y_3 + \frac{y_K}{p^2_3} + y_2 + y_5 \frac{p^2_5}{p^2_3} + y_6 \frac{p^2_5}{p^2_3} \frac{\left( U_3 + U_1 \frac{p_2 p_3}{p_1 p_5} \right)}{U_3}}. \quad (24)$$

Решив (24) относительно  $U_3$ , получим:

$$U_3 = U_1 \frac{y_4 - y_2 - y_6 \frac{p_2 p_5}{p_1 p_3}}{y_3 + \frac{y_K}{p^2_3} + y_2 + y_5 \frac{p^2_5}{p^2_3} + y_6 \frac{p^2_5}{p^2_3}}. \quad (25)$$

Для ячейки со стороны входа справедливы следующие соотношения:

$$U_1 = p_1 U_K; \quad (26)$$

$$U_K = \frac{I_K}{y'_K}, \quad (27)$$

где

$$I_K = pE y_{21} - \frac{p_2 p_5}{p_3} U_3 y_3. \quad (28)$$

— ток в контуре;  $y'_K$  — проводимость контура с учетом трансформированных входной проводимости  $y'_1$  усилителя в прямой цепи и выходной проводимости  $y'_7$  в цепи обратной связи. Эти проводимости определяются так:

$$y'_K = y_K + p^2_1 y'_1 + p^2_2 y'_7; \quad (29)$$

$$y'_1 = y_1 + y_2 \frac{U_1 + U_3}{U_1}; \quad (30)$$

$$y'_7 = y_7 + y_6 \frac{U_2 + U_5}{U_5} = y_7 + y_6 \frac{U_1 + U_3 \frac{p_1 p_5}{p_2 p_3}}{U_1}. \quad (31)$$

Подставив (30) и (31) в (29), получим:

$$y'_k = y_k + p^2_1 y_1 + p^2_1 y_2 \frac{U_1 + U_3}{U_1} + p^2_2 y_7 + p^2_2 y_6 \frac{U_1 + U_3 \frac{p_1 p_5}{p_2 p_3}}{U_1}. \quad (32)$$

С учетом (32)

$$U_1 = \frac{p_1 \left( p E y_{21} - U_3 y_8 \frac{p_2 p_5}{p_3} \right)}{y_k + p^2_1 y_1 + p^2_1 y_2 \frac{U_1 + U_3}{U_1} + p^2_2 y_7 + p^2_2 y_6 \frac{U_1 + U_3 \frac{p_1 p_5}{p_2 p_3}}{U_1}}. \quad (33)$$

Решим (33) относительно  $U_1$ :

$$J_1 = \frac{p p_1 E y_{21} - U_3 \left( y_8 \frac{p_1 p_2 p_5}{p_3} + p^2_1 y_2 + y_6 \frac{p_1 p_2 p_5}{p_3} \right)}{y_k + p^2_1 y_1 + p^2_2 y_7 + p^2_1 y_2 + p^2_2 y_6}. \quad (34)$$

Подставив (34) в (24), получим:

$$U_3 = \frac{y_4 - y_2 - \frac{p_2 p_5}{p_1 p_3} y_6}{y_3 + \frac{y_k}{p^2_3} + \frac{p^2_5}{p^2_3} y_2 + \frac{p^2_5}{p^2_3} y_5 + \frac{p^2_5}{p^2_3} y_6} \times \\ \times \frac{p p_1 E y_{21} - U_3 \left( \frac{p_1 p_2 p_5}{p_3} y_8 + p^2_1 y_2 + \frac{p_1 p_2 p_5}{p_3} y_6 \right)}{y_k + p^2_1 y_1 + p^2_2 y_7 + p^2_1 y_2 + p^2_2 y_6}. \quad (35)$$

Из (35) определим коэффициент усиления:

$$K' = \frac{U_3}{U_1} = \frac{p p_1 p^2_3 \left( y_4 - y_2 - \frac{p_2 p_5}{p_1 p_3} y_6 \right) y_{21}}{(y_k + p^2_3 y_3 + p^2_3 y_2 + p^2_5 y_5 + p^2_5 y_6) (y_k + p^2_1 y_1 + p^2_2 y_7 + \\ + p^2_1 y_2 + p^2_2 y_6) + \left( p_3 y_4 - p_3 y_2 - \frac{p_2 p_5}{p_1} y_6 \right) (p_1 p_2 p_5 y_3 + \\ + p^2_1 p_3 y_2 + p_1 p_2 p_5 y_6)}. \quad (36)$$

Полученное общее выражение (36) для коэффициента усиления, учитывающее параметры эквивалентных схем каскадов в прямой цепи и в цепи обратной связи, можно использовать в частных случаях — для различных схем включения транзисторов, для случая односторонних усилителей и др.

Транзистор выбирается так, чтобы его граничная частота по крутизне  $f_s$  была намного больше рабочей  $f_0$ . Для того чтобы иметь целенаправленное управление

формой АЧХ за счет внешней обратной связи, последняя во всех случаях должна преобладать над внутренней в транзисторе. Принимая во внимание изложенные условия и, в частности, что  $y_8 \gg y_6$ ,  $y_H \gg y_2$ , для коэффициента усиления получим более простое выражение:

$$K' = \frac{p p_1 p_3 y_{21} y_4}{y'_{k1} y'_{k2} + p_1 p_2 p_3 p_5 y_4 y_8}, \quad (37)$$

где

$$\begin{aligned} y'_{k1} &= y_k + p^2_1 y_1 + p^2_2 y_7; \\ y'_{k2} &= y_k + p^2_3 y_3 + p^2_5 y_5. \end{aligned}$$

Проводимости  $y_1, y_3, y_4, y_5, y_7, y_8$  равны  $y$ -параметрам транзисторов, т. е.

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= y_{111}; & y_3 &= y_{221}; \\ y_4 &= y_{211}; & y_5 &= y_{112}; \\ y_7 &= y_{222}; & y_8 &= y_{212}; \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

Последняя цифра 1 в индексах параметров (38) относится к транзистору в прямой цепи, 2 — к транзистору в цепи обратной связи.

С учетом (38) выражение для коэффициента усиления можно записать в виде

$$K' = \frac{p p_1 p_3 y_{21} y_{211}}{y'_{k1} y'_{k2} + p_1 p_2 p_3 p_5 y_{211} y_{212}}. \quad (39)$$

В  $y'_{k1}$  и  $y'_{k2}$  учтем также проводимости нагрузки  $y_H$  и источника сигнала  $y_G$  на входе:

$$\left. \begin{aligned} y'_{k1} &= y_k + p^2 y_G + p^2_1 y_{111} + p^2_2 y_{222}; \\ y'_{k2} &= y_k + p^2_4 y_H + p^2_5 y_{112} + p^2_3 y_{221}. \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

Коэффициент усиления по отношению к зажимам входа и выхода определится из (39) и (21):

$$K = \frac{U_H}{E} = K' \frac{p_4}{p_3} = \frac{p p_1 p_3 p_4 y_{21} y_{211}}{y'_{k1} y'_{k2} + p_1 p_2 p_3 p_5 y_{211} y_{212}}. \quad (41)$$

Коэффициент усиления на резонансной частоте, т. е. при  $f = f_0$ , равен:

$$K_0 = \frac{p p_1 p_3 p_4 y_{210} y_{2110}}{g'_{k1} g'_{k2} + p_1 p_2 p_3 p_5 y_{2110} y_{2120}}, \quad (42)$$

где  $y_{2110}, y_{210}, y_{2120}$  — крутизна транзисторов на резонансной частоте;  $g'_{k1}, g'_{k2}$  — резонансные проводимости контуров.

Выражение для АЧХ получим из (41), (42):

$$y = \frac{K}{K_0} = \frac{y_{21}y_{211}}{y_{210}y_{2110}} \frac{g'_{K1}g'_{K2} + p_1p_2p_3p_5y_{2110}y_{2120}}{y'_{K1}y'_{K2} + p_1p_2p_3p_5y_{211}y_{212}} = \\ = D \frac{1 + \eta_0^2}{\frac{y'_{K1}y'_{K2}}{g'_{K1}g'_{K2}} + \eta^2}, \quad (43)$$

где

$$D = \frac{y_{21}y_{211}}{y_{210}y_{2110}}; \quad (44)$$

$$\eta_0^2 = p_1p_2p_3p_5 \frac{y_{2110}y_{2120}}{g'_{K1}g'_{K2}}; \quad (45)$$

$$\eta^2 = p_1p_2p_3p_5 \frac{y_{211}y_{212}}{g'_{K1}g'_{K2}}. \quad (46)$$

Множитель  $D$  отражает частотную зависимость крутизны транзисторов. Его влияние в пределах полосы пропускания сводится к появлению перекоса вершины АЧХ. Перекос вершины АЧХ при регулировке полосы устраняется корректирующими цепями, рассматриваемыми ниже, а также соответствующим выбором транзисторов по граничной частоте. В пределах полосы пропускания можно принять  $D=1$ , не усложняя дальнейший анализ.

Полные проводимости транзисторов  $y_{111}$ ,  $y_{112}$ ,  $y_{221}$ ,  $y_{222}$ , входящие в (40), содержат вещественные и мнимые составляющие. За счет соответствующего выбора контурных емкостей влиянием мнимых составляющих проводимостей можно пренебречь. В таком случае контуры будут отличаться лишь величинами добротностей:

$$Q_1 = \frac{\omega_0 C_K}{g_K + p^2 g_T + p^2_1 g_{111} + p^2_2 g_{222}}; \quad (47)$$

$$Q_2 = \frac{\omega_0 C_K}{g_K + p^2_4 g_H + p^2_5 g_{112} + p^2_3 g_{221}}, \quad (48)$$

где  $C_K$  — контурные емкости;  $g_{111}$ ,  $g_{112}$  и  $g_{221}$ ,  $g_{222}$  — входная и выходная активные составляющие проводимости первого и второго транзисторов соответственно.

Проведем некоторые преобразования в (43), для чего отношение проводимостей контуров выразим через относительную расстройку  $v$ :

$$\frac{y'_{K1}}{g'_{K1}} = 1 + jQ_1 v; \quad (49)$$

$$\frac{y'_{K2}}{g'_{K2}} = 1 + jQ_2 v, \quad (50)$$

где

$$v = 2 \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right);$$

$$\frac{y'_{K1}}{g'_{K1}} \frac{y'_{K2}}{g'_{K2}} = 1 + jv(Q_1 + Q_2) - Q_1 Q_2 v^2. \quad (51)$$

Введем усредненную добротность

$$Q_{cp} = 2 \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2}. \quad (52)$$

Добротность, определяемая (52), существенно упрощает анализ по сравнению с тем случаем, когда используется ее среднее арифметическое значение. Подставив (52) в (43), после преобразований получим:

$$y = D \frac{\frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} (1 + \eta^2_0)}{\frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} (1 + \eta^2) - x^2 + j2x}, \quad (53)$$

где  $x = Q_{cp}v$  — обобщенная расстройка.

Введем величину  $F$ , которую назовем фактором формы АЧХ:

$$F = \frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} (1 + \eta^2_0). \quad (54)$$

С учетом (54), приняв  $D=1$ , уравнение нормированной АЧХ получим в виде

$$y = \frac{F}{F - x^2 + j2x}. \quad (55)$$

Таким образом, уравнение АЧХ регулируемой ячейки с активной цепью обратной связи приводится к типичной функции второго порядка, присущей полосовым фильтрам. При этом фактор формы АЧХ можно изменять электрическими способами, например, за счет изменения крутизны транзисторов  $y_{211}$ ,  $y_{212}$ . От фактора формы АЧХ в первую очередь зависит полоса пропускания.

Уравнение фазо-частотных характеристик определим из (55):

$$\varphi = -\arctg \frac{2x}{F - x^2}. \quad (56)$$

По форме АЧХ и ФЧХ ячейка с активной цепью обратной связи подобна паре связанных через реактивное сопротивление контуров. В этом легко убедиться, приняв

в (53) равенство добротностей контуров. Получающееся уравнение АЧХ совпадает с известным выражением для пары связанных контуров с той лишь разницей, что параметр  $\eta$  для контуров играет роль фактора связи. Подобная эквивалентность АЧХ представляет большую ценность и существенно упрощает анализ. Однако процесс регулировки полосы в рассматриваемой ячейке имеет ряд специфических особенностей, не свойственных паре связанных контуров:

Определим полосу пропускания ячейки. Модуль нормированной АЧХ найдем из (55):

$$|y| = \frac{F}{[(F-x^2)^2 + 4x^2]^{1/2}}. \quad (57)$$

Семейство нормированных АЧХ для дискретных значений  $F$  показано на рис. 18.

Значения расстроек, соответствующих максимумам АЧХ, определим из (57):

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= 0; \\ x_{2,3} &= \pm (F-2)^{1/2}. \end{aligned} \right\} \quad (58)$$

Нормируя АЧХ к значениям максимумов для  $F \geq 2$ , получим:

$$|y| = \frac{2(F-1)^{1/2}}{[(x^2-F)^2 + 4x^2]^{1/2}}. \quad (59)$$

Полоса пропускания ячейки на уровне 3 дБ для  $F \leq 2$  и  $F \geq 2$  определится из (57) и (59) соответственно:

$$П = П_0 \{ (F-2) + [(F-2)^2 + F^2]^{1/2} \}^{1/2} = П_0 z'; \quad (60)$$

$$П = П_0 [ (F-2) + 2(F-1)^{1/2} ]^{1/2} = П_0 z'', \quad (61)$$

где  $П_0 = f_0/Q_{cp}$  — полоса пропускания одиночного контура с усредненной добротностью  $Q_{cp}$ .

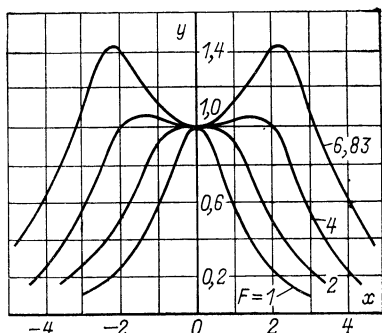


Рис. 18. Нормированные амплитудно-частотные характеристики при различных факторах формы АЧХ.



Одним и тем же символом  $z'$  обозначены множители при  $\Pi_0$ , входящие в (60) и (61), так как они образуют непрерывную функцию параметра  $F$ , имеющую одинаковые значения в точке  $F=2$ , но при  $F<2$  и  $F>2$  должны определяться различными выражениями. На рис. 19 показана зависимость множителя  $z'$  от  $F$ .

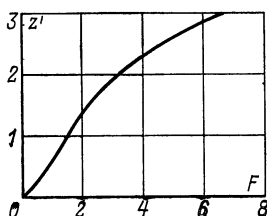


Рис. 19. Зависимость параметра  $z'$  от фактора формы АЧХ.

Величину  $F_{\text{макс}}$ , соответствующую заданной неравномерности  $\delta_{\text{макс}}$  в полосе пропускания, определим из (59):

$$F_{\text{макс}} = 2\delta_{\text{макс}} [\delta_{\text{макс}} + (\delta_{\text{макс}}^2 - 1)^{1/2}]. \quad (62)$$

Если ограничиться АЧХ с  $\delta_{\text{макс}} = \sqrt{2}$ , то  $F_{\text{макс}} = 6,83$  для одной ячейки.

Выясним далее свойства ячеек с активной цепью обратной связи при различных схемах включения транзисторов.

## 8. ЯЧЕЙКА ПО СХЕМЕ С ОБЩИМИ БАЗАМИ

Как следует из (43), (45), (54), (60), плавное электрическое управление полосой пропускания может быть получено при регулировке крутизны транзисторов  $y_{211}$ ,  $y_{212}$ . Изменяющиеся при этом входные сопротивления транзисторов также влияют на полосу пропускания. В зависимости от схемы включения транзисторов и законов регулировки  $y_{211}$ ,  $y_{212}$ , можно получить некоторые максимально возможные значения коэффициента регулировки полосы пропускания и определенные закономерности изменения усиления. Наибольший интерес представляет случай постоянства усиления при максимальном значении коэффициента регулировки полосы.

Рассмотрим случай, когда транзисторы включены по схеме с общими базами (ОБ), а изменение  $y_{211}$ ,  $y_{212}$

ведется синхронно, т. е. при регулировке выполняется условие

$$y_{211} = y_{212} = y_{216}. \quad (63)$$

В схеме с ОБ проводимости контуров (40) определяются в основном входными проводимостями  $y_{111}$ ,  $y_{112}$ .

Приняв одинаковыми коэффициенты включения коллаторов к контурам, т. е.  $p_2 = p_3 = m$ , а также коэффициенты включения базовых цепей  $p_1 = p_5 = n$ , (40) получим в виде

$$y'_{k2} = (y_k + p^2_4 y_n + m^2 y_{22}) + n^2 y_{11}; \quad (64)$$

$$y'_{k1} = (y_k + p^2_2 y_r + m^2 y_{22}) + n^2 y_{11}. \quad (65)$$

Примем  $y'_{k2}$  и  $y'_{k1}$  равными, тогда из (64) и (65) следует:

$$y'_{k2} = y'_{k1} = y_{k0} = y'_{k0} + n^2 y_{11} = y'_{k0} + n^2 g_{11}. \quad (66)$$

Представим проводимости контуров через обобщенную расстройку:

$$y'_{k0} = g_k (1 + jx),$$

где

$$x = Q_0 \frac{2\Delta f}{f_0}.$$

Добротность  $Q_0$  учитывает собственное затухание контуров и дополнительное, обусловленное влиянием проводимостей  $y_{22}$ ,  $y_n$ ,  $y_r$ .

Преобразуем проводимость  $y_{k0}$ :

$$y_{k0} = g_k (1 + jx) + n^2 y_{11} = (g_k + n^2 g_{11}) (1 + jx''), \quad (67)$$

где

$$x'' = bx; \quad (68)$$

$$b = \frac{g_k}{g_k + n^2 g_{11}}. \quad (69)$$

Учитывая (67) — (69), коэффициент усиления (41) получим в виде

$$K = pp_4 nm \frac{y_{21} y_{216}}{(g_k + n^2 g_{11})^2 (1 + jx'')^2 + n^2 m^2 y_{216}}. \quad (70)$$

Проведем преобразование в знаменателе выражения (70):

$$g_k + n^2 g_{11} = \frac{1}{R_{90}} + n^2 \frac{1}{R_{BX}} = \frac{R_{BX} + n^2 R_{90}}{R_{90} R_{BX}}. \quad (71)$$

Подставим (71) в (70):

$$K = \frac{pp_4nmh_{21}y_{21}R_{\text{вх}}R_{\text{эо}}^2}{(R_{\text{вх}} + n^2R_{\text{эо}})^2(1 + jx'')^2 + n^2m^2h_{21}^2R_{\text{эо}}^2}. \quad (72)$$

В этом выражении  $h_{21}$  означает коэффициент усиления по току для схемы включения транзистора с ОБ, т. е.

$$h_{21} = y_{216}R_{\text{вх}}. \quad (73)$$

Резонансный коэффициент усиления определится из (72) для  $x'' = 0$ :

$$K_0 = \frac{pp_4nmh_{21}y_{216}R_{\text{вх}}R_{\text{эо}}^2}{(R_{\text{вх}} + n^2R_{\text{эо}})^2 + n^2m^2h_{21}^2R_{\text{эо}}^2}. \quad (74)$$

При регулировке изменением тока эмиттера величина  $h_{21}$  остается почти постоянной. В таком случае все величины, входящие в (74), за исключением  $R_{\text{вх}}$ , также остаются постоянными. Следовательно, изменение коэффициента усиления при регулировке полосы пропускания однозначно определяется изменением  $R_{\text{вх}}$ .

Найдем закон изменения усиления. Анализ (74) показывает, что коэффициент усиления имеет максимум, соответствующий

$$R_{\text{вх.опт}} = nR_{\text{эо}}(n^2 + h_{21}^2m^2)^{1/2}. \quad (75)$$

Максимальный коэффициент усиления определяется из (74) с учетом (75):

$$K_{0\text{макс}} = y_{216}R_{\text{эо}} \frac{pp_4h_{21}m(n^2 + h_{21}^2m^2)^{1/2}}{[n + (n^2 + h_{21}^2m^2)^{1/2}]^2 + h_{21}^2m^2}. \quad (76)$$

Для оценки изменения коэффициента усиления при регулировке полосы пропускания проведем нормирование его к максимальному значению (76):

$$M = \frac{K_0}{K_{0\text{макс}}}. \quad (77)$$

Выразим текущее значение  $R_{\text{вх}}$  через значение  $R_{\text{вх.опт}}$ :

$$R_{\text{вх}} = cR_{\text{вх.опт}}. \quad (78)$$

Подставив (78) в (76), из (77) получим:

$$M = \frac{c \{ [n + (n^2 + h_{21}^2m^2)^{1/2}]^2 + h_{21}^2m^2 \}}{[n + c(n^2 + h_{21}^2m^2)^{1/2}]^2 + h_{21}^2m^2}. \quad (79)$$

На рис. 20 приведена типовая зависимость  $M$ , построенная при следующих данных, взятых для одного из экспериментальных образцов ячейки:  $n = m = 0,16$ ;  $h_{21} = 0,95$ ;  $c = 3,0 \div 0,062$ .

Наличие максимума  $M$  при изменении полосы пропускания несколько усложняет возможность выравнивания усиления. Ячейку необходимо дополнять каскадом с режимной регулировкой усиления, добываясь закономерности, противоположной (79). Если используется область  $R_{\text{вх}} < R_{\text{вх.опт}}$ , зависимость сохраняется монотонной, что упрощает совмещение регулировок полосы пропускания и усиления в дополнительном каскаде, являющемся разделительным между ячейками. Дополнительный каскад специально вводится для того, чтобы выровнять изменение усиления и исключить взаимосвязь между ячейками.

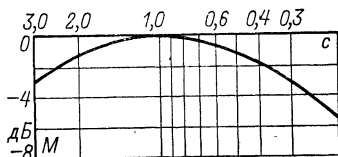


Рис. 20. Зависимость неравномерности коэффициента усиления от параметра  $c$ .

Для определения АЧХ используем (72) и (74). Уравнение нормированных АЧХ следующее:

$$y = \frac{K}{K_0} = \frac{(R_{\text{вх}} + n^2 R_{90})^2 + n^2 m^2 h_{21}^2 R_{90}^2}{(R_{\text{вх}} + n^2 R_{90})^2 (1 + jx'')^2 + n^2 m^2 h_{21}^2 R_{90}^2}. \quad (80)$$

Преобразовав (80), получим:

$$y = \frac{1 + h_{21}^2 a^2 m^2}{1 + h_{21}^2 a^2 m^2 + j2bx - b^2 x^2}, \quad (81)$$

где

$$a = \frac{nR_{90}}{R_{\text{вх}} + n^2 R_{90}}. \quad (82)$$

Введем фактор формы АЧХ, являющийся частным видом (45):

$$\eta = h_{21} a m = \frac{n m y_{216}}{g_k + n^2 g_{11}} \approx \frac{n m g_{11}}{g_k + n^2 g_{11}}. \quad (83)$$

Характерно, что по мере роста тока эмиттера одновременно возрастают  $y_{216}$  и  $g_{\text{вх}}$ , что способствует поддержанию постоянства формы АЧХ.

С учетом (83) уравнение нормированных АЧХ определяется так:

$$y = \frac{1 + \eta^2}{(1 + jx'')^2 + \eta^2}; \quad (84)$$

$$|y| = \frac{1 + \eta^2}{[(1 + \eta^2 - x''^2)^2 + 4x''^2]^{1/2}}. \quad (85)$$

Полученное выражение по форме подобно уравнению нормированных АЧХ двух связанных одиночных контуров, где фактор формы АЧХ подобен фактору связи.

Для полосы пропускания из (85) можно получить следующие выражения:

$$\Pi = \frac{\Pi_0}{b} \{ [\sigma^{-2/N} (1 + \eta^2)^2 - 4\eta^2]^{1/2} + \eta^2 - 1 \}^{1/2} = \frac{\Pi_0}{b} z; \quad (86)$$

$$\Pi = \frac{\Pi_0}{b} [2\eta (\sigma^{-2/N} - 1)^{1/2} + \eta^2 - 1]^{1/2} = \frac{\Pi_0}{b} z. \quad (87)$$

Выражение (86) используется при  $\eta \leq 1$ , а (87) — при  $\eta \geq 1$ .

Здесь  $N$  — число регулируемых ячеек;

$$z = \{ [\sigma^{-2/N} (1 + \eta^2)^2 - 4\eta^2]^{1/2} + \eta^2 - 1 \}^{1/2} \text{ для } \eta \leq 1;$$

$$z = [2\eta (\sigma^{-2/N} - 1)^{1/2} + \eta^2 - 1]^{1/2} \text{ для } \eta \geq 1;$$

$\sigma < 1$  — уровень отсчета полосы пропускания;  $b$  — определяется выражением (69).

С целью обобщения результатов анализа один и тот же символ  $z$  сохранен в выражениях (86), (87). При  $N=1$  получим  $z=z'$ . Значения  $z$  и  $z'$  представлены в табл. 1 для различных  $N$  и  $\eta$  (или  $F$ ).

Уравнение фазо-частотных характеристик определится из (72) с учетом (69), (82), (83):

$$\varphi = \text{arctg} \frac{2xg_k(g_k + n^2g_{11})}{x^2g_k^2 - (1 + \eta^2)(g_k + n^2g_{11})^2}. \quad (88)$$

Полученные соотношения характеризуют основные параметры ячейки, выполненной по схеме с ОБ: коэффициент усиления, амплитудно-частотные, фазо-частотные характеристики, полосу пропускания, неравномерность АЧХ в полосе пропускания и изменение их при регулировке.

Характерными особенностями ячейки являются:

1) симметрия АЧХ, сохраняющаяся как при равных, так и при отличающихся затуханиях контуров (предполагается, что соответствующим образом выбраны транзисторы по рабочей частоте, а контурные емкости значительно превышают вносимые из цепи базы регулируемых транзисторов);

2) широкие пределы регулировки полосы, обусловленные одновременным изменением крутизны транзисторов и входных сопротивлений;

3) простота электрического управления (например, за счет изменения напряжения база — эмиттер обоих транзисторов);

4) частичное автоматическое выравнивание коэффициента усиления, которое можно получить при работе в области  $s < 1$ , дополнив ячейку каскадом с соответствующей режимной регулировкой.

## 9. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ РЕГУЛИРУЕМОГО УСИЛИТЕЛЯ НА ОСНОВЕ ЯЧЕЕК С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

Основные исходные параметры:

крайние значения полосы пропускания  $P_{\min}$ ,  $P_{\max}$ ;

изменение коэффициента прямоугольности АЧХ

$K_{п. \min}$ ,  $K_{п. \max}$ ;

неравномерность АЧХ в полосе пропускания  $\delta$ ;

рабочая частота  $f_0$ ;

изменение коэффициента усиления  $M$ .

Из (86) и (87) определим коэффициент прямоугольности АЧХ, отсчитываемый на произвольных уровнях  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$  ( $\sigma_1 > \sigma_2$ ) для  $N$  двухкаскадных ячеек:

$$K_n = \left\{ \frac{[\sigma_2^{-2/N} (1 + \eta^2)^2 - 4\eta^2]^{1/2} + \eta^2 - 1}{[\sigma_1^{-2/N} (1 + \eta^2)^2 - 4\eta^2]^{1/2} + \eta^2 - 1} \right\}^{1/2} \quad (89)$$

при  $\eta \leq 1$ ;

$$K_n = \left[ \frac{2\eta(\sigma_2^{-2/N} - 1)^{1/2} + \eta^2 - 1}{2\eta(\sigma_2^{-2/N} - 1)^{1/2} + \eta^2 - 1} \right]^{1/2} \quad (90)$$

при  $\eta \geq 1$ .

Для упрощения расчетов проведены вычисления по (86), (87) для коэффициента  $z$  и коэффициентов прямоугольности по (89), (90) на уровнях —20 дБ, —40 дБ, —60 дБ при отсчете полосы пропускания по уровню 0,7 для числа ячеек от  $N=1$  до  $N=6$ .

Результаты расчетов сведены в табл. 1. На рис. 21 даны зависимости коэффициента  $z$  от фактора формы АЧХ  $\eta$  и от числа ячеек  $N=1 \div 6$ .

С увеличением  $N$  возрастает суммарная неравномерность АЧХ (провал на центральной частоте). Она зависит также от фактора формы АЧХ. Поэтому для идентич-

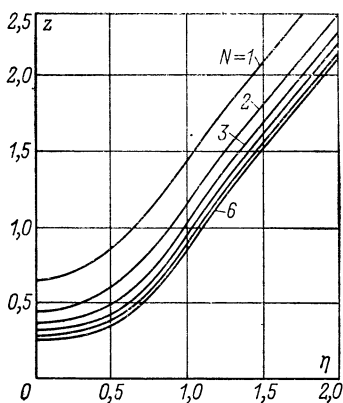


Рис. 21. Зависимость коэффициента  $z$  от фактора формы АЧХ и количества ячеек  $N$ .

ных ячеек необходимо ограничиться фактором формы АЧХ, определяемым соотношением

$$\eta_{\text{макс}} = 2^{1/2N} + (2^{1/N} - 1)^{1/2}. \quad (91)$$

Значения  $\eta_{\text{макс}}$  для каждого из  $N$  от 1 до 6 приведены ниже:

$N$ . . . . .	1	2	3	4	5	6
$\eta_{\text{макс}}$ . . . . .	2,41	1,83	1,63	1,53	1,46	1,41

Исходя из заданного значения  $K_{\text{п}}$ , по табл. 1 определяется значение  $N$ . При этом необходимо учитывать условие (91), приняв определенное значение  $\eta_{\text{макс}}$ . Из табл. 1 или по графикам рис. 21 определяется  $z_{\text{макс}}$ .

**Зависимость коэффициента прямоугольности по уровням 3 и 20 дБ, и от количества ячеек  $N$  в усилителе**

$\eta$	$N = 1$				$N = 2$				$N = 3$			
	$K_{\text{П20}}$	$K_{\text{П40}}$	$K_{\text{П60}}$	$z'$	$K_{\text{П20}}$	$K_{\text{П40}}$	$K_{\text{П60}}$	$z$	$K_{\text{П20}}$	$K_{\text{П40}}$	$K_{\text{П60}}$	$z$
0,1	4,63	15,4	49	0,651	3,35	6,8	12,8	0,442	3,03	5,45	8,45	0,357
0,2	4,55	15,1	47,8	0,675	3,31	6,7	12,5	0,458	3,01	5,25	8,3	0,371
0,3	4,42	14,6	46,2	0,715	3,22	6,45	12	0,489	2,95	5,12	8	0,395
0,4	4,26	14,1	44,3	0,769	3,1	6,15	11,4	0,533	2,86	4,95	7,55	0,433
0,5	4,06	13,8	42	0,842	2,97	5,86	10,6	0,591	2,73	4,6	7,05	0,485
0,6	3,88	12,7	39,7	0,928	2,81	5,4	9,85	0,666	2,59	4,28	6,51	0,551
0,7	3,67	11,8	36,4	1,031	2,63	5	9,05	0,759	2,43	3,9	5,9	0,637
0,8	3,48	11,2	35,4	1,148	2,46	4,6	8,3	0,869	2,25	3,6	5,41	0,742
0,9	3,32	10,6	33,4	1,277	2,3	4,25	7,6	0,995	2,08	3,27	4,87	0,867
1	3,17	10	31,6	1,414	2,16	3,94	7	1,134	1,94	2,98	4,4	1,01
1,1	3,04	9,6	30,3	1,55	2,06	3,7	6,57	1,27	1,83	2,77	4,09	1,15
1,2	2,92	9,2	29,7	1,69	1,96	3,5	6,2	1,41	1,74	2,62	3,81	1,29
1,3	2,84	8,95	28,0	1,82	1,89	3,35	5,91	1,54	1,67	2,49	3,63	1,42
1,4	2,77	8,65	27,3	1,94	1,84	3,24	5,7	1,66	1,64	2,4	3,49	1,54
1,5	2,71	8,42	26,6	2,06	1,79	3,12	5,5	1,79	1,58	2,33	3,34	1,67
1,6	2,65	8,24	26,0	2,18	1,76	3,05	5,32	1,9	1,55	2,25	3,23	1,79
1,7	2,6	8,05	25,4	2,3	1,72	2,96	5,17	2,02	1,52	2,19	3,15	1,9
1,8	2,56	7,89	24,8	2,42	1,69	2,89	5,03	2,14	1,50	2,13	3,06	2,02
1,9	2,5	7,7	24,3	2,54	1,66	2,83	4,92	2,25	1,47	2,08	2,97	2,14
2	2,47	7,57	23,9	2,65	1,63	2,76	4,8	2,37	1,45	2,04	2,91	2,25
2,1	2,44	7,45	23,5	2,76	1,61	2,71	4,7	2,48	1,43	2,01	2,89	2,36
2,2	2,41	7,35	23,2	2,87	1,6	2,68	4,62	2,58	1,41	1,98	2,8	2,47
2,3	2,39	7,24	22,8	2,98	1,58	2,65	4,55	2,69	1,40	1,95	2,75	2,58
2,4	2,35	7,12	22,4	3,09	1,56	2,6	4,46	2,81	1,39	1,92	2,7	2,68
2,5	2,31	7	22	3,21	1,55	2,56	4,39	2,91	1,36	1,89	2,65	2,8

Задаемся контурной емкостью  $\hat{C}_k$ . По известной добротности контура  $Q_0$  определяются полоса пропускания и эквивалентное сопротивление ненагруженного контура:

$$\Pi_0 = \frac{f_0}{Q_0}; \quad (92)$$

$$R_{90} = Q_0 \left( \frac{L}{C_k} \right)^{1/2}. \quad (93)$$

Решая совместно (86) и (87), с учетом (69) и (82) найдем выражения для коэффициентов трансформации:

$$n = \left[ \frac{R_{\text{вх. мин}} (\Pi_{\text{макс}} - z_{\text{макс}} \Pi_0)}{z_{\text{макс}} \Pi_0 R_{90}} \right]^{1/2}; \quad (94)$$

$$m = \frac{\Pi_{\text{макс}} R_{\text{вх. мин}} \eta_{\text{макс}}}{h_{21} [z_{\text{макс}} \Pi_0 R_{90} R_{\text{вх. мин}} (\Pi_{\text{макс}} - z_{\text{макс}} \Pi_0)]^{1/2}}. \quad (95)$$

Сопротивление  $R_{\text{вх. мин}}$  обычно известно для выбранного типа транзистора.

Дальнейший расчет связан с определением минимального фактора формы АЧХ  $\eta_{\text{мин}}$  по полосе пропускания  $\Pi_{\text{мин}}$  и с вычислением  $R_{\text{вх. макс}}$ . Аналитически получить эти соотношения ввиду иррациональных зависимо-

Таблица 1

3 и 40 дБ, 3 и 60 дБ и параметра  $z$  от фактора формы АЧХ  $\eta$

N = 4				N = 5				N = 6			
$K_{\Pi 20}$	$K_{\Pi 40}$	$K_{\Pi 60}$	$z$	$K_{\Pi 20}$	$K_{\Pi 40}$	$K_{\Pi 60}$	$z$	$K_{\Pi 20}$	$K_{\Pi 40}$	$K_{\Pi 60}$	$z$
2,93	4,87	7,1	0,305	2,83	4,52	6,35	0,274	2,77	4,37	5,95	0,249
2,9	4,78	6,95	0,318	2,81	4,47	6,25	0,285	2,76	4,32	5,85	0,259
2,83	4,62	6,65	0,341	2,78	4,37	6	0,304	2,73	4,2	5,7	0,278
2,73	4,37	6,3	0,378	2,7	4,18	5,75	0,335	2,67	4,05	5,42	0,306
2,65	4,18	5,95	0,42	2,61	3,97	5,40	0,377	2,58	3,84	5,09	0,345
2,52	3,89	5,47	0,481	2,47	3,7	4,97	0,434	2,46	3,59	4,70	0,398
2,35	3,56	4,5	0,561	2,32	3,39	4,5	0,509	2,3	3,3	4,25	0,47
2,18	3,23	4,46	0,663	2,14	3,05	4,02	0,607	2,13	2,97	3,8	0,564
1,97	2,92	4	0,787	1,96	2,73	3,57	0,731	1,91	2,6	3,3	0,695
1,84	2,63	3,56	0,933	1,78	2,45	3,16	0,879	1,75	2,33	2,93	0,838
1,71	2,42	3,25	1,08	1,66	2,23	2,86	1,03	1,62	2,12	2,63	0,993
1,63	2,27	3,04	1,22	1,58	2,09	2,66	1,17	1,54	1,99	2,45	1,13
1,57	2,1	2,8	1,39	1,52	1,98	2,52	1,3	1,47	1,87	2,3	1,27
1,52	2,05	2,74	1,48	1,47	1,9	2,39	1,43	1,43	1,82	2,2	1,39
1,49	2	2,64	1,6	1,43	1,82	2,27	1,58	1,39	1,75	2,1	1,52
1,46	1,94	2,52	1,72	1,4	1,79	2,23	1,67	1,36	1,69	2,03	1,64
1,43	1,89	2,47	1,84	1,38	1,74	2,16	1,76	1,34	1,64	1,98	1,76
1,41	1,85	2,41	1,95	1,36	1,71	2,11	1,9	1,32	1,62	1,93	1,87
1,39	1,83	2,37	2,05	1,34	1,67	2,06	2,02	1,3	1,59	1,88	1,99
1,37	1,78	2,3	2,18	1,32	1,63	2,01	2,14	1,28	1,55	1,85	2,1
1,35	1,75	2,25	2,29	1,31	1,61	1,98	2,24	1,27	1,53	1,82	2,21
1,34	1,72	2,21	2,4	1,29	1,59	1,94	2,35	1,26	1,51	1,78	2,32
1,33	1,69	2,17	2,51	1,28	1,57	1,91	2,46	1,25	1,49	1,75	2,43
1,32	1,67	2,14	2,62	1,27	1,55	1,88	2,57	1,24	1,47	1,72	2,54
1,31	1,65	2,1	2,73	1,26	1,53	1,85	2,62	1,23	1,45	1,7	2,65



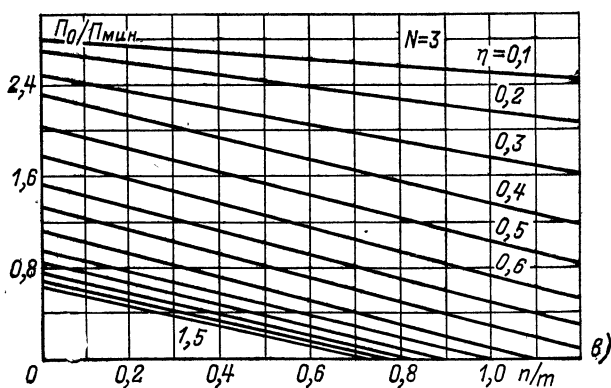
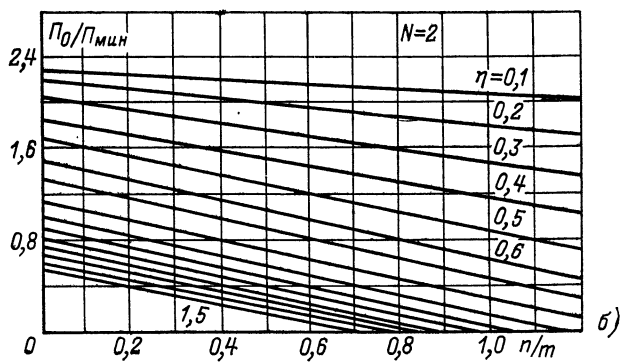
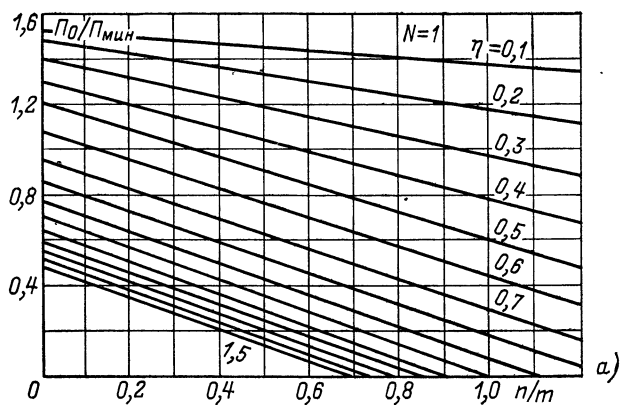
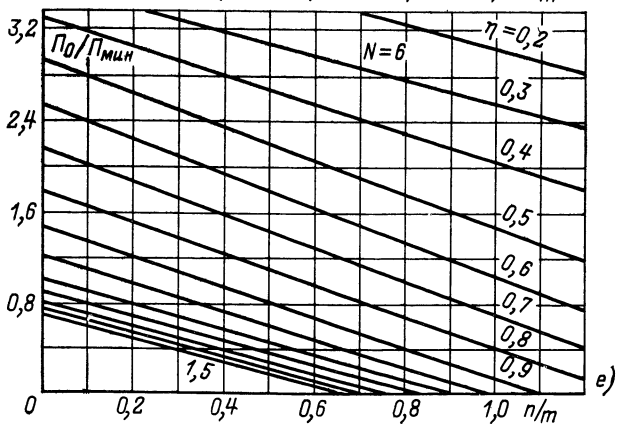
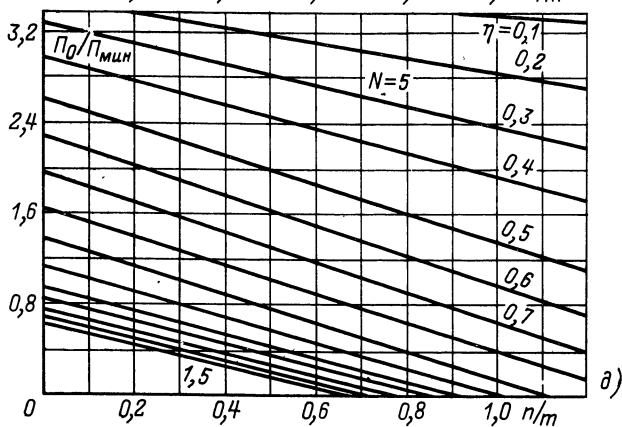
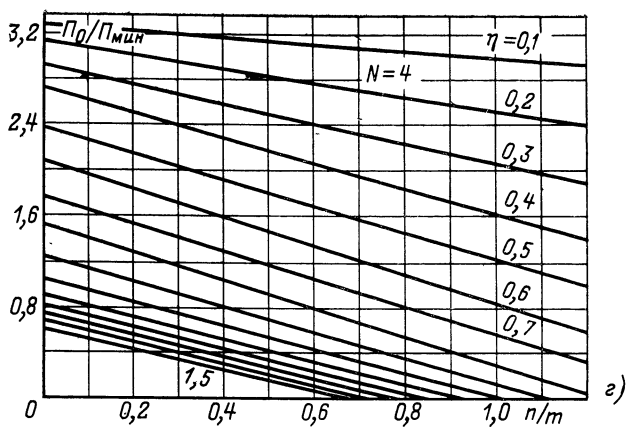


Рис. 22. Зависимость относительного значения полосы пропускания от  
 а —  $N=1$ ; б —  $N=2$ ; в —  $N=3$ ; г —  $N=4$ ; д —  $N=5$ ; е —  $N=6$ .



фактора формы АЧХ  $\eta$  и коэффициентов трансформации  $n$  и  $m$ .

стей невозможно. Воспользуемся графо-аналитическим методом расчета. Из совместного решения уравнений (94), (95), (83), (86) получим:

$$\Pi_{\min} = z_{\min} \Pi_0 \frac{h_{21} m}{h_{21} m - n \eta_{\min}}. \quad (96)$$

В этом выражении  $z_{\min}$  и  $\eta_{\min}$  связаны иррациональной зависимостью. Один из приближенных методов дальнейшего расчета состоит в том, что, приняв  $\eta_{\min} = 0,4 \div 0,6$ , по графикам рис. 21 или по табл. 1 находят  $z_{\min}$ . Затем по (96) определится минимальная полоса пропускания. В случае необходимости методом проб будет найдено более точное значение  $\eta_{\min}$ . Этот же расчет можно провести несколько иначе.

Приняв  $h_{21} = 1$ , представим (96) в виде

$$\frac{\Pi_0}{\Pi_{\min}} = \frac{1}{z_{\min}} - \frac{n}{m} \frac{\eta_{\min}}{z_{\min}}. \quad (97)$$

Можно построить семейство характеристик для каждого из значений  $N$ , приняв в качестве аргумента величину  $n/m$ , а в качестве параметров — величину  $1/z_{\min}$  и  $\eta_{\min}/z_{\min}$ .

Так как  $z_{\min}$  однозначно определяется через  $\eta_{\min}$ , в качестве параметра можно принять одну величину  $\eta_{\min}$ .

Задаваясь  $z_{\min}$  в практически используемых пределах  $0,1 \div 1,2$  и  $\eta = 0,1 \div \eta_{\max}$ , для каждого из фиксированных  $N$  определяются значения  $\Pi_0/\Pi_{\min}$ . При этом используются данные табл. 1. Графические зависимости для  $N = 1 \div 6$  приведены на рис. 22, а—е. Порядок расчета по ним состоит в следующем. Исходя из заданного соотношения  $\Pi_0/\Pi_{\min}$ , по известному  $N$  и вычисленному ранее значению  $n/m$  находится точка пересечения на поле параметра  $\eta$ . В результате определяется  $\eta_{\min}$ .

Решая совместно уравнения (86), (87) с учетом (69), (71) по отношению к  $R_{\text{вх}}$  определяем:

$$R_{\text{вх. макс}} = \frac{z_{\min} \Pi_0 n^2 R_{\text{э0}}}{\Pi_{\min} - z_{\min} \Pi_0}. \quad (98)$$

Таким образом, расчеты по приведенной методике позволяют найти основные параметры ячеек, поставить требования к изменению входных сопротивлений регулируемых транзисторов. Коэффициент усиления и его изменение рассчитываются по (74), (76), (79), а семейство АЧХ — по (85). Для случая, когда  $R_{\text{вх}} < R_{\text{вх. опт}}$ ,

изменение коэффициента усиления определяется из (74):

$$M = \frac{K_0}{K_{0\text{макс}}} = \frac{R_{\text{вх. макс}}}{R_{\text{вх. мин}}} \cdot \frac{(R_{\text{вх. мин}} + n^2 R_{\text{э0}})^2 + n^2 m^2 h_{21}^2 R_{\text{э0}}^2}{(R_{\text{вх. макс}} + n^2 R_{\text{э0}})^2 + n^2 m^2 h_{21}^2 R_{\text{э0}}^2}. \quad (99)$$

Преобразования (99) с учетом (69), (71), (83) приводят к выражению

$$M = \frac{b'_{\text{макс}}}{b'_{\text{мин}}} \cdot \frac{1 + \eta_{\text{макс}}^2}{1 + \eta_{\text{мин}}^2}, \quad (100)$$

где

$$b'_{\text{макс}} = \frac{R_{\text{вх. макс}}}{(R_{\text{вх. макс}} + n^2 R_{\text{э0}})^2}; \quad (101)$$

$$b'_{\text{мин}} = \frac{R_{\text{вх. мин}}}{(R_{\text{вх. мин}} + n^2 R_{\text{э0}})^2}. \quad (102)$$

Условием получения максимально плоской АЧХ при широкой полосе пропускания является в соответствии с (83) равенство

$$\frac{R_{\text{э0}}}{n^2 R_{\text{э0}} + R_{\text{вх}}} h_{21} n m = 1. \quad (103)$$

Так как при широкой полосе пропускания выполняется условие  $R_{\text{вх}} \ll R_{\text{э0}}$ , из (103) получим:  $h_{21} m = n$ . Для  $h_{21} \approx 1$  условие максимально плоской АЧХ при широкой полосе пропускания определяется равенством

$$n = m. \quad (104)$$

Соблюдение условия (104) позволяет построить регулируемые усилители, формирующие АЧХ без провала на центральной частоте.

## 10. ПРИМЕР РАСЧЕТА РЕГУЛИРУЕМОГО УСИЛИТЕЛЯ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

Рассчитаем усилитель на 500 кГц с переменной полосой пропускания по следующим данным:

изменение полосы пропускания от  $f_{\text{мин}} = 3$  кГц до  $f_{\text{макс}} = 100$  кГц;

неравномерность АЧХ в полосе пропускания  $\delta = 3$  дБ;

коэффициент прямоугольности АЧХ по уровням 3 и 60 дБ при максимальной полосе пропускания  $K_{\text{п}} \leq 3$ .

По заданному  $K_{\text{п}}$ , ориентируясь на  $\eta_{\text{макс}}$ , определяемое по (91), с помощью табл. 1 находим, что число регулируемых ячеек  $N$  равно 4, причем  $\eta_{\text{макс}} = 1,53$ . Из рис. 21 или табл. 1 определим  $z_{\text{макс}} = 1,63$ .

Выбираем исходные данные одиночных контуров. Так как при регулировке режима транзистора изменение его входной и выход-

ной емкостей может вызвать смещение настройки, контурная емкость должна значительно превышать входную. Минимальное значение контурной емкости, при которой смещение частоты настройки не превышает 10% наиболее узкой полосы пропускания, определяется выражением

$$C_{к. \text{ мин}} \geq 5 \frac{f_0}{P_{\text{мин}}} (n^2 \Delta C_{11} + m^2 \Delta C_{22}), \quad (105)$$

где  $\Delta C_{11}$  и  $\Delta C_{22}$  — приращения входной и выходной емкостей транзистора, соответствующие предполагаемому изменению тока эмиттера регулируемого транзистора.

В качестве начальных приняты емкости, соответствующие минимальному току эмиттера.

Примем  $C_k = 2000$  пФ, добротность  $Q_0 = 130$ . Индуктивность контура составит 50,7 мкГ, эквивалентное сопротивление ненагруженного контура  $R_{00} = 20,7$  кОм.

Минимальное входное сопротивление транзистора в схеме с ОБ составит десятки ом. Примем  $R_{вх. \text{ мин}} = 40$  Ом. Из (94) и (95) найдем коэффициенты включения:  $n = 0,17$ ,  $m = 0,28$ . Расчетная полоса пропускания  $P_0 = 3,85$  кГц. Коэффициент передачи тока принят  $h_{21} = 0,98$ .

По семейству характеристик, приведенных на рис. 22, определим для  $P_0/P_{\text{мин}} = 1,28$  и  $n/m = 0,61$   $\eta_{\text{мин}} = 0,62$ . Из (86) найдем  $z_{\text{мин}}$ , равное 0,496, из (98) — максимальное входное сопротивление транзистора  $R_{вх. \text{ макс}} = 1048$  Ом.

Такие значения входного сопротивления при включении транзистора по схеме с ОБ соответствуют малым токам эмиттера, составляющим десятки — сотни микроампер. Это обстоятельство может привести к ограничению пределов изменения полосы пропускания при практическом выполнении усилителя.

При проверке минимальной полосы пропускания по (96) получим  $P_{\text{мин}} = 3,1$  кГц. Входное сопротивление, соответствующее максимальному усилению, по (75) составит  $R_{вх. \text{ опт}} = 1136$  Ом.

Для рассчитанного примера  $R_{вх. \text{ макс}} < R_{вх. \text{ опт}}$ . Это означает, что расширение полосы пропускания сопровождается уменьшением усиления и его максимум достигаться не будет.

По табл. 1 или из (89) определим для  $N = 4$  и  $\eta_{\text{мин}} = 0,62$  коэффициент прямоугольности по уровню 60 дБ, равный 5,36. При широкой полосе пропускания коэффициент прямоугольности составит 2,62. При расчете его по уровню 50 дБ для узкой и широкой полос пропускания получим соответственно 4,55 и 2,28.

Изменение коэффициента усиления при регулировке полосы пропускания определим из выражения (100). Оно равно 19,5 дБ и сравнительно просто может быть скомпенсировано с помощью дополнительного каскада, имеющего режимную регулировку усиления.

## 11. ПРАКТИЧЕСКАЯ СХЕМА УСИЛИТЕЛЯ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ И ПЕРЕМЕННОЙ ПОЛОСОЙ ПРОПУСКАНИЯ

На частотах примерно до 2—3 МГц усилители с активной обратной связью, выполненные по схеме с ОБ, обеспечивают регулировку полосы пропускания

в десятки раз. Основным фактором, ограничивающим частотный диапазон этих усилителей и устойчивость работы, является наличие нежелательных обратных связей, обусловленных конструкцией. Выбор транзисторов можно производить так же, как и для обычных нерегулируемых усилителей. Требуемый диапазон изменения входного сопротивления транзисторов должен быть

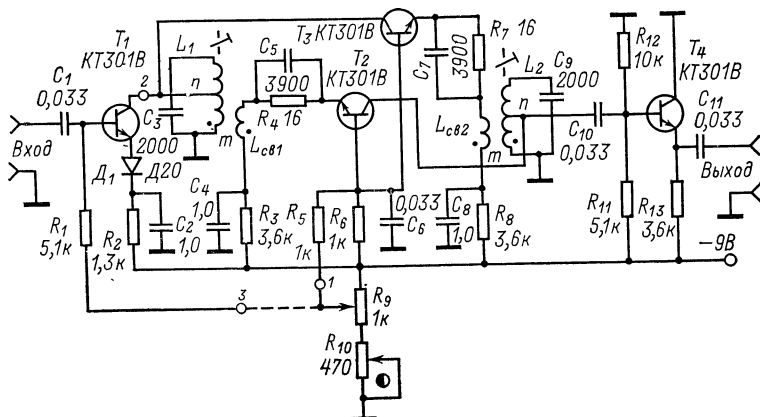


Рис. 23. Схема усилителя с переменной полосой пропускания и постоянным коэффициентом усиления.

почти на порядок выше коэффициента регулировки полосы пропускания. Значение последнего может быть достаточно большим и достигать 20—30.

Одна из схем регулируемой ячейки на частоту 500 кГц, выполненная в соответствии с приведенными расчетами, показана на рис. 23. В усилителе применяются транзисторы типа КТ301В. Регулировка полосы пропускания осуществляется изменением тока эмиттера транзисторов  $T_2$ ,  $T_3$  при помощи резистора  $R_9$ . В прямой цепи усилителя включен транзистор  $T_2$ , в цепи обратной связи —  $T_3$ . Каскад на транзисторе  $T_1$  является разделительным. Он необходим при соединении нескольких ячеек и в данном случае имеет режимную регулировку усиления, вводимую для получения постоянного коэффициента усиления. На выходе ячейки включен эмиттерный повторитель для развязки с первым регулируемым каскадом следующей ячейки.

На рис. 24,а показано семейство нормированных АЧХ для усилителя, составленного из четырех таких ячеек. АЧХ соответствуют току эмиттера, регулируемому от 0,8 мА до 60 мкА. Полоса пропускания при этом изменяется в пределах 90—9 кГц. Смещение АЧХ отсутствует. С уменьшением тока эмиттера полоса пропускания сужается и достигает 2,7 кГц при токе, равном

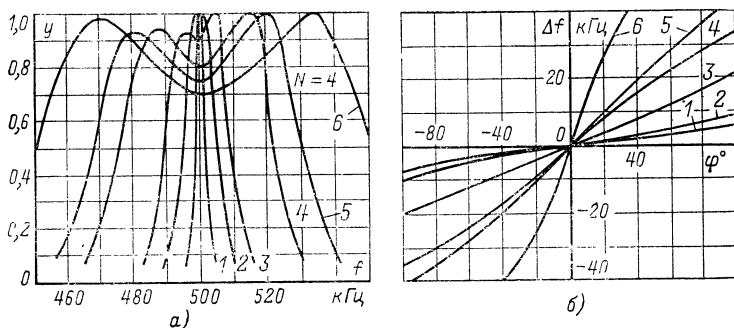


Рис. 24. Нормированные амплитудно-частотные (а) и фазо-частотные (б) характеристики усилителя, составленного из четырех ячеек, при различных токах эмиттера.

1 — 0,02 мА; 2 — 0,06 мА; 3 — 0,08 мА; 4 — 0,17 мА; 5 — 0,42 мА; 6 — 0,78 мА.

20 мкА. Переход в область больших токов можно получить, при прочих равных условиях, за счет уменьшения коэффициентов включения цепей эмиттеров транзисторов  $T_2$  и  $T_3$  к контурам.

Фазо-частотные характеристики одной ячейки, снятые экспериментально, показаны на рис. 24,б. Они соответствуют уравнению (88).

Выравнивание усиления выполняется каскадом на транзисторе  $T_1$ , в цепь эмиттера которого включен диод. За счет изменения внутреннего сопротивления диода создается регулируемая по глубине отрицательная обратная связь. По мере увеличения тока через диод усиление каскада возрастает. Это приводит к компенсации уменьшения коэффициента усиления в каскадах на транзисторах  $T_2$  и  $T_3$ . Сопряжение обеих регулировок достигается в отдельных случаях одновременным изменением смещения на базах транзисторов  $T_1$ — $T_3$  при помощи одного переменного резистора. Такой метод компенсации изменения коэффициента усиления позво-

ляет обеспечить его постоянство с точностью 2—3 дБ на ячейку при изменении полосы пропускания в 10 раз.

Температурные испытания в диапазоне  $-10^{\circ}\text{C} + 60^{\circ}\text{C}$  показывают, что при полосе пропускания более 8 кГц изменение неравномерности АЧХ для усилителя из четырех ячеек не превышает 10%, асимметрия АЧХ при широкой полосе пропускания достигает 10%, а при поддержании постоянства тока эмиттера транзисторов  $T_2$ ,  $T_3$  относительное изменение полосы пропускания составляет 5—8%. Поэтому для отсчета полосы пропускания можно использовать стрелочный индикатор, включенный в эмиттерные цепи транзисторов  $T_2$  или  $T_3$ . Так как изменяющийся в широких пределах ток эмиттера требует переключения пределов измерения, необходимо предусмотреть постоянство полного сопротивления индикатора.

Максимальный уровень входного сигнала, соответствующий нелинейным искажениям АМ колебания до 5%, для усилителя, составленного из четырех ячеек, достигает 20 мВ при полосе пропускания более 10 кГц. При минимальной полосе пропускания допустимый уровень сигнала снижается до 5 мВ. Характерно, что в области малых токов эмиттера по мере увеличения сигнала указанного уровня наблюдается сужение полосы пропускания.

В тех случаях, когда требуется больший динамический диапазон по входному сигналу, в ячейках устанавливается коэффициент усиления, меньший или равный единице. Коэффициент прямоугольности АЧХ по уровням 3 и 50 дБ при широкой полосе пропускания составляет 3, при узкой 4. Максимальное значение коэффициента регулировки полосы пропускания достигает 34.

Для того чтобы в диапазоне изменения температуры получить стабильную работу усилителя при токах эмиттера ниже 60 мкА, схема усилителя может быть изменена. Температурная стабильность коэффициента усиления в значительной мере зависит от значения тока, протекающего через диод  $D_1$ . Лучшие результаты получаются, когда вместо первого каскада с регулируемым усилением используется каскад, схема которого показана на рис. 25. Здесь диоды  $D_1$  и  $D_2$  работают при сравнительно больших токах эмиттера в диапазоне регулировки. Усилитель выполнен на транзисторах ГТ308В. Выводом, обозначенным цифрой 2, он подключается



к регулируемым каскадам с ОБ, выполненным на тех же транзисторах. Все элементы электрической схемы каскадов с ОБ остаются такими же, за исключением корректирующих конденсаторов в цепях эмиттеров. Эмиттерный повторитель из ячейки исключается. В рассматриваемой ячейке выполнено раздельное управление коэффициентом усиления и полосой пропускания с помощью управителя, принципиальная схема которого показана на рис. 26.

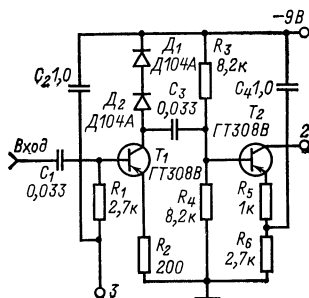


Рис. 25. Схема усилителя, используемого в качестве первого каскада ячейки на рис. 23.

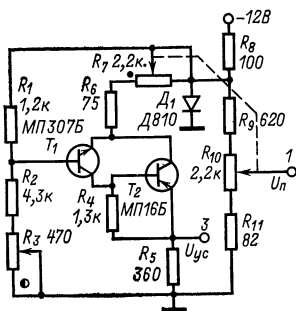


Рис. 26. Схема управителя к регулируемой ячейке на рис. 23.

При помощи выводов, обозначенных цифрами 1 и 3, управитель подключается к соответствующим цепям ячейки. Управитель достаточно точно формирует обратно пропорциональную зависимость между двумя управляющими напряжениями  $U_{yc}$  и  $U_{п}$ . В диапазоне изменения температуры от  $-16$  до  $+50^{\circ}\text{C}$  коэффициент усиления для четырех ячеек изменяется на 4—7 дБ при регулировке полосы пропускания от 2,7 кГц до 90 кГц.

Эксперименты показывают, что АЧХ могут иметь характерный перекося вершины. В частности, наблюдается подъем правой вершины АЧХ по отношению к левой. Этот перекося возрастает по мере расширения полосы пропускания, что объясняется зависимостью крутизны транзисторов от частоты.

Устранение перекося вершины АЧХ достигается при помощи корректирующих цепей. В рассматриваемой ячейке для этой цели служат элементы  $C_5$ ,  $R_4$  и  $C_7$ ,  $R_7$ . Выбор этих элементов обсуждается ниже.

При выполнении усилителя необходимо обращать внимание на фазирование катушек связи  $L_{св1}$ ,  $L_{св2}$ . В одном из каскадов катушка связи совместно с контурной включены согласно, в другом — встречно.

Настройка ведется в каждой ячейке отдельно, а затем — для усилителя в целом. Каждый из одиночных контуров должен быть настроен на центральную частоту. Для этого разрывается цепь обратной связи (например, отключается коллекторная цепь транзистора  $T_3$ ) и обычным образом настраиваются оба контура ячейки. Настройку можно производить без разрыва цепи обратной связи, установив минимально возможное значение тока эмиттера регулируемых транзисторов. Если при этом АЧХ ячейки не сводится к однокоробой, то правильную настройку контуров можно получить только при разомкнутой цепи обратной связи.

## 12. ПЕРЕКОС ВЕРШИНЫ АЧХ УСИЛИТЕЛЯ И ЕГО КОРРЕКЦИЯ

Перекося вершины АЧХ усилителя обусловлен частотной зависимостью коэффициента усиления  $h_{21}$ , входящего в выражение для фактора формы АЧХ (83). Наибольший перекося наблюдается при максимальной полосе пропускания, соответствующей  $\eta_{\max} \geq 1$ .

Перекося вершины АЧХ оценим согласно (5). Из (72) с учетом (83) получим уравнение АЧХ, нормированных к усилению на резонансной частоте. Максимумы нормированных АЧХ при этом равны:

$$|y_{\max}| = \frac{1 + \eta_{\max}^2}{2\eta_{\max}}. \quad (106)$$

Учитывая, что  $\eta_{\max}$  для частот ниже и выше резонансной различны, из (5), используя (106), получаем:

$$\phi = \frac{1 + \eta_{\max 2}^2}{1 + \eta_{\max 1}^2} \frac{\eta_{\max 1}}{\eta_{\max 2}}. \quad (107)$$

В (107)  $\eta_{\max 1}$ ,  $\eta_{\max 2}$  определяются для  $h_{21}$  на частотах, соответствующих максимумам АЧХ, т. е.

$$\eta_{\max 1} = am |h_{210}| (1 - \xi\theta) = \eta_{\max 0} (1 - \xi\theta), \quad (108)$$

$$\eta_{\max 2} = am |h_{210}| (1 + \xi\theta) = \eta_{\max 0} (1 + \xi\theta), \quad (109)$$

$$\xi = \frac{1}{2 \left[ 1 + \left( \frac{f_0}{f_s} \right)^2 \right]}; \quad (110)$$

$$\theta = 2 \frac{\Pi_1}{f_0}, \quad (111)$$

где  $\Pi_1$  — полоса пропускания, отсчитанная между максимумами АЧХ;  $f_0$  — граничная по крутизне частота транзистора.

Полоса пропускания  $\Pi_1$  определится из общего выражения (87) при  $\sigma=1$ :

$$\Pi_1 = \frac{\Pi_0}{b} (\eta_{\text{макс}}^2 - 1)^{1/2}. \quad (112)$$

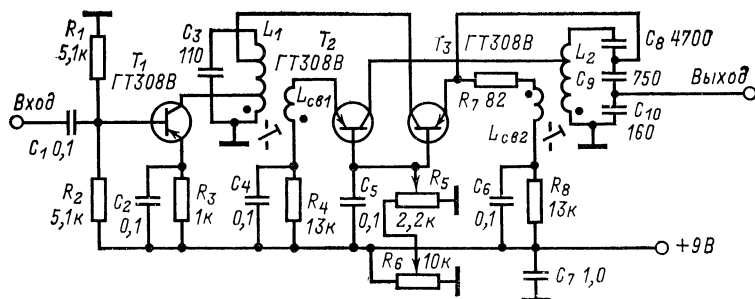


Рис. 27. Схема усилителя с коррекцией перекоса вершины АЧХ при помощи комбинированной связи цепи эмиттера с контуром.

Из расчета обычно известны  $\eta_{\text{макс}}$ ,  $\Pi_{\text{макс}}$ . Из (87) с учетом (112) получим:

$$\Pi_1 = \Pi_{\text{макс}} \frac{(\eta_{\text{макс}}^2 - 1)^{1/2}}{z_{\text{макс}}}. \quad (113)$$

При широкой полосе пропускания выполняется условие  $n^2 R_{\text{вх}} \gg R_{\text{вх.мин}}$ . Поэтому с достаточной точностью из (82) запишем

$$a = 1/n, \quad (114)$$

что следует учесть в расчетах по (108) и (109).

По рабочей частоте транзистор для ячейки следует выбирать так же, как и для обычных нерегулируемых усилителей. Возникающий при этом перекося АЧХ не превышает 0,3—0,8 дБ на ячейку. Однако для усилителя, составленного из нескольких ячеек, он оказывается заметным и достигает 3—4 дБ. Так, для рассмотренного усилителя при полосе пропускания 90 кГц суммарный перекося равен 2,8 дБ, что подтверждается расчетом

по (107) для  $f_s=40$  МГц. Очевидно, что этот перекося, составляющий 0,7 дБ на ячейку, необходимо корректировать. Наиболее простым и легко осуществимым является метод коррекции с помощью включенных в цепи эмиттеров регулируемых транзисторов резистивно-емкостных цепей (см. рис. 23), т. е. введение частотно-зависимой обратной связи. Для устранения перекося в пределах 0,3—1 дБ на ячейку требуется неглубокая обратная связь. Можно показать, что для этого случая при сопротивлении примерно 10—30 Ом емкость корректирующего конденсатора определяется приближенным выражением

$$C_0 = \frac{|\psi - 1|}{\pi R_0 [2f_0 (1 - \psi) + \pi_1 (1 + \psi)]} \quad (115)$$

Для того же усилителя при  $\psi=0,7$  дБ на ячейку и  $R_0=16$  Ом расчет по (115) дает  $C_0=15\,000$  пФ. Эти данные совпадают с экспериментальными. Конденсатор  $C_0$  может быть включен в один из каскадов с ОБ или в оба каскада, причем в последнем случае его емкость должна быть уменьшена примерно в 2 раза.

В других случаях перекося вершины АЧХ можно устранить, применив комбинированную индуктивно-емкостную связь эмиттера транзистора  $T_3$  с контуром. Схема усилителя с такой коррекцией приведена на рис. 27.

### 13. РЕГУЛИРОВКА ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ В УСИЛИТЕЛЕ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ ПРИ ПОСТОЯННОМ УСИЛЕНИИ

Условия сохранения коэффициента усиления ячейки вытекают из (42). Существуют два способа получения постоянного усиления:

- 1) при постоянной крутизне  $y_{21}$  следует соответствующим образом изменять крутизну транзисторов с ОБ, т. е.  $y_{211}$ ,  $y_{212}$ ;
- 2) при синхронном изменении  $y_{211}$ ,  $y_{212}$ , т. е. при  $y_{211}=y_{212}$  необходимо соответствующим образом изменять крутизну  $y_{21}$ .

Следуя второму способу, в ячейке усилителя нужно осуществить регулировку усиления, совмещенную с изменением полосы пропускания. В обоих случаях возникает необходимость в раздельном управлении цепями регулировки усиления и полосы пропускания. Таким образом, неизбежно применение специальных управителей. Построение регулируемых ячеек по первому способу не встречает принципиальных затруднений.

Выясним, как отразится раздельная регулировка  $y_{211}$ ,  $y_{212}$  на изменении полосы пропускания. Этот случай регулировки целесообразно сравнить с синхронным изменением  $y_{211}$ ,  $y_{212}$ .

Из (42) с учетом (64) и (65) условие постоянного усиления на резонансной частоте получим в виде

$$\frac{(g_k + n^2 g_{111})(g_k + n^2 g_{112})}{g_{111}} + n^2 m^2 g_{112} = \text{const.} \quad (116)$$

При составлении уравнения (116) принято, что для ячейки с ОБ у транзисторов на резонансной частоте

$$\left. \begin{aligned} y_{211} &\approx g_{111}; \\ y_{212} &\approx g_{112}. \end{aligned} \right\} \quad (117)$$

С учетом того, что проводимости  $g_{111}$ ,  $g_{112}$  изменяются от минимального до максимального значения, (116) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} K_{g2}[n^2 g_k + g_{111\text{макс}}(n^4 + n^2 m^2)] + \frac{g_k^2}{g_{112\text{мин}}} = \\ = K_{g1} \left( \frac{g_k}{g_{112\text{мин}}} + n^2 g_k \right) + (n^4 + n^2 m^2) g_{111\text{макс}}, \end{aligned} \quad (118)$$

где

$$K_{g2} = \frac{g_{112\text{макс}}}{g_{112\text{мин}}}; \quad (119)$$

$$K_{g1} = \frac{g_{111\text{макс}}}{g_{111\text{мин}}}. \quad (120)$$

Так как  $n^2 g_k \ll \frac{g_k^2}{g_{112\text{мин}}}$ , упростим (118):

$$K_{g2} n^2 g_k + (n^4 + n^2 m^2) g_{111\text{макс}} (K_{g2} - 1) = \frac{g_k^2}{g_{112\text{мин}}} (K_{g1} - 1). \quad (121)$$

Входная проводимость транзистора может изменяться на 1—2 порядка, поэтому можно принять  $K_{g2} \ll 1$ . Тогда (121) упростится:

$$\frac{K_{g2}}{K_{g1} - 1} = \frac{g_k^2}{n^2 g_{112\text{мин}} [g_k + (n^2 + m^2) g_{111\text{макс}}]}. \quad (122)$$

Составляющая проводимости  $n^2 g_{112\text{мин}}$ , соответствующая минимальной полосе пропускания, имеет значение порядка  $g_k$ , тогда

$$\frac{K_{g2}}{K_{g1}} \approx \frac{g_k}{g_k + (n^2 + m^2) g_{111\text{макс}}}. \quad (123)$$

Приближенное условие (123) позволяет сделать следующее заключение: постоянное усиление в ячейке можно получить только в том случае, когда резко отличаются пределы изменения входных проводимостей транзисторов с ОБ, образующих ячейку. Этот вывод следует также из непосредственного анализа физических процессов, происходящих в ячейке. Так как регулировки полосы пропускания в ней и в паре связанных контуров за счет одно-временного изменения связи и затухания подобны, то, как известно, значительное отличие в затуханиях контуров приводит к резкому сужению пределов регулировки полосы пропускания.

В проведенном анализе постоянство коэффициента усиления поддерживалось на частоте настройки. В случае двугорбых АЧХ будет допущена некоторая погрешность. Однако если иметь в виду, что интересующая нас неравномерность АЧХ не превышает 2—3 дБ на одну ячейку, принятые допущения не могут серьезно отразиться на приближенных результатах анализа.

Выясним теперь, как изменяется неравномерность АЧХ при регулировке. Обратимся к выражению для фактора формы АЧХ (45).

С учетом равенства коэффициентов включения и условий (117) получим:

$$\eta_{\text{омакс}}^2 = n^2 m^2 \frac{g_{111\text{макс}} g_{112\text{макс}}}{(g_k + n^2 g_{111\text{макс}}) (g_k + n^2 g_{112\text{макс}})} \quad (124)$$

Так как при постоянном усилении выполняется неравенство  $n^2 g_{111\text{макс}} \gg g_k$ , (124) упростится:

$$\eta_{\text{омакс}} = m \left( \frac{g_{112\text{макс}}}{g_k + n^2 g_{112\text{макс}}} \right)^{1/2} \quad (125)$$

Очевидно, что максимальный фактор формы АЧХ, определяемый (125), меньше, чем для синхронной регулировки (83). Отсюда следуют два вывода: во-первых, за счет уменьшения  $\eta_{\text{омакс}}$  уменьшаются пределы изменения полосы и, во-вторых, неравномерность АЧХ при постоянном усилении также будет меньше.

Таким образом, случай несинхронного управления транзисторами для получения постоянного коэффициента усиления применять нецелесообразно, потому что пределы регулировки полосы пропускания резко сужаются. Наиболее рациональным следует считать случай синхронного управления. Компенсировать изменение усиления ячейки при этом можно за счет регулировки его в дополнительном каскаде, включенном на входе ячейки.

#### 14. ЯЧЕЙКА УСИЛИТЕЛЯ ПО СХЕМЕ С ОБЩИМИ ЭМИТТЕРАМИ

Как показали исследования, ячейка с общими эмиттерами (ОЭ) обладает несколько другими качественными показателями, чем с ОБ. Рассмотрим их.

Используя (41), составим выражение для коэффициента усиления при синхронной регулировке транзисторов с ОЭ:

$$K = p p_1 p_3 p_4 \frac{y_{21} y_{21\text{э}}}{y'_{k1} y'_{k2} + p_1 p_3 p_5 y_{21\text{э}}^2}, \quad (126)$$

где

$$y'_{k1} = y_k + p^2 y_r + p^2_1 y_{11} + p^2_2 y_{22}; \quad (127)$$

$$y'_{k2} = y_k + p^2_4 y_n + p^2_5 y_{11} + p^2_3 y_{22}; \quad (128)$$

$y_{21\text{э}}$  — крутизна транзисторов, включенных по схеме с ОЭ.

Для симметричной схемы  $p_1=p_5=n$ ,  $p_2=p_3=m$ ,  $g_{к0}=g_k+p^2y_n=g_k+p^2y_r$ . С учетом этого из (126) резонансный коэффициент усиления определится как

$$K_0 = pp_4 nm \frac{|y_{21}| |y_{213}|}{(g_{к0} + n^2 g_{11} + m^2 g_{22}) + n^2 m^2 |y_{213}|^2}. \quad (129)$$

Несложные преобразования (129) приводят к следующему выражению:

$$K_0 = \frac{pp_4}{nm} \left| \frac{y_{21}}{y_{213}} \right| \frac{\eta^2}{1 + \eta^2}, \quad (130)$$

где фактор формы АЧХ равен:

$$\eta = \frac{nm |y_{213}|}{g_{к0} + n^2 g_{11} + m^2 g_{22}}. \quad (131)$$

Сравнивая (131) и (83), видим, что фактор формы АЧХ для усилителя с ОЭ растет быстрее, чем для ОБ. Это обусловлено тем, что по мере увеличения тока эмиттера в пределах 3—5 мА  $y_{213}$  изменяется более резко, чем  $g_{11}$ ,  $g_{22}$ . В результате по мере расширения полосы пропускания происходит резкое увеличение провала на центральной частоте и сужаются пределы ее регулировки (в 5—6 раз по сравнению с усилителем с ОБ). Чтобы в усилителе с ОЭ получить пределы изменения полосы пропускания, присущие усилителю с ОБ (десять раз), оба контура должны иметь дополнительно регулируемые затухания. Управление в таком случае усложняется. Если это условие не выполняется, полоса пропускания может быть изменена лишь в 4—5 раз. Так, например, для ячейки с ОЭ, выполненной на основании приведенных расчетных данных, полоса пропускания практически может быть изменена от 3,2 кГц до 14 кГц при неравномерности АЧХ не более 3 дБ. Коэффициент усиления изменяется на 4 дБ и имеет максимум.

Закономерность изменения коэффициента усиления при регулировке полосы пропускания определяется (129). Три переменных параметра —  $y_{213}$ ,  $g_{11}$ ,  $g_{22}$ , входящих в (129), зависят от тока эмиттера, причем проводимостью  $g_{22}$ , которая остается на порядок ниже по сравнению с  $g_{11}$ , можно пренебречь. Как и в случае усилителя с ОБ, коэффициент усиления имеет максимум, находящийся в области узкой полосы пропускания, т. е. в области малых токов эмиттера. В этой области для

$y_{21\theta}$  и  $g_{11}$  можно достаточно точно применить линейную аппроксимацию:

$$\left. \begin{aligned} |y_{21\theta}| &= a' I_{\theta}; \\ g_{11} &= b'_0 I_{\theta}, \end{aligned} \right\} \quad (132)$$

где  $a'$ ,  $b'_0$  — аппроксимирующие коэффициенты, причем  $a' \gg b'_0$ .

Проведя исследование (129) на экстремум с учетом (132), получим оптимальное значение тока эмиттера, соответствующее максимуму усиления:

$$I_{\text{опт}} = \frac{g_{k0}}{n(b'_0{}^2 n^2 + m^2 a'^2)^{1/2}}. \quad (133)$$

Максимальный коэффициент усиления — найдем из (129) с учетом (133):

$$K_{\text{омакс}} = \frac{a' m p p_A |y_{21}|}{2g_{k0}} \cdot \frac{1}{nb'_0 + (n^2 b'_0{}^2 + m^2 a'^2)^{1/2}}. \quad (134)$$

Для оценки изменения усиления в широком диапазоне регулировки полосы пропускания зависимость  $g_{11}$  от тока эмиттера аппроксимируем более точно — экспоненциальной функцией:

$$g_{11} = g_0 [1 - \exp(-l' I_{\theta})], \quad (135)$$

где  $g_0$ ,  $l'$  — аппроксимирующие коэффициенты.

Используя (132) и (135), из (129) получаем:

$$K_0 = a' p p_A n m |y_{21}| \frac{I_{\theta}}{\{g_{k0}^2 + n^2 g_0 [1 - \exp(-l' I_{\theta})]\}^2 + n^2 m^2 a'^2 I_{\theta}^2}. \quad (136)$$

Относительное изменение коэффициента усиления определим из (136) и (134):

$$M = \frac{K_0}{K_{\text{омакс}}} = \frac{2I_{\theta} n g_{k0} [nb'_0 + (n^2 b'_0{}^2 + m^2 a'^2)^{1/2}]}{\{g_{k0}^2 + n^2 g_0 [1 - \exp(-l' I_{\theta})]\}^2 + n^2 m^2 a'^2 I_{\theta}^2}. \quad (137)$$

Изменение полосы пропускания, неравномерность АЧХ и другие параметры можно найти из выражений, полученных для ячейки с ОБ. В частности, изменение полосы пропускания определится из (60) — (62) с учетом (131).



Из (131) и (132) получим:

$$I_{\Theta} = \frac{\eta g_{\kappa 0}}{n (ma' - nb'_{\Theta} \eta)}. \quad (138)$$

Соотношение (138) позволяет вычислить ток эмиттера, соответствующий максимальному допустимому значению фактора формы АЧХ, зависящему от количества ячеек.

Таким образом, на ячейки с ОЭ распространяются все основные выводы, полученные для регулируемых усилителей с ОБ, в том числе и методика расчета. Коэффициент регулировки полосы пропускания, равный 4—5, иногда является вполне достаточным. Поэтому ячейки с ОЭ и плавным электрическим управлением полосой имеют больше преимуществ по сравнению с различного рода пассивными фильтрами.

## 15. ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ

1. В двухкаскадных ячейках усилителей с одиночными контурами и активной отрицательной обратной связью регулировка полосы пропускания сходна с соответствующей регулировкой в парах связанных контуров.

2. Фактор формы амплитудно-частотной характеристики ячейки усилителя, подобный фактору связи в паре связанных контуров, но имеющий иной физический смысл, зависит от крутизны транзисторов, их входных и выходных проводимостей, проводимости и коэффициентов включения контуров.

3. В ячейках усилителей с ОБ и синхронной регулировкой режимов транзисторов коэффициент регулировки полосы пропускания достигает 20—30, коэффициент усиления имеет максимум в области малых полос пропускания. Для выравнивания изменения коэффициента усиления целесообразно использовать область, в которой параметр  $c < 1$ .

4. Перекос вершины амплитудно-частотной характеристики усилителя при регулировке полосы устраняется соответствующим выбором транзисторов по граничной частоте или введением цепей коррекции.

5. При несинхронной регулировке режимов транзисторов в ячейках усилителей с ОБ может быть получен постоянный коэффициент усиления, что сопровождается

резким уменьшением коэффициента регулировки полосы пропускания.

6. Ячейка усилителя с ОЭ и синхронным изменением режимов транзисторов обладает коэффициентом регулировки полосы пропускания, в 5—6 раз меньшим, чем ячейка с ОБ.

7. Методика расчета регулируемых усилителей с ОБ и ОЭ одна и та же.

## ГЛАВА ТРЕТЬЯ

### РЕГУЛИРОВКА ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ С ПАСИВНЫМИ ЦЕПЯМИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

#### 16. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ДВУХКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ПАСИВНОЙ ЦЕПЬЮ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Усилители с пассивными цепями обратной связи обеспечивают эффективную регулировку полосы пропускания на достаточно высоких частотах, достигающих сотни мегагерц. Характерно, что они имеют ряд свойств, присущих рассмотренным в гл. 2 усилителям с активной обратной связью. Вместе с тем усилители с пассивными цепями обратной связи обладают определенными особенностями.

Эквивалентная схема усилителя, в котором имеется цепь отрицательной обратной связи по напряжению через проводимость  $g_{o.c.}$ , показана на рис. 28. В этой схеме транзисторы заменены четырехполюсниками с

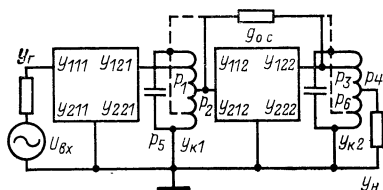


Рис. 28. Эквивалентная схема регулируемой ячейки с пассивной обратной связью.

у-параметрами, причем последний индекс в обозначениях параметров означает номер каскада. Проводимость обратной связи может быть подключена или полностью к контурам, или между входом и выходом транзистора (его коэффициенты включения к контурам

будут  $p_2, p_3$ ), или с некоторыми коэффициентами включения  $p_5, p_6$ . Поэтому проводимость  $g_{o.c}$  различным образом будет входить в эквивалентные  $y$ -параметры второго транзистора.

Матрицы параметров второго транзистора для трех указанных способов включения  $g_{o.c}$  будут соответственно:

$$[y_{23}] = \begin{bmatrix} y_{1123} & y_{1223} \\ y_{2123} & y_{2223} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{112} + \frac{g_{o.c}}{p_2 p_3} & y_{122} - \frac{g_{o.c}}{p_2 p_3} \\ y_{212} - \frac{g_{o.c}}{p_2 p_3} & y_{222} + \frac{g_{o.c}}{p_2 p_3} \end{bmatrix}; \quad (139)$$

$$[y_{23}] = \begin{bmatrix} y_{112} + g_{o.c} & y_{122} - g_{o.c} \\ y_{212} - g_{o.c} & y_{222} + g_{o.c} \end{bmatrix}; \quad (140)$$

$$[y_{23}] = \begin{bmatrix} y_{112} + g_{o.c} \frac{p_5 p_6}{p_2 p_3} & y_{122} - g_{o.c} \frac{p_5 p_6}{p_2 p_3} \\ y_{212} - g_{o.c} \frac{p_5 p_6}{p_2 p_3} & y_{222} + g_{o.c} \frac{p_5 p_6}{p_2 p_3} \end{bmatrix}. \quad (141)$$

Рассмотрим случай, описываемый уравнением (140), когда проводимость  $g_{o.c}$  включена между входом и выходом второго транзистора. Все выводы можно будет распространить также и на другие способы ее включения.

Коэффициент усиления первого каскада

$$K_1 = -p_1 p_2 \frac{y_{211}}{y_{K1} + p_1^2 y_{221} + p_2^2 y_{BK2}}. \quad (142)$$

Коэффициент передачи со стороны входа первого каскада

$$K_{BX} = \frac{y_{\Gamma}}{y_{\Gamma} + y_{BK1}}, \quad (143)$$

где

$$y_{BK1} = y_{111} - \frac{p_1^2 y_{121} y_{211}}{y_{K1} + p_1^2 y_{221} + p_2^2 y_{BK2}}. \quad (144)$$

Входная проводимость второго каскада

$$y_{BK2} = y_{1123} - \frac{p_3^2 y_{1223} y_{2123}}{y_{K2} + p_3^2 y_{2223} + p_4^2 y_{H}}. \quad (145)$$

Коэффициент усиления второго каскада

$$K_2 = -p_3 p_4 \frac{y_{2129}}{p_3^2 y_{\text{ВЫХ II}}}, \quad (146)$$

где

$$y_{\text{ВЫХ II}} = y_{2229} + \frac{y_{K2}}{p_3^2} + \frac{p_4^2 y_H}{p_3^2} - \frac{y_{1229} y_{2129}}{y_{1129} + \frac{p_1^2}{p_2^2} y_{\text{ВЫХ I}}}; \quad (147)$$

$$y_{\text{ВЫХ I}} = y_{221} + \frac{y_{K1}}{p_1^2} - \frac{y_{121} y_{211}}{y_{111} + y_r}. \quad (148)$$

Из (142)—(148) получается достаточно громоздкое выражение для общего коэффициента усиления

$$K = K_{\text{ВХ}} K_1 K_2. \quad (149)$$

Введем некоторые упрощения. Так как определяющей обратной связью для второго каскада является внешняя (т. е.  $y_{122} \ll g_{o.c.}$ ), внутреннюю обратную связь не будем учитывать. Будем считать также, что усилитель работает в области частот, где можно пренебречь  $y_{121}$ .

Тогда коэффициент усиления получим равным:

$$K = p \frac{y_r}{y_r + y_{111}} \frac{y_{211} y_{2129}}{\left(y_{K1} - \frac{Y}{y_{K11}}\right) \left(y_{K11} - \frac{Y}{y_{K1}}\right)}, \quad (150)$$

где

$$\left. \begin{aligned} Y &= p_2^2 p_3^2 y_{1229} y_{2129}; \\ y_{K1} &= y_{K1} + p_1^2 y_{221} + p_2^2 y_{1129}; \\ y_{K11} &= y_{K2} + p_4^2 y_H + p_3^2 y_{2229}; \end{aligned} \right\} \quad (151)$$

$$p = p_1 p_2 p_3 p_4.$$

Преобразовав (150) для случая  $y_r \gg y_{111}$ , найдем:

$$K = p y_{211} y_{2129} \frac{y_{K1} y_{K11}}{(y_{K1} y_{K11} - Y)^2}. \quad (152)$$

Для регулировки полосы пропускания с переходом от одногорбой к двугорбой АЧХ, имеющей максимальную неравномерность не более 3 дБ на ячейку, нужна неглубокая обратная связь. Поэтому при выводе (152), в частности, в выражении (147), можно не учитывать реакцию проводимости  $y_{\text{ВЫХ I}}$  на нагрузку второго каскада.

Проделав аналогичный вывод, получим:

$$K = p \frac{y_{211} y_{2129}}{y_{kI} y_{kII} - Y}. \quad (153)$$

Сравнивая (153) с (41), найденным для усилителя с активной обратной связью, отметим их идентичность. Таким образом, усилители с активной и пассивной обратной связью имеют одинаковые амплитудно- и фазо-частотные характеристики.

В диапазоне регулировки полосы пропускания выдержать постоянство  $y_{kI}$  и  $y_{kII}$  затруднительно. Однако в этом нет необходимости, так как при отличающихся активных проводимостях  $g_{kI}$  и  $g_{kII}$  обоих контуров асимметрия АЧХ и перекося ее вершины не возникают в том случае, когда параметр  $Y$  будет частотно-независимым, а вносимые в контуры реактивные сопротивления будут оставаться пренебрежимо малыми. Действительно, используя относительную расстройку, как и при выводе (49), (50), получим:

$$y_{kI} = g_{kI} (1 + jQ_1 v); \quad (154)$$

$$y_{kII} = g_{kII} (1 + jQ_2 v), \quad (155)$$

где

$$g_{kI} = g_{k1} + p^2_1 g_{221} + p^2_2 g_{112} + p^2_2 g_{o.c.}; \quad (156)$$

$$g_{kII} = g_{k2} + p^2_4 g_{11} + p^2_3 g_{222} + p^2_3 g_{o.c.}; \quad (157)$$

$$v = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}. \quad (158)$$

Определив модуль (152) или (153) с учетом (154), (155), придем к выражению, содержащему только четные степени  $v$ , что свидетельствует о симметрии АЧХ.

Свойство усилителя сохранять симметрию АЧХ при отличающихся затуханиях контуров является его достоинством, так как упрощается управление полосой. Для регулировки полосы достаточно изменять  $y_{212}$  или  $g_{o.c.}$ , либо  $y_{212}$  совместно с  $g_{o.c.}$ , не налагая каких-либо требований к закономерностям изменения  $g_{112}$  и  $g_{222}$ .

Подставив в (153) выражения (154), (155) и используя среднюю добротность, определяемую (52), получим:

$$K = p \frac{y_{211} y_{2129}}{g_{kI} g_{kII}} \cdot \frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} \frac{1}{F'' + j2x - x^2}, \quad (159)$$

где  $x=Q_{cp}v$  — обобщенная расстройка;

$$F'' = \frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} \left( 1 - \frac{Y}{g_{KI}g_{KII}} \right). \quad (160)$$

Величину  $F''$  назовем фактором формы АЧХ. Сравнивая (159) с (54), можно заключить, что структура этих выражений одинакова. Отличие заключается лишь в том, что для усилителя с пассивной цепью обратной связи фактор формы АЧХ зависит не только от проводимостей контуров, их коэффициентов включения, параметров транзисторов, но и от проводимости обратной связи. Таким образом, ряд выводов, сделанных в гл. 2, можно распространить на усилитель с пассивной цепью обратной связи. В частности, уравнение нормированных АЧХ определится (55), максимальное значение фактора формы АЧХ — (62), полоса пропускания — (60), (61), фазо-частотные характеристики — (56).

Учитывая (140), преобразуем (160) для схемы с ОЭ, считая, как было принято ранее, что  $y_{122} \ll g_{o.c}$ :

$$F'' = \frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} \left[ 1 + \frac{p^2_2 p^2_3 g_{o.c} (y_{212} - g_{o.c})}{g_{KI}g_{KII}} \right]. \quad (161)$$

Для резонансной частоты, т. е. при  $x=0$ , из (159) с учетом (161) найдем:

$$K_0 = p \frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} \frac{|y_{211}|}{g_{o.c}} \gamma, \quad (162)$$

где

$$\gamma = 1 - \frac{1}{F}. \quad (163)$$

В выражении (162)  $F$  соответствует резонансной частоте и равен:

$$F = \frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} \left[ 1 + \frac{p^2_2 p^2_3 g_{o.c} (|y_{212}| - g_{o.c})}{g_{KI}g_{KII}} \right]. \quad (164)$$

Множитель  $\gamma$ , определяемый (163), характеризует изменение усиления при постоянной проводимости  $g_{o.c}$ . Этот множитель однозначно зависит от  $F$ . На рис. 29 представлены зависимости  $\gamma$  от  $F$ . В области  $F > 1$  значение  $\gamma$  является положительным, при  $F < 1$  — отрицательным.

Минимальное значение фактора формы АЧХ будет получено при  $y_{212}=0$ , т. е.

$$F_{\min} = \frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} \left( 1 - \frac{p^2_2 p^2_3 g^2_{o.c}}{g_{KI}g_{KII}} \right). \quad (165)$$

Решив (54) относительно  $\eta$ , получим:

$$\eta = \left[ \frac{F(Q_1 + Q_2)}{2Q_{cp}} - 1 \right]^{1/2}. \quad (166)$$

При  $Q_1 = Q_2$

$$\eta = (F - 1)^{1/2}; \quad (167)$$

$$F = 1 + \eta^2. \quad (168)$$

Учитывая, что  $F_{\min} < 1$ , из (167) следует, что фактор формы АЧХ  $\eta$  будет мнимым, хотя  $\eta^2$  остается действительным отрицательным числом. Такие свойства не характерны для пары связанных контуров, а для усилителя с активной обратной связью  $\eta^2 < 0$  возможно только при наличии положительной обратной связи. Отсюда очевидно преимущество использования параметра  $F$ , являющегося более универсальным по сравнению с  $\eta$ .

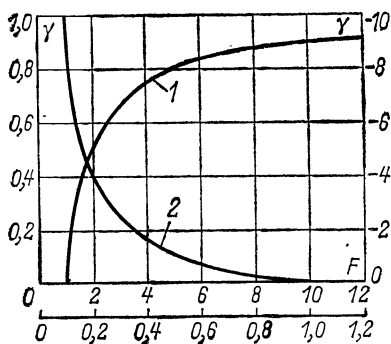


Рис. 29. Зависимость коэффициента  $\gamma$  от фактора формы АЧХ.  
1 —  $F > 1$ ; 2 —  $F < 1$ .

элементы не изменяются (усилитель выполнен на лампах или полевых транзисторах), а также, что  $g_{o.c}$  — постоянная величина. Тогда параметр, определяемый (69), равен единице и регулировка полосы будет получена только за счет изменения  $F$ . Следовательно, коэффициент регулировки полосы пропускания для двухкаскадного усилителя не превысит значение, равное 4,8 (при  $F = 1 \div 6,83$ ). В этом случае по фазо-частотным свойствам сохраняется эквивалентность паре контуров, в которой происходит изменение коэффициента связи, или ячейке, выполненной по схеме с ОЭ и активной обратной связью.

В реальном транзисторном или ламповом усилителе фактор формы АЧХ (165) может быть меньше единицы, проводимость  $g_{o.c}$  — переменной, а входные и выходные проводимости транзистора — изменяться при регулиров-

ке. Эксперименты показывают, что при этом можно получить изменение полосы пропускания в 10—15 раз.

Представляется целесообразным выяснить возможности и особенности, характерные для усилителя, в котором изменяются  $y_{212}$ ,  $g_{o.c.}$ , а также входные и выходные проводимости усилительного элемента.

## 17. ОЦЕНКА СПОСОБОВ РЕГУЛИРОВКИ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ

Одним из главных параметров, определяющих допустимое изменение полосы пропускания усилителя, является фактор формы АЧХ. Он зависит от многих переменных. Основными из них являются  $y_{212}$ ,  $g_{o.c.}$  и активные проводимости контуров, дополненные входной и выходной проводимостями регулируемого транзистора.

Переменные входная и выходная проводимости транзистора играют второстепенную роль и, в частности, в тех практически используемых случаях, когда регулировка полосы осуществляется одновременным изменением  $y_{212}$  и  $g_{o.c.}$ . Кроме того, увеличение входной и выходной проводимостей транзистора по мере расширения полосы приводит не к ухудшению, а, напротив, к улучшению параметров ячейки, в частности к уменьшению неравномерности АЧХ в полосе и выравниванию коэффициента усиления. Поэтому, если провести анализ процессов, происходящих в ячейке, без учета входной и выходной проводимостей транзисторов, получим несколько худшие результаты по всем параметрам в сравнении с теми, которые наблюдаются практически.

Чтобы сократить количество переменных параметров и вместе с тем учесть входную и выходную проводимости транзистора, в выражениях (156), (157) отнесем  $g_{112}$  и  $g_{222}$  к собственным проводимостям контуров  $g_{к1}$  и  $g_{к2}$  соответственно. Подобный способ сокращения числа переменных оправдан также тем, что при анализе (161) мы допускаем неравенство добротностей. Это в свою очередь равноценно учету изменения  $g_{112}$  и  $g_{222}$ . Отметим, что для ламповой ячейки или ячейки, выполненной на полевых транзисторах, влиянием входной и выходной проводимостей усилительного элемента можно и вовсе пренебречь.

Произведение проводимостей, входящих в (164), представим в виде

$$g_{кI}g_{кII} = (g'_{кI} + p^2_2g_{o.c.})(g'_{кII} + p^2_3g_{o.c.}), \quad (169)$$



где

$$g'_{KI} = g_{KI} + p_1^2 g_{221} + p_2^2 g_{112}; \quad (170)$$

$$g'_{KII} = g_{K2} + p_2^2 g_{KII} + p_3^2 g_{222}. \quad (171)$$

С учетом (169) фактор формы АЧХ (164) определится так:

$$F = \frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} \left[ 1 + \frac{\frac{|y_{212}|}{g_{o.c}} - 1}{\left(1 + \frac{g'_{KI}}{p_2^2 g_{o.c}}\right) \left(1 + \frac{g'_{KII}}{p_3^2 g_{o.c}}\right)} \right]. \quad (172)$$

Приведем (172) к более простому виду. Так как отличие  $g_{KI}$  от  $g_{KII}$  или же  $g'_{KI}$  от  $g'_{KII}$  не ухудшает работу ячейки, введем в (172) усредненную проводимость  $g_{K,cp}$ :

$$F = \frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} \left[ 1 + \frac{\frac{|y_{212}|}{g_{o.c}} - 1}{\left(1 + \frac{g_{K,cp}}{g_{o.c}}\right)^2} \right], \quad (173)$$

где

$$\frac{g_{K,cp}}{g_{o.c}} = p_2 p_3 \left[ \left( 1 + \frac{g'_{KI}}{p_2^2 g_{o.c}} + \frac{g'_{KII}}{p_3^2 g_{o.c}} + \frac{g'_{KI} g'_{KII}}{p_2^2 p_3^2 g_{o.c}^2} \right)^{1/2} - 1 \right]. \quad (174)$$

Из (174) следует, что для симметричной схемы, когда  $g'_{KI} = g'_{KII}$  и  $p_2 = p_3$ , уравнения (172) и (173) тождественно равны.

Для ячейки на лампах или полевых транзисторах, когда  $p_2 = p_3 = 1$  и добротности контуров одинаковы ( $g_{K1} = g_{K2} = g_K$ ), фактор формы АЧХ равен:

$$F = 1 + \frac{\frac{|y_{212}|}{g_{o.c}} - 1}{\left(1 + \frac{g_K}{g_{o.c}}\right)^2}. \quad (175)$$

В выражения (173), (175) введем переменные:

$$t = \frac{|y_{212}|}{g_{o.c}}; \quad (176)$$

$$w = \frac{g_{K,cp}}{g_{o.c}}. \quad (177)$$

Тогда фактор формы АЧХ найдем в виде

$$F = \frac{2Q_{\text{ср}}}{Q_1 + Q_2} F' = \frac{2Q_{\text{ср}}}{Q_1 + Q_2} \left[ 1 + \frac{t-1}{(1+w)^2} \right]. \quad (178)$$

Характерно, что множитель, определяемый добротностями, близок к единице. Так, например, при дву-

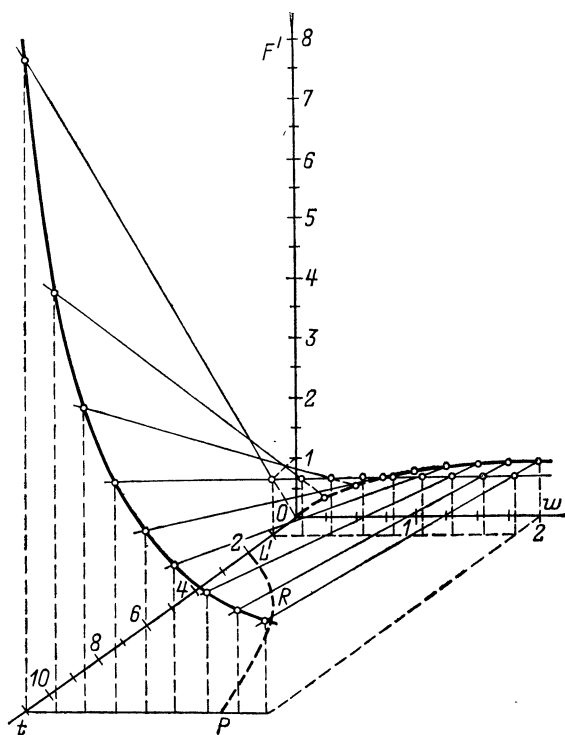


Рис. 30. Зависимость фактора формы АЧХ от параметров  $w$  и  $t$ .

кратном различии добротностей контуров отклонение от единицы составляет 11%.

Преобразуем (178) к виду

$$F' = \frac{1}{(1+w)^2} t + \left[ 1 - \frac{1}{(1+w)^2} \right]. \quad (179)$$

В плоскости  $F'Ot$  уравнение (179) отображает пучок прямых, проходящих через точку  $(1,1)$ , в плоскости

$F'0\omega$  прямые остаются параллельными. На рис. 30 представлена зависимость (179). Прямые, соответствующие дискретным значениям  $\omega$ , пересекают луч, параллельный оси  $0\omega$ , исходящий из точки  $F'=1$ ,  $t=1$ . На рис. 30 можно выделить три характерные области:

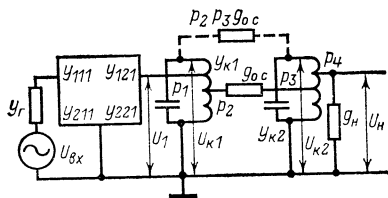
1) область  $t=0$ , соответствующая  $y_{212}=0$ , т. е. за-

пирантию усилительного элемента, причем  $F'=1$ ;

2) область  $t=1$ , соответствующая равенству  $y_{212}=g_{o.c}$  и коэффициенту усиления, равному нулю (162); при этом  $F'=1$ ;

3) область  $t>1$ , для которой  $F'>1$ .

Рис. 31. Эквивалентная схема ячейки, соответствующая области  $t=0$ .



Резко выраженное изменение фактора формы АЧХ, а следовательно, и полосы пропускания наблюдается в области  $\omega=0 \div 1$ ,  $t=0 \div 10$ . При  $\omega \geq 1$  регулировка  $y_{212}$  слабо влияет на параметр  $F'$ , а значит, и на полосу пропускания. На рис. 30 можно определить границу перехода (кривая  $LRP$  в плоскости  $\omega 0t$ ) от одnogорбых к двугорбым АЧХ, а также ограничить  $F'_{\max}$  (62).

В области  $0 \leq t < 1$  АЧХ, оставаясь одnogорбыми, имеют заметное изменение полосы также при  $g_{o.c} \leq g_{k.c.p.}$ . При запертом усилительном элементе ( $t=0$ ) существенное изменение фактора формы АЧХ может быть получено в области  $\omega=0 \div 1$ . Следовательно, нет необходимости проводить  $g_{o.c}$  регулировать в широких пределах. Целесообразно подробнее рассмотреть указанные области изменения фактора формы АЧХ и полосы пропускания.

**Область регулировки  $t=0$ .** Эквивалентная схема ячейки усилителя для  $t=0$  представлена на рис. 31. Запишем основные соотношения для эквивалентной схемы на рис. 31. Проводимость  $g_{o.c}$  пересчитаем к контурам:

$$g'_{o.c} = p_2 p_3 g_{o.c}. \quad (180)$$

Будем считать, что  $y_{121}=0$ . При таких условиях получим:

$$U_H = p_4 U_{K2}; \quad (181)$$

$$U_{K2} = U_{K1} \frac{g'_{oc}}{g'_{o.c} + \frac{1}{y'_{K2}}}; \quad (182)$$

$$U_{K1} = \frac{p_1 U_1 g_{221}}{y'_{K1} + p^2_{1g_{221}}}; \quad (183)$$

$$U_1 = U_{BX} \frac{y_{211}}{g_{221}}, \quad (184)$$

где

$$y'_{K1} = y_{K1} + \frac{y'_{K2} g'_{o.c}}{g'_{o.c} + y'_{K2}}; \quad (185)$$

$$y'_{K2} = y_{K2} + p^2_{4g_H}; \quad (186)$$

$y_{K1}$ ,  $y_{K2}$  — собственные проводимости контуров.

Решая совместно уравнения (180) — (186), найдем коэффициент усиления в виде

$$K = \frac{U_H}{U_{BX}} = p_1 p_4 y_{211} \frac{g'_{o.c}}{(y_{K1} + p^2_{1g_{221}})(y_{K2} + p^2_{4g_H} + g'_{o.c}) + g'_{o.c}(y_{K2} + p^2_{4g_H})}. \quad (187)$$

Можно считать, что при запаривании усилительного элемента проводимости контуров одинаковы, т. е.

$$g_{K1} + p^2_{1g_{221}} = g_{K2} + p^2_{4g_H} = g_{K0}, \quad (188)$$

тогда

$$K = p_1 p_4 y_{211} \frac{g'_{o.c}}{y_{K0}(y_{K0} + 2g'_{o.c})}. \quad (189)$$

Резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = p_1 p_4 y_{211} \frac{g'_{o.c}}{g_{K0}(g_{K0} + 2g'_{o.c})}. \quad (190)$$

Нормированные АЧХ найдем из (189), (190):

$$y = \frac{g_{K0}(g_{K0} + 2g'_{o.c})}{y_{K0}(y_{K0} + 2g'_{o.c})}. \quad (191)$$

Введем в (191) обобщенную расстройку  $x$  и параметр

$$w' = \frac{2g'_{o.c}}{g_{K0}} = \frac{2p_2 p_3}{w}. \quad (192)$$

После преобразований (191) получим:

$$y = \frac{1 + w'}{(1 - x^2 + w') + (w' + 2)jx}. \quad (193)$$

Уравнение (193) характеризует АЧХ ячейки при запаривании усилительного элемента и позволяет выяснить, как изменяется полоса пропускания при регулировке  $g_{o.c}$ .

Модуль АЧХ определим из (193):

$$|y| = \frac{1 + w'}{[(1 + w'^2 - x^2)^2 + x^2(w' + 2)^2]^{1/2}}. \quad (194)$$

Исследование (194) на экстремум дает:

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= 0; \\ x_{2,3} &= \pm j \left( 1 + w' + \frac{w'^2}{2} \right)^{1/2}. \end{aligned} \right\} \quad (195)$$

Следовательно, максимум АЧХ соответствует резонансной частоте, а двугорбые АЧХ невозможны. Най-

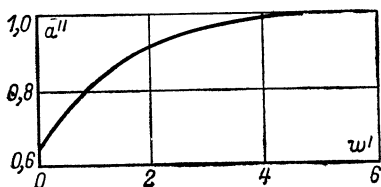


Рис. 32. Зависимость относительного изменения полосы пропускания ячейки от параметра  $w'$ .

дем из (194) расстройки, соответствующие границам полосы пропускания по уровню 3 дБ:

$$\begin{aligned} x_{4,5} = \pm \left[ \frac{1}{2} (w'^4 + 4w'^3 + 12w'^2 + 16w' + 8)^{1/2} - \right. \\ \left. - 1 - w' - \frac{w'^2}{2} \right]^{1/2}. \end{aligned} \quad (196)$$

Полоса пропускания определится из (196):

$$\Pi_{\min} = \Pi_{00} a'', \quad (197)$$

где  $\Pi_{00}$  — полоса пропускания одиночного контура без учета проводимости  $g'_{o.c}$ ;

$$a'' = \left\{ \frac{1}{2\sqrt{2}} [(w' + 2)^4 + w'^4]^{1/2} - 1 - w' - \frac{w'^2}{2} \right\}^{1/2}. \quad (198)$$

На рис. 32 показана зависимость между коэффициентами  $a''$  и  $w'$ .

Расчет по (197) показывает, что в зависимости от соотношения между  $g_{o.c}$  и  $g_{к0}$  возможно изменение полосы пропускания от  $0,64\Pi_{00}$ , что соответствует  $g_{o.c}=0$ , до значения, равного  $\Pi_{00}$ , получаемого при  $g_{o.c}=\infty$ , т. е. для параллельного соединения двух одинаковых контуров.

Для любых значений  $g_{к0}$  и  $g_{о.с}$  минимальная полоса пропускания не выходит за пределы:

$$\Pi_{\min} = (0,64 \div 1) \Pi_{00}. \quad (199)$$

Зависимость  $\Pi_0$  от  $\omega'$  получим в виде

$$\Pi_0 = \frac{f_0}{Q_0} = \frac{g_{к0} + g'_{о.с}}{2\pi C_K} = \Pi_{00} \left(1 + \frac{\omega'}{2}\right), \quad (200)$$

где  $C_K$  — емкость контура.

Соотношения между  $\omega'$  и  $F_{\min}$  для одинаковых контуров найдем из (165) и (192):

$$\omega' = \frac{2(1 - F_{\min})^{1/2}}{1 - (1 - F_{\min})^{1/2}}; \quad (201)$$

$$F_{\min} = 1 - \frac{\omega'^2}{(\omega' + 2)^2}. \quad (202)$$

С учетом (198), (201) минимальная полоса пропускания из (197) составит:

$$\Pi_{\min} = \Pi_{00} \left(1 + \frac{\omega'}{2}\right) \{F_{\min} - 2 + [(F_{\min} - 2)^2 + F_{\min}^2]^{1/2}\}^{1/2}. \quad (203)$$

Резонансный коэффициент усиления (190) с учетом (192) определится выражением

$$K_0 = p_1 p_4 \frac{y_{211}}{2g_{к0}} \cdot \frac{\omega'}{1 + \omega'}. \quad (204)$$

Очевидно, что по мере возрастания  $g_{о.с}$  коэффициент усиления асимптотически приближается к

$$K_{0\max} = p_1 p_4 \frac{y_{211}}{2g_{к0}}. \quad (205)$$

Из проведенного анализа работы ячейки для случая  $t=0$  можно сделать следующие выводы.

1. Изменение проводимости обратной связи в широких пределах ( $g_{о.с}=0 \div \infty$ ) позволяет получить изменение полосы пропускания всего лишь в 1,57 раза, но в большей мере оно влияет на коэффициент усиления.

2. В области  $\omega' \geq 3$  регулировка  $g_{о.с}$  малоэффективна. Поэтому можно ограничиться изменением ее от  $g_{о.с}=0$  до  $g'_{о.с}=1,5g_{к0}$ .

3. Максимально возможный коэффициент регулировки полосы в ячейке, получаемый за счет изменения крутизны  $y_{212}$  (без учета входной и выходной проводи-

мостей усилительного элемента) составляет 4,8. С учетом дополнительного выигрыша, определяемого (199), общее изменение полосы пропускания не может превысить значение, равное 7,7.

4. Так как регулировка  $g_{o.c}$  остается малоэффективной и получить практически на высоких частотах переменное  $g_{o.c}$ , лишенное реактивности, затруднительно, основным способом управления полосой следует считать изменение крутизны  $y_{212}$ . Изменение  $g_{o.c}$  в ограниченных пределах является дополнительным способом увеличения коэффициента регулировки полосы и средством выравнивания коэффициента усиления.

Т а б л и ц а 2

**Зависимость относительного изменения полосы пропускания от фактора формы АЧХ и количества ячеек для области  $t \geq 1$**

Параметры	Количество ячеек $N$					
	1	2	3	4	5	6
$F$	1—6,83	1—4,36	1—3,67	1—3,35	1—3,13	1—3
$z$	0,64—3,1	0,44—2,17	0,35—1,82	0,3—1,64	0,26—1,49	0,24—1,39
$\frac{z_{\max}}{z_{\min}}$	4,8	4,9	5,2	5,5	5,7	5,8
$\gamma_{\max}$	0,853	0,77	0,72	0,7	0,68	0,67

**Область регулировки  $t \leq 1$ .** В этой области  $g_{o.c} \gg y_{212}$ , а при  $t=1$  наступает уменьшение усиления до нуля. Для  $\omega > 1$  изменение  $y_{212}$  или  $g_{o.c}$  практически не влияет на фактор формы АЧХ. Лишь в области  $\omega=0 \div 0,6$  (см. рис. 30)  $F'$  может изменяться примерно от 0 до 0,8. Рассматриваемая область не представляет практического интереса для плавной регулировки полосы пропускания по следующим соображениям:

1) фактор формы АЧХ изменяется в незначительных пределах;

2) по мере возрастания фактора формы АЧХ до единицы коэффициент усиления (162) резко падает до нуля;

3) существенное изменение  $F'$  наблюдается лишь для  $\omega=0-0,6$ . Это означает, что  $g_{o.c} \gg g_{к.ср}$ . В соответствии с (200) контуры зашунтированы весьма большими проводимостями. Такой случай не представляет практического интереса.

**Область регулировки**  $t > 1$ . Фактор формы АЧХ остается больше единицы и может принимать любые значения. Ограничение его обусловлено количеством ячеек (табл. 2).

Полоса пропускания (60), (61) зависит от пределов изменения  $F$  и от полосы пропускания одиночных контуров:

$$P = P_0 z. \quad (206)$$

Пределы изменения  $z$  однозначны, пределы изменения  $P_0$  могут быть произвольными. В табл. 2 приведены значения параметра  $z$ , соответствующие изменению фактора формы АЧХ в пределах  $F = 1 \div F_{\text{макс}}$ , для количества ячеек  $N = 1 \div 6$ . Относительное изменение параметра  $z$  характеризует коэффициент регулировки полосы пропускания, который получается только за счет изменения фактора формы АЧХ.

Если принять, что усредненная проводимость контуров  $g_{\text{к.ср}}$  и проводимость  $g'_{\text{о.с}}$  имеют конечные пределы изменения, то коэффициент регулировки полосы будет приблизительно равен:

$$K_{\text{рег}} \approx \frac{g_{\text{к.ср.макс}} + g'_{\text{о.с.макс}}}{g_{\text{к.ср.мин}} + g'_{\text{о.с.мин}}} \cdot \frac{z_{\text{макс}}}{z_{\text{мин}}}. \quad (207)$$

Указать точное максимальное значение коэффициента регулировки полосы затруднительно. Эта неопределенность связана с изменяющимися сопротивлениями усилительного элемента и с практической возможностью получить регулировку  $y_{212}$  и  $g'_{\text{о.с}}$  в больших пределах. Однако примерное значение коэффициента регулировки полосы можно определить. Для этого в качестве исходного параметра примем отношение  $z_{\text{макс}}/z_{\text{мин}}$ . Оно не может превысить значений, указанных в табл. 2, независимо от того, как изменяются  $y_{212}$  и  $g'_{\text{о.с}}$ .

При максимальной полосе пропускания, когда  $g'_{\text{о.с}}$  имеет максимальное значение, выполняются следующие условия:

$$g'_{\text{о.с}} \gg g_{\text{к.ср}}; \quad y_{212} \gg g'_{\text{о.с}}. \quad (208)$$

Максимальное значение фактора формы АЧХ с учетом (208) получим из (173):

$$F_{\text{макс}} = \frac{y_{212\text{макс}}}{g'_{\text{о.с.макс}}} = t_{\text{макс}}. \quad (209)$$

Это соотношение подтверждается графически на рис. 30 (в плоскости  $\omega 0t$ ).



Максимальная проводимость обратной связи из (209)

$$g'_{\text{о.с. макс}} = \frac{y_{212 \text{ макс}}}{F_{\text{макс}}}. \quad (210)$$

В области, соответствующей минимальной полосе, когда  $F=t=1$ , выполняется условие

$$y_{212 \text{ мин}} \approx g'_{\text{о.с. мин}} \approx g_{\text{к0}}. \quad (211)$$

Из (210), (211) получим:

$$\frac{g'_{\text{о.с. макс}}}{g'_{\text{о.с. мин}}} = \frac{1}{F_{\text{макс}}} \cdot \frac{y_{212 \text{ макс}}}{y_{212 \text{ мин}}}. \quad (212)$$

Крутизна усилительного элемента может быть изменена в 20—30 раз. С учетом  $F_{\text{макс}}$ , приведенного в табл. 2, и выражения (200) можно оценить значение коэффициента регулировки полосы пропускания. Так, например, для одной ячейки он составит  $K_{\text{рег. макс}} = 7 \div 11$  при неравномерности АЧХ не более 3 дБ.

Таким образом, за счет одновременного изменения  $y_{212}$  и  $g_{\text{о.с}}$  можно получить достаточно большой коэффициент регулировки полосы пропускания, примерно такого же порядка, что и в ячейке с активной обратной связью.

Отметим еще одну характерную особенность ячейки — возможность получения почти постоянного коэффициента усиления при регулировке полосы, которая вытекает из (162) и рис. 29. Действительно, по мере сужения полосы множитель  $\gamma$  уменьшается, а левая часть уравнения (162) монотонно возрастает. Следовательно, коэффициент усиления выравнивается. Значения множителя  $\gamma$ , соответствующие  $F_{\text{макс}}$ , тоже указаны в табл. 2. Более подробно этот случай регулировки рассматривается ниже.

Таким образом, область  $t > 1$  наиболее приемлема для осуществления плавной регулировки полосы пропускания. При этом можно получить примерно постоянный коэффициент усиления как в одной, так и в нескольких ячейках.

## 18. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ДИСКРЕТНО И ПЛАВНО РЕГУЛИРУЕМЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Целесообразно иметь методику расчета для следующих видов усилителей:

1) с дискретным (ступенчатым) переключением полосы на два положения — широкая и узкая. При этом возможны частные варианты:

а) регулировка полосы сопровождается изменением усиления;

б) при регулировке полосы усиление сохраняется примерно постоянным;

2) с плавной регулировкой полосы. Частными вариантами являются:

а) регулировка осуществляется изменением крутизны усилительного элемента;

б) регулировка осуществляется изменением крутизны усилительного элемента и проводимости обратной связи при почти постоянном усилении.

**Дискретная регулировка полосы.** Чтобы получить наибольшие пределы регулировки полосы пропускания, необходимо использовать всю область изменения параметра  $t$  — от  $F_{\max}$  (табл. 2) до  $F_{\min}$  (165).

Так как регулировка полосы получается наиболее простой и эффективной при изменении крутизны усилительного элемента, проводимость обратной связи оставим постоянной.

Изменение коэффициента усиления однозначно определится параметром  $\gamma$ . В области  $F' > 1$  расширение полосы пропускания сопровождается увеличением коэффициента усиления, который равен:

$$K_2 = p \frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} \cdot \frac{|y_{211}|}{g_{o.c}} \gamma_2, \quad (213)$$

где  $\gamma_2$  определяется при  $F' > 1$ .

В области  $F' < 1$  по мере сужения полосы коэффициент усиления также возрастает и равен:

$$K_1 = p \frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} \cdot \frac{|y_{211}|}{g_{o.c}} \gamma_1, \quad (214)$$

где  $\gamma_1$  определяется при  $F' < 1$ .

Во всех получаемых далее соотношениях проводимость обратной связи считается подключенной полностью к контурам (139), что не имеет принципиаль-

ного значения. Добротности контуров можно принять неизменными, так как основную часть затухания, вносимого в контуры, создает проводимость обратной связи.

Относительное изменение коэффициента усиления

$$M = \frac{K_2}{K_1} = \frac{\gamma_2}{\gamma_1}. \quad (215)$$

Из (215) получим взаимосвязь между факторами формы АЧХ  $F_2$  и  $F_1$  в виде выражений

$$F_1 = \frac{MF_2}{(1+M)F_2 - 1}; \quad (216)$$

$$F_2 = \frac{F_1}{F_1(1+M) - M}. \quad (217)$$

Максимальный фактор формы АЧХ  $F_2$ , зависящий от числа ячеек, выбирается из табл. 2. По заданному относительному изменению усиления  $M$  и известному  $F_2$  определяется значение  $F_1$  (216). Если требуется минимально возможное значение полосы пропускания,  $F_1$  находится из (165) для  $Q_1=Q_2$  с учетом (139) для полного включения  $g_{o.c}$ :

$$F_1 = 1 - \frac{g_{o.c}^2}{(g_{к0} + g_{o.c})^2}. \quad (218)$$

Считая известной максимальную крутизну  $y_{212\max}$ , из (164) с учетом (218) определим при полном включении  $g_{o.c}$  ее значение:

$$g_{o.c} = p_2 p_3 y_{212\max} \frac{1 - F_1}{F_2 - F_1}. \quad (219)$$

Из (218) найдем требуемую собственную проводимость контуров:

$$g_{к0} = g_{o.c} [(1 - F_1)^{-1/2} - 1]. \quad (220)$$

Проверка крайних значений полосы пропускания проводится по общим выражениям (60), (61), причем собственная проводимость контура и проводимость обратной связи суммируются без пересчета.

Приведенные расчетные соотношения позволяют однозначно определить все основные параметры ячеек. Расчет дискретной регулировки полосы с постоянным усилением ведется в том же порядке для  $M=1$ .

**Плавная регулировка полосы пропускания.** При плавной регулировке рабочей является область  $t > 1$ .

Для постоянной проводимости обратной связи методика расчета получается следующей.

По требуемому коэффициенту прямоугольности АЧХ при широкой полосе пропускания с учетом данных табл. 1 и 2 определим количество ячеек,  $z_{\text{макс}}$ , а также  $z'_{\text{макс}}$ , соответствующее одной ячейке. Далее можно найти параметры одной ячейки. В частности, полоса пропускания одиночных контуров

$$P_0 = P_{\text{макс}} / z_{\text{макс}}. \quad (221)$$

Суммарная проводимость при подключении  $g_{0.c}$  полностью к контурам (139) равна

$$g_{0.c} + g_{K0} = 2\pi C_K P_0. \quad (222)$$

Из (164) с учетом (222) получим:

$$g_{0.c} = 0,5 p_2 p_3 |y_{212\text{макс}}| - [0,25 p_2^2 p_3^2 |y_{212\text{макс}}|^2 - 4\pi^2 P_0^2 C_K^2 (F_{\text{макс}} - 1)]^{1/2}. \quad (223)$$

Параметр, определяющий минимальную полосу пропускания

$$z_{\text{мин}} = z_{\text{макс}} / K_{\text{рег}}. \quad (224)$$

По табл. 1 найдем  $z'_{\text{мин}}$ , соответствующее одной ячейке. Известным будет также значение  $F_{\text{мин}}$ . Из (164) получим:

$$|y_{212\text{мин}}| = \frac{g_{0.c}}{p_2 p_3} + \frac{4\pi^2 C_K^2 P_0^2 (F_{\text{мин}} - 1)}{p_2 p_3 g_{0.c}}. \quad (225)$$

Неравномерность коэффициента усиления для  $N$  ячеек найдем из (162):

$$M = \frac{K_{\text{макс}}}{K_{\text{мин}}} = \left( \frac{\gamma_{\text{макс}}}{\gamma_{\text{мин}}} \right)^N, \quad (226)$$

где  $\gamma_{\text{мин}}$  и  $\gamma_{\text{макс}}$  определяются по (163).

Таким образом, все основные параметры усилителя при плавной регулировке полосы, получаемой за счет изменения  $y_{212}$ , определяются однозначно.

Как уже отмечалось, в приведенных расчетных соотношениях не учтены входная и выходная проводимости усилительного элемента, потому что определяющую роль в формировании затухания контуров играет проводимость обратной связи. Если возникает необходимость в их учете, то это следует сделать при максимальной полосе пропускания, где влияние входной и выходной проводимостей усилительного элемента наи-

более заметно. Воспользовавшись выражениями для полных проводимостей контуров (170), (171) и вычислив усредненное значение этих проводимостей, по (173) найдем максимальный фактор формы АЧХ, который станет меньше прежнего, а полоса пропускания одиночных контуров (229) при максимальной полосе ячейки будет больше прежней. В результате максимальная полоса пропускания ячейки изменится незначительно, а АЧХ приобретет меньшую неравномерность. Таким образом, происходит улучшение качественных показателей усилителя.

При одновременном изменении  $y_{212}$  и  $g_{o.c}$  наибольший интерес представляет случай наименьшего изменения коэффициента усиления. Чтобы найти условия для этого случая и получить основные расчетные соотношения, представим (162) в следующем виде:

$$K_0 = p_1 p_4 \frac{|y_{211}| (p_2 p_3 |y_{212}| - g_{o.c})}{g_{k0}^2 + g_{o.c} (2g_{k0} + p_2 p_3 |y_{212}|)}. \quad (227)$$

Исследуем (227) как функцию двух переменных,  $y_{212}$  и  $g_{o.c}$ , на экстремум. Определив частные производные и решив систему уравнений, придем к условию

$$p_2 p_3 |y_{212}| = g_{o.c}, \quad (228)$$

которое соответствует усилению, равному нулю.

Таким образом, при одновременной регулировке  $y_{212}$  и  $g_{o.c}$  максимум усиления не существует. Поэтому сравнительно несложно подобрать функциональную зависимость между  $y_{212}$  и  $g_{o.c}$ , чтобы получить постоянный коэффициент усиления.

Если проводимость обратной связи изменяется от  $g_{o.c.макс}$ , которое учитывается в постоянной величине  $F_{макс}$ , до значения  $g_{o.c}=0$ , соответствующего отсутствию обратной связи ( $F=1$ ), минимальная полоса пропускания будет определяться так же, как и для многокаскадного усилителя с одиночными контурами. В частности, из (60) с учетом (200) получим:

$$z_{мин} = \frac{P_{мин}}{P_{00}} = (2^{1/2N} - 1)^{1/2}, \quad (229)$$

где

$$P_{00} = \frac{g_{k0}}{2\pi C_k}. \quad (230)$$

В рассматриваемом случае  $g_{o.c.} = 0 \div g_{o.c. \text{ макс.}}$ , а крутизна изменяется в пределах  $y_{212 \text{ мин.}} - y_{212 \text{ макс.}}$ . При  $g_{o.c.} = 0$  коэффициент усиления (227), соответствующий началу регулировки, равен:

$$K_{00} = p \frac{y_{211} y_{212 \text{ мин.}}}{g_{\text{к0}}^2}. \quad (231)$$

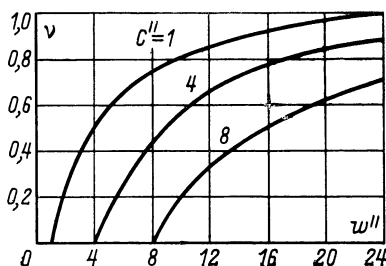
Коэффициент усиления, равный  $K_{00}$ , будем сохранять во всем диапазоне регулировки полосы. Тогда при широкой полосе пропускания из (162)

$$K_{00} = p_1 p_4 \frac{y_{211}}{g_{o.c. \text{ макс.}}} \gamma_{\text{макс}}, \quad (232)$$

где

$$\gamma_{\text{макс}} = \frac{g_{o.c. \text{ макс.}} (p_2 p_3 y_{212 \text{ макс.}} - g_{o.c. \text{ макс.}})}{g_{\text{к0}}^2 + g_{o.c. \text{ макс.}} (2g_{\text{к0}} + p_2 p_3 y_{212 \text{ макс.}})}. \quad (233)$$

Рис. 33. Относительное изменение проводимости обратной связи в зависимости от параметра  $w''$ .



Несмотря на сложную функциональную зависимость (233),  $\gamma_{\text{макс}}$  однозначно определяется по табл. 2.

Приравняв (231) и (232), с учетом (230) найдем:

$$g_{o.c. \text{ макс.}} = 4\pi^2 C_{\text{к}}^2 \Pi_{00}^2 \frac{\gamma_{\text{макс}}}{p_2 p_3 y_{212 \text{ мин.}}}. \quad (234)$$

Крутизну  $y_{212 \text{ мин.}}$  следует выбирать в области минимального рабочего тока транзистора, соответствующего 0,3—1 мА. Полоса пропускания  $\Pi_{00}$  определится по значению  $\Pi_{\text{мин}}$  с помощью табл. 2.

Решив (233) по отношению к  $y_{212 \text{ макс.}}$ , получим:

$$y_{212 \text{ макс.}} = \frac{\gamma_{\text{макс}} g_{\text{к0}} (g_{\text{к0}} + 2g_{o.c. \text{ макс.}}) + g_{o.c. \text{ макс.}}^2}{p_2 p_3 g_{o.c. \text{ макс.}} (1 - \gamma_{\text{макс}})}. \quad (235)$$

Можно заключить, что усилитель с плавной регулировкой полосы при постоянном усилении, так же как и другие виды рассмотренных усилителей, рассчитывается однозначно. Приведенные соотношения позволяют

при минимальном количестве исходных данных определить пределы изменения  $g_{o.c}$ ,  $y_{212}$ , значение  $g_{ko}$  и другие параметры. В случае необходимости можно произвести также расчет, когда проводимость обратной связи изменяется в заданных пределах.

Выясним вид функциональной зависимости между  $y_{212}$  и  $g_{o.c}$ , необходимой для формирования постоянного

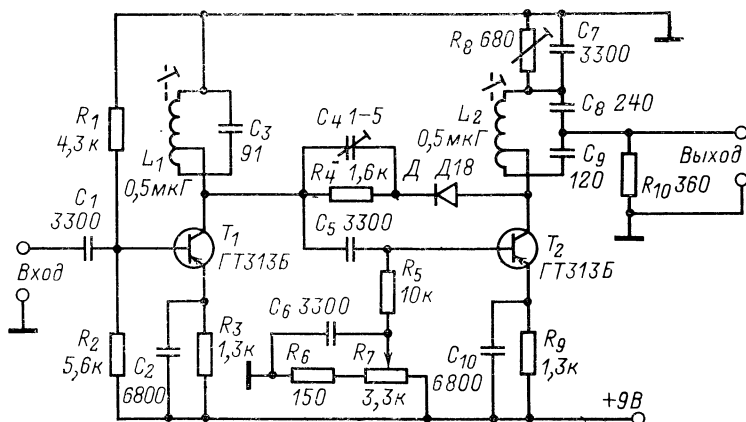


Рис. 34. Схема усилителя с переменной полосой пропускания и постоянным коэффициентом усиления.

усиления. Решая совместно (231), (232), (233), текущее значение проводимости обратной связи получим в виде

$$g_{o.c} = \frac{p_2 p_3 g_{ko}^2 (y_{212} - y_{212\min})}{g_{ko}^2 + p_2 p_3 y_{212\min} (2g_{ko} + p_2 p_3 y_{212})}. \quad (236)$$

Из (236) и (234) составим следующее уравнение:

$$v = \frac{C'' (w'' - C'')}{\gamma_{\max} [1 + C'' (2 + w'')]}, \quad (237)$$

где

$$v = \frac{g_{o.c}}{g_{o.c.\max}}; \quad (238)$$

$$w'' = \frac{p_2 p_3 y_{212}}{g_{ko}}; \quad (239)$$

$$C'' = \frac{p_2 p_3 y_{212\min}}{g_{ko}}. \quad (240)$$

Параметр  $C''$  при регулировке полосы будет постоянным.

Типовые зависимости  $\gamma$  для рабочей области  $\omega'' \geq C''$  при  $\gamma_{\max} = 0,853$ ,  $C'' = 1, 4, 8$  приведены на рис. 33. Они показывают, какой вид электрически управляемой проводимости нужно применить в качестве проводимости обратной связи. Действительно, параметр  $\omega''$ , пропорциональный крутизне транзистора, почти линейно зависит от тока эмиттера. Поэтому, считая  $\omega''$  абсциссой тока, можно заключить, что в качестве проводимости обратной связи целесообразно применять, например, полупроводниковые диоды. Графики, изображенные на рис. 33, подобны зависимости проводимости диода от протекающего по нему тока.

Эксперименты показывают, что использование обратной связи цепи, составленной из полупроводниковых диодов или из полупроводниковых диодов с последовательно включенными резисторами, во всех случаях позволяет с точностью до 2—3 дБ выдержать постоянство коэффициента усиления при плавной регулировке полосы.

В качестве примера на рис. 34 показана одна из практических схем ячейки с диодом в цепи обратной связи. На рис. 35 приведено семейство нормированных по отношению к коэффициенту усиления при токе эмиттера 2 мА АЧХ для ячейки, выполненной на транзисторах ГТ313Б. Усилитель обеспечивает десятикратное плавное изменение полосы на частоте 30 МГц при регулировке тока эмиттера от 0,15 мА до 4 мА. Неравномерность АЧХ при этом не превышает 1,5 дБ. Коэффициент усиления, равный 16, изменяется не более чем на 2,5 дБ.

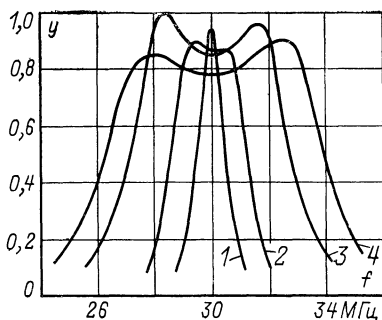


Рис. 35. Семейство нормированных АЧХ усилителя при различных токах эмиттера.

1— $I_E = 0,15$  мА; 2— $I_E = 0,5$  мА; 3— $I_E = 2$  мА; 4— $I_E = 4$  мА.



## 19. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Для проверки результатов анализа и методики расчета проведем сопоставление основных теоретических выводов с экспериментальными измерениями.

Рассчитаем параметры одной ячейки усилителя с плавным изменением полосы пропускания и нерегулируемой  $g_{o.c.}$  В качестве исходных данных примем полосу от 0,2 до 1,6 МГц на рабочей частоте 10 МГц при максимальной неравномерности АЧХ до 3 дБ и изменении усиления  $M=1,2$ .

Принимая максимальное значение  $F_2=F_{\max}=6,83$ , из (216) найдем  $F_1=F_{\min}=0,58$ . Предполагаем использовать всю область регулировки, включая  $F<1$  и  $t=0$ . Из (203) найдем  $P_{00}=0,21$  МГц, а из (230)  $g_{k0}=0,158$  мСм при емкости контуров  $C_k=120$  пФ. Из (220) получим  $g_{o.c.}=0,287$  мСм, из (200) определим  $P_0=0,59$  МГц. Считая, что  $p_2=p_3=1$ , из (219) найдем максимальную крутизну усилительного элемента  $|y_{212\max}|=4,3$  мСм.

Выполненная в соответствии с расчетными данными ячейка на полевых транзисторах приведена на рис. 36,а. Выбор для данного примера полевых транзисторов позволяет произвести проверку расчетных соотношений без учета изменяющихся входной и выходной проводимостей усилительного элемента. Для этого можно использовать также электронные лампы. В усилителе применены транзисторы типов КП303И и КП302В. Последний входит в состав истокового повторителя, обеспечивающего коэффициент передачи, равный 0,7. Крутизна транзистора второго каскада изменяется регулировкой смещения между истоком и затвором. Отличительной особенностью усилителя является наличие видоизмененной цепи обратной связи. Она дополнена конденсатором  $C_4$ , при помощи которого осуществляется компенсация перегиба вершины АЧХ усилителя, обусловленного частотной зависимостью крутизны транзисторов.

Таблица 3

Экспериментальные и расчетные параметры для ячейки на полевых транзисторах

Параметры	$E_{з.с.}$ , В	$y_{212}$ , мСм	$z'$	$F$	$P$ , кГц (эксперимент)	$P$ , кГц (расчет)	$K_0$ (эксперимент)	$K_0$ (расчет)
1	—1,6	0	0,34	0,584	0,21	0,23	8,0	7,4
2	—1,4	0,3	0,64	1,0	—	0,38	0	0
3	—1,2	1,0	1,43	2,03	0,8	0,84	5,5	5,3
4	—0,9	2,0	2,15	3,48	1,2	1,27	7,8	7,4
5	—0,75	2,5	2,4	4,2	1,3	1,42	8,15	7,96
6	—0,6	3,0	2,62	4,93	1,45	1,54	8,43	8,3
7	—0,4	4,2	3,07	6,67	1,64	1,81	8,6	8,88

Расчетные значения полосы пропускания, полученные по (60), (61), множителя  $z$ , фактора формы АЧХ (175) и коэффициента усиления (162), полученных для  $y_{211}=3$  мСм и различных измененных значений  $y_{212}$ , приведены в табл. 3. Там же даны значения перечисленных показателей, полученные экспериментально, в зави-

симости от напряжения смещения  $E_{з.с}$  между затвором и истоком регулируемого транзистора  $T_2$ . На рис. 36,б представлены экспериментальные и расчетные графики, построенные по данным табл. 3, показывающие зависимости коэффициента усиления и полосы пропускания от напряжения смещения  $E_{з.с}$ , а на рис. 36,в — семейство нормированных АЧХ усилителя. Сопоставление их показывает, что расхождение экспериментальных и расчетных данных не превышает 25%. Полученные результаты подтверждают все характерные свойства ячеек.

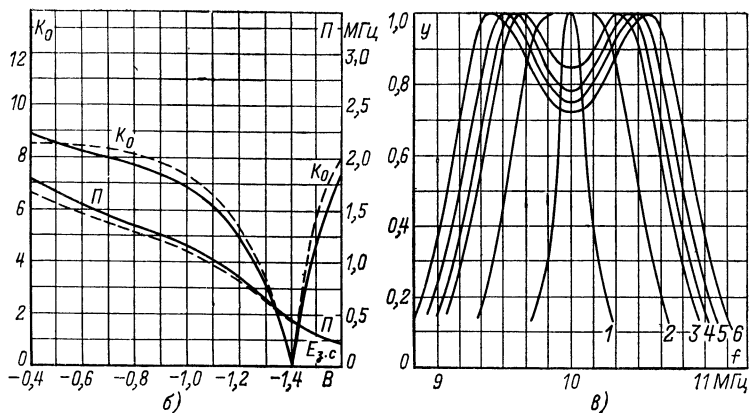
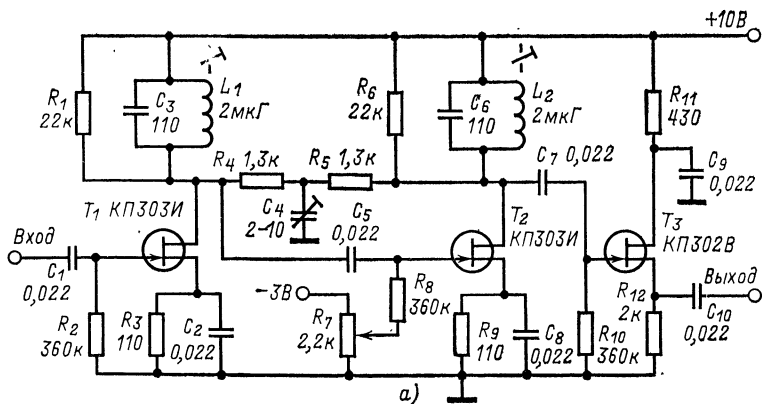


Рис. 36. Принципиальная схема регулируемой ячейки на полевых транзисторах (а), зависимости (— — — экспериментальные, — — — — — расчетные) ее основных параметров (б) от смещения  $E_{з.с}$  и нормированные АЧХ (в).

1 —  $E_{з.с} = -2 \div -1,6$  В; 2 —  $E_{з.с} = -1,2$  В; 3 —  $E_{з.с} = -0,9$  В; 4 —  $E_{з.с} = -0,75$  В; 5 —  $E_{з.с} = -0,6$  В; 6 —  $E_{з.с} = -0,4$  В.

1. Уменьшение усиления до нуля получается при смещении  $E_{a.c} = -1,4$  В. Измерения в этой области подтверждают соотношения (162) и (164).

2. Запиранию транзистора соответствует смещение  $E_{a.c} \leq -1,5$  В, при этом подтверждаются соотношения (162), (165).

3. Неравномерности АЧХ в 3 дБ соответствует  $E_{a.c} = -0,4$  В. Полоса пропускания достигает 1,64 МГц, причем коэффициент регулировки полосы в области  $F \geq 1$  действительно не превышает значение, равное 4,8, а максимальный коэффициент регулировки полосы приближается к значению 7,7.

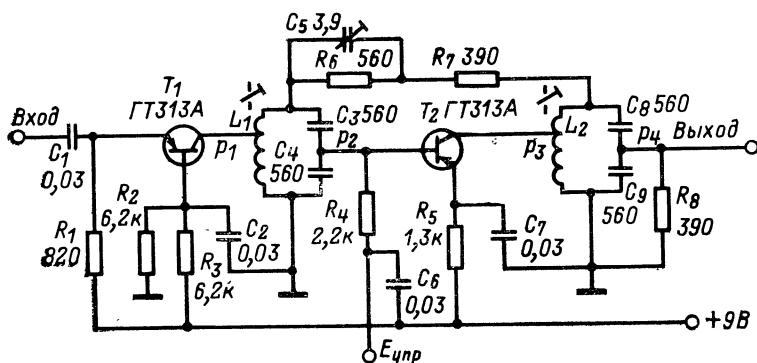


Рис. 37. Регулируемый усилитель с постоянной проводимостью обратной связи.

Сопоставим теперь расчетные и экспериментальные данные для ячейки, выполненной на биполярных транзисторах. Схема ячейки приведена на рис. 37.

В качестве исходных данных примем полосу пропускания  $P_{\min} \div P_{\max} = 0,3 \div 2,6$  МГц, изменение усиления  $M = 1,25$ .

Предварительные расчеты для одинаковых затуханий контуров, проведенные по (216), (203), (230), (220) и (200), дают:  $F_1 = F_{\min} = 0,59$ ;  $P_{00} = 0,31$  МГц;  $g_{k0} = 0,53$  мСм;  $g_{o.c} = 0,94$  мСм;  $P_0 = 0,86$  МГц. Проводимость обратной связи считается включенной полностью между контурами (139). В вычислениях максимальный фактор формы АЧХ принят равным  $F_{\max} = 6,83$ , а емкости контуров  $C_k = 270$  пФ.

Максимальная крутизна транзистора, соответствующая неравномерности АЧХ в 3 дБ, определяемая по (219), при коэффициентах включения  $p_2 = 0,46$ ,  $p_3 = 0,42$  составит  $y_{212\max} = 74$  мСм.

Параметры элементов экспериментально исследуемой ячейки указаны на схеме, представленной на рис. 37. Они имеют некоторые отличия от расчетных данных. В частности, проводимость обратной связи выполнена из двух резисторов, причем один из них зашунтирован емкостью примерно 4 пФ для устранения небольшого перекаса вершины АЧХ. Кроме того, для проверки соотношений в более общем случае, когда проводимости контуров отличаются, поставлены шунтирующие резисторы  $R_8$  и  $R_4$ . Коэффициенты включения приняты равными:  $p_1 = 0,51$ ;  $p_2 = 0,46$ ;  $p_3 =$

$=0,42$ ;  $p_4=0,44$ . Все это обеспечивает отличие проводимостей контуров (без учета  $g_{o.c}$ ) в 2,5 раза.

При собственной проводимости контуров, равной 0,17 мСм, для указанных шунтов и коэффициентов включения проводимости, определяемые (170), (171), равны:  $g'_{кI}=0,27$  мСм,  $g'_{кII}=0,67$  мСм. Проводимость контуров (169) при полном включении  $g_{o.c}$  определится так:

$$(g_{кI}g_{кII})^{1/2} = \left[ \left( g'_{кI} + \frac{p_2}{p_3} g_{o.c} \right) \left( g'_{кII} + \frac{p_3}{p_2} g_{o.c} \right) \right]^{1/2}. \quad (240a)$$

При  $g_{o.c}=1,05$  мСм  $(g_{кI}g_{кII})^{1/2}=1,52$  мСм.

Полоса пропускания контуров с усредненной проводимостью определится аналогично (200):

$$P_0 = \frac{(g_{кI}g_{кII})^{1/2}}{2\pi C_K}. \quad (240b)$$

В рассматриваемом примере  $P_0=0,896$  МГц.

Характерно, что если в данном примере учесть проводимость  $g_{112}$ , то усредненная проводимость контуров увеличится незначительно. В частности, при широкой полосе пропускания ( $I_{\Sigma}=4$  мА,  $g_{112}=2,3$  мСм) максимальное увеличение усредненной проводимости составляет 17%. Следовательно, показатели ячейки должны быть почти такими, как для рассмотренного варианта усилителя на полевых транзисторах.

Таблица 4

**Экспериментальные и расчетные параметры для ячейки на биполярных транзисторах**

Параметры	$I_{\Sigma}$ , мА	$y_{212}$ , мСм	$z'$	$F$	$\Gamma$ , МГц (эксперимент)	$\Gamma$ , МГц (расчет)	$K_0$ (эксперимент)	$K_0$ (расчет)
1	0	0	0,298	0,52	0,3	0,267	8,9	11,8
2	0,1	3,0	0,482	0,786	0,4	0,43	4,0	3,5
3	0,2	5,4	0,64	1,0	—	0,57	0	0
4	0,3	6,9	0,746	1,13	0,8	0,67	2,0	1,47
5	0,5	11,4	1,05	1,52	0,95	0,94	6,0	4,4
6	1,0	22,7	1,72	2,51	1,6	1,54	8,9	7,7
7	2,0	44,5	2,48	4,43	2,3	2,22	10,5	9,9
8	3,0	60	2,86	5,79	2,5	2,56	11,3	10,6
9	5,75	91	3,46	8,5	3,0	3,1	12	11,3

Результаты дальнейших расчетов по общим выражениям (173), (174), (162), (204), (60), (61) для полосы пропускания, фактора формы АЧХ, множителя  $z'$  и коэффициента усиления при различных измеренных значениях  $|y_{212}|$  сведены в табл. 4. Крутизна первого транзистора  $|y_{211}|=60$  мСм, проводимость  $g_{o.c}=1,05$  мСм, проводимость  $g_{112}$  по-прежнему не учтена, а множи-

тель  $\frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2}$  принят равным единице. Расчетные соотношения

(173), (174), (162) в данном случае, при полном включении  $g_{o.c.}$ , приобретают соответственнс следующий вид:

$$F = \frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} \left[ 1 + \frac{\frac{p_2 p_3 |y_{212}|}{g_{o.c.}} - 1}{\left(1 + \frac{g_{k.cp}}{g_{o.c.}}\right)^2} \right]; \quad (240в)$$

$$\frac{g_{k.cp}}{g_{o.c.}} = \left( 1 + \frac{p_3 g'_{кI}}{p_2 g_{o.c.}} + \frac{p_2 g'_{кII}}{p_3 g_{o.c.}} + \frac{g'_{кI} g'_{кII}}{g_{o.c.}^2} \right)^{1/2} - 1; \quad (240г)$$

$$K_0 = p_1 p_4 \frac{2Q_{cp}}{Q_1 + Q_2} \cdot \frac{|y_{211}|}{g_{o.c.}} \gamma. \quad (240д)$$

Зависимости полосы пропускания и коэффициента усиления показаны на рис. 38, нормированное семейство АЧХ — на рис. 39. Сопоставление расчетных и экспериментальных данных показывает, что их расхождение не превышает 20%. Этим подтверждается правильность полученных соотношений и методики расчета.

В заключение рассчитаем основные параметры ячейки с плавным изменением полосы пропускания и постоянным усилением

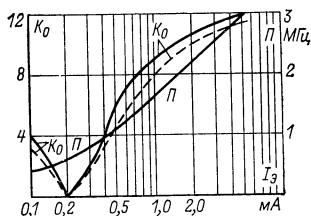


Рис. 38. Зависимости коэффициента усиления и полосы пропускания регулируемой ячейки от тока эмиттера (——— экспериментальные, — — — — расчетные).

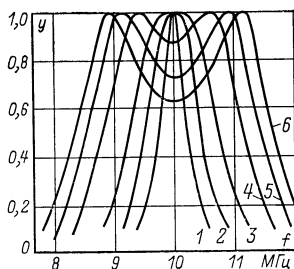


Рис. 39. Семейство нормированных АЧХ регулируемой ячейки для различных токов эмиттера.

1— $I_{Э}=0,1$  мА; 2— $I_{Э}=0,25$  мА; 3— $I_{Э}=0,7$  мА; 4— $I_{Э}=1,5$  мА; 5— $I_{Э}=3$  мА; 6— $I_{Э}=5,7$  мА.

(область  $t > 1$ ). Исходное состояние ячейки примем соответствующим току эмиттера регулируемого транзистора  $I_{Э}=0,5$  мА. Другие исходные данные примем соответствующими предыдущему примеру, тогда  $K_{00}=4,4$ ,  $P=P_{мин}=0,94$  МГц,  $g_{o.c.}=g_{o.c.мин}=1,05$  мСм,  $g_{к0}=0,53$  мСм.

Максимальное значение проводимости обратной связи, вычисленное по (232) для  $\gamma_{макс}=0,853$ , составит:  $g_{o.c.макс}=2,61$  мСм, а максимальная крутизна транзистора (235)  $y_{212макс}=127$  мСм.

Проверка фактора формы АЧХ по (240в) приводит к величине

$F_{\text{макс}}=6,88$ . Максимальная полоса пропускания (221) при учете  $g_{o.c.\text{макс}}$  составит  $P_{\text{макс}}=5,68$  МГц, причем  $P_{o.\text{макс}}=1,82$  МГц и определяется по (240б). Закономерность изменения  $g_{o.c}$  определяется по (237). Полученные данные используются для выбора типа диода и режима его работы.

## 20. ТРЕХКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С КОМПЕНСИРУЮЩИМ КОНТУРОМ

В рассмотренных регулируемых ячейках формируются одногорбые, плоские или двугорбые АЧХ. При составлении усилителя из нескольких одинаковых ячеек с целью улучшения избирательных свойств приходится ограничивать максимальное значение фактора формы АЧХ соответственно числу ячеек (91), (167) так, чтобы не превысить заданную неравномерность сквозной АЧХ. Коэффициент регулировки полосы пропускания по мере увеличения числа ячеек не уменьшается, а, напротив, несколько возрастает (см. табл. 2). Это является положительным свойством для усилителя в целом.

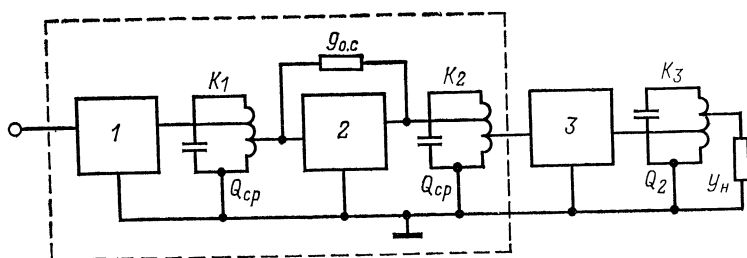


Рис. 40. Структурная схема регулируемой ячейки с компенсирующим контуром.

Если требуется меньшая неравномерность АЧХ в полосе и больший коэффициент регулировки полосы пропускания, необходимо, чтобы каждая ячейка формировала АЧХ с вершиной, приближающейся к плоской. В частности, для рассмотренных ячеек можно получить компенсацию провала двугорбых АЧХ при помощи дополнительных усилительных каскадов без обратной связи. Трегорбые или плоские АЧХ формируются также непосредственно двух-трехкаскадным усилителем с несколькими цепями обратной связи.

Рассмотрим усилитель (рис. 40), составленный из ячейки с двумя контурами, дополненной каскадом с нагрузкой в виде одиночного контура  $K_3$ , настроенного на центральную частоту и имеющего добротность  $Q_2$ . Добротность контуров  $K_1$ ,  $K_2$ , входящих в двухкаскадную ячейку, обозначим через  $Q_{cp}$ , а фактор формы АЧХ этой ячейки будем считать, как и ранее, равным  $F$ . Контур, входящий в дополнительный каскад, назовем компенсирующим контуром.

Сквозная АЧХ усилителя определится произведением нормированной по максимумам АЧХ (59) и нормированной характеристики компенсирующего контура, т. е.

$$|y_{\text{общ}}| = \frac{2(F-1)^{1/2}}{[(x^2-F)^2 + 4x^2]^{1/2}} \cdot \frac{1}{(1+x^2)^{1/2}}, \quad (241)$$

где  $x=Q_{\text{ср}}v$ ,  $x_2=Q_2v$ .

Наложим условие равенства максимумов в получаемой при  $F > 2$  трехгорбой АЧХ. Оно вытекает из (241) и соответствует равенству первого сомножителя при  $x=0$  и второго сомножителя, вычисленного для  $x_2$  и определяемого (58), т. е.

$$\frac{2(F-1)^{1/2}}{F} = \frac{1}{\left(1 + Q_2^2 \frac{F-2}{Q_{\text{ср}}^2}\right)^{1/2}}. \quad (242)$$

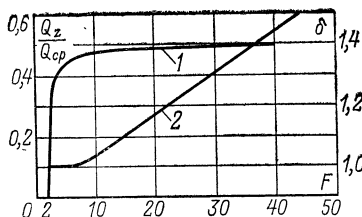


Рис. 41. Зависимости относительного изменения добротности контуров (кривая 1) и неравномерности АЧХ (кривая 2) от фактора формы АЧХ.

Решение (242) приводит к следующему соотношению:

$$\frac{Q_2}{Q_{\text{ср}}} = \frac{1}{2} \left( \frac{F-2}{F-1} \right)^{1/2}. \quad (243)$$

Зависимость относительного изменения добротностей контуров от параметра  $F$  представлена на рис. 41 (кривая 1). Характерно, что по мере увеличения фактора формы АЧХ требуемое для компенсации неравномерности АЧХ соотношение добротностей стремится к 0,5, причем, начиная с  $F \geq 4$ , отклонение от значения 0,5 не превышает 20%. Из (62) можно найти, что при  $F \leq 4$  неравномерность двугорбой АЧХ для одной ячейки не превышает 1,2 дБ, т. е. она сравнительно мала. Если учесть, что в рассматриваемой ячейке происходит компенсация неравномерности двугорбой АЧХ, то результирующая неравномерность окажется меньше 1,2 дБ. Поэтому во всей области регулировки полосы можно принять следующее условие:

$$\frac{Q_2}{Q_{\text{ср}}} = 0,5. \quad (244)$$

При постоянной добротности первого и второго контуров нет необходимости в изменении добротности компенсирующего контура. Такой вид ячейки является достаточно простым в управлении, так как в каскаде с компенсирующим контуром не требуется какой-либо регулировки.

Определим относительную ординату центрального и боковых максимумов трехгорбой симметричной АЧХ (241), получающуюся при соблюдении условия (244).

Для этого составим отношение нормированной АЧХ (241) при  $x=x_2=0$  к нормированному ее значению при расстройке  $x$ , определяемой (58). Учтем также условие (244). После преобразований получим:

$$\delta' = \frac{|y_{\text{общ}}|_{x=x_2=0}}{|y_{\text{общ}}|_{\substack{x=\pm(F-2)^{1/2} \\ x_2=0,5x}}} = \frac{[(F-1)(F-2)]^{1/2}}{F}. \quad (245)$$

Расчеты по (245) показывают, что относительное изменение максимумов трехгорбой АЧХ не превышает 1,065, т. е. 0,5 дБ в области  $F=2,2-20$ . Следовательно, для рассматриваемой ячейки усилителя в диапазоне регулировки полосы можно пользоваться (244).

Определим неравномерность АЧХ в полосе пропускания с учетом (244). Так как числитель (241) является функцией монотонной и медленно изменяющейся, то с достаточной степенью точности можно принять, что точки экстремумов  $y_{\text{общ}}$  и знаменателя совпадают. Исследование знаменателя на экстремум приводит к такому уравнению:

$$v[1,5Q_{\text{ср}}^6 v^4 + 2Q_{\text{ср}}^2(4-F)v^2 + Q_{\text{ср}}^2(8-4F+0,5F^2)] = 0. \quad (246)$$

Корни уравнения равны

$$v_1 = 0;$$

$$v_{2,3} = \pm \frac{(F-4)^{1/2}}{Q_{\text{ср}}}; \quad (247)$$

$$v_{4,5} = \pm \frac{(F-4)^{1/2}}{\sqrt{3} Q_{\text{ср}}}. \quad (248)$$

Значение  $v_1=0$  соответствует максимуму на центральной частоте, условие (247) — боковым максимумам, (248) — минимумам АЧХ.

Вычислив из (241) максимум при  $v_1=0$  и минимумы, соответствующие условию (248), найдем неравномерность АЧХ в полосе пропускания:

$$\delta = \frac{|y_{\text{общ}}|_{\text{макс}}}{|y_{\text{общ}}|_{\text{мин}}} = \frac{(F-1)^{1/2}(F+8)}{3\sqrt{3}F}. \quad (249)$$

График этой зависимости представлен на рис. 41 (кривая 2). Из (249) и рис. 41 можно сделать следующий вывод: в ячейке с компенсирующим контуром, имеющим постоянную добротность, максимально допустимое значение фактора формы АЧХ при ее неравномерности в 3 дБ составляет  $F_{\text{макс}}=37$ , что в 5,4 раза превышает  $F=6,83$ , допустимую для ячейки с двугорбой АЧХ. Таким образом, ячейка с компенсирующим контуром обладает значительно большим коэффициентом регулировки полосы пропускания. Найдем максимальную полосу пропускания, соответствующую заданной неравномерности АЧХ  $\delta$ , определяемой (249).



Решая (241) с учетом (244) и (249) по отношению к расстройке  $v$ , получаем уравнение

$$\frac{Q_{\text{ср}}^6}{4} v^6 + \frac{Q_{\text{ср}}^4}{2} (4 - F) v^4 + \frac{Q_{\text{ср}}^4}{4} (F - 4) v^2 + F^2 - \frac{1}{27} (F - 1) (F + 8)^2 = 0. \quad (250)$$

Применив теорему Безу, разделим (250) на множитель, определяемый одним из известных корней (248), т. е. на

$$v^2 - \frac{F - 4}{3Q_{\text{ср}}^2}.$$

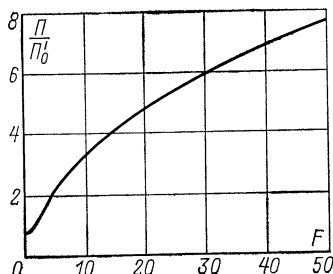
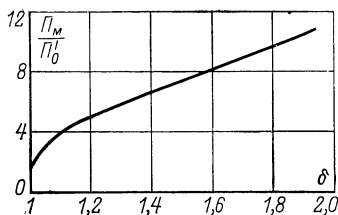


Рис. 42. Зависимость максимального относительного изменения полосы пропускания от неравномерности АЧХ.

Рис. 43. Зависимость относительного изменения полосы пропускания от фактора формы АЧХ.

После деления степень уравнения будет понижена:

$$9Q_{\text{ср}}^4 v^4 + 15Q_{\text{ср}}^2 (4 - F) v^2 + 4(4 - F)^2 = 0. \quad (251)$$

Решив уравнение (251), найдем его корни:

$$v_{1,2}^2 = \frac{F - 4}{3Q_{\text{ср}}^2}, \quad v_{3,4}^2 = 4 \frac{F - 4}{3Q_{\text{ср}}^2}. \quad (252)$$

Полоса пропускания определится наибольшим значением (252):

$$\Pi_M = 2\Pi'_0 \left( \frac{F - 4}{3} \right)^{1/2}, \quad (253)$$

где  $\Pi_M$  — полоса пропускания, отсчитанная на уровне минимумов АЧХ;  $\Pi'_0 = f_0 / Q_{\text{ср}}$  — полоса пропускания одиночных контуров.

Задаваясь неравномерностью АЧХ в полосе пропускания  $\delta$ , зависящей от фактора формы АЧХ (249), построим графическую зависимость  $\Pi_M / \Pi'_0$  от  $\delta$ , представленную на рис. 42.

При допустимой неравномерности АЧХ в 3 дБ ячейка с компенсирующим контуром дает выигрыш в коэффициенте регулировки полосы пропускания в области ее максимального значения, равный 2,1 по сравнению с ячейкой, формирующей двугорбые АЧХ. На рис. 43 показана зависимость относительного изменения полосы пропускания, отсчитанной на уровне 3 дБ, от фактора формы АЧХ для ячейки с компенсирующим контуром, добротность которого постоянна. Плавное изменение фактора формы АЧХ в пределах 1,04—37 позволяет получить коэффициент регулировки полосы пропускания, равный 11, при неравномерности АЧХ до 3 дБ. Если допустить изменение полосы пропускания в пределах, присущих двухконтурной ячейке, то максимальная неравномерность АЧХ не превысит 0,21 дБ, в то время как для двухконтурной ячейки это значение составляет 3 дБ.

Достоинство ячейки с компенсирующим контуром состоит в том, что без усложнения способа управления можно получить больший коэффициент регулировки полосы и меньшую неравномерность АЧХ.

## 21. ДВУХКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С КОМПЕНСИРУЮЩИМ КОНТУРОМ

Рассмотрим двухкаскадный усилитель (рис. 44), в котором первый каскад имеет нагрузку в виде одиночного контура, а второй — в виде двух контуров, связанных через активную проводимость  $g_{o.c2}$  (резистор  $R_7$ ), причем во втором каскаде имеется цепь отрицательной обратной связи по напряжению через активную проводимость  $g_{o.c1}$  (резистор  $R_5$ ). Для регулировки полосы пропускания достаточно изменять коэффициент усиления второго каскада, управляя смещением между базой и эмиттером транзистора  $T_2$ .

Найдем коэффициент усиления ячейки. Воспользуемся выражением (153), которое можно применить для определения коэффициента усиления, рассчитанного от входа усилителя до точки А.

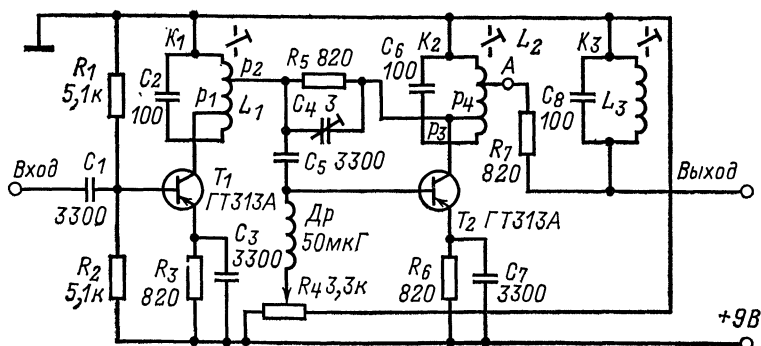


Рис. 44. Схема регулируемого усилителя с компенсирующим контуром.

При этом проводимость нагрузки  $y_n$ , входящую в (151), нужно заменить проводимостью части усилителя, находящейся справа от точки А, т. е.

$$y_n = \frac{g_{o.c2} y_{K3}}{y_{KIII}}, \quad (254)$$

где  $y_{K3}$  — собственная проводимость контура  $K_3$ ;

$$y_{KIII} = y_{K3} + g_{o.c2}. \quad (255)$$

Коэффициент передачи части усилителя, находящейся справа от точки А, равен:

$$K_{пер} = \frac{g_{o.c2}}{y_{KIII}}. \quad (256)$$

Общий коэффициент усиления ячейки получим из (153) с учетом (254), умножив его на (256):

$$K_{общ} = p \frac{y_{211} y_{2123} g_{o.c2}}{[y_{K1} (y_{KII} + p^2 G) - Y] y_{KIII}}, \quad (257)$$

где  $G = p^2 \frac{g_{o.c1} y_{K3}}{y_{KIII}}$  — постоянная частотно-независимая проводимость.

Введем обозначение

$$y'_{KII} = y_{KII} + G. \quad (258)$$

С учетом (258) коэффициент усиления найдем в виде

$$K_{общ} = p \frac{y_{211} y_{2123} g_{o.c2}}{(y_{K1} y'_{KII} - Y) y_{KIII}}. \quad (259)$$

Сравнивая (259) с (159) и (241), приходим к заключению, что рассматриваемая ячейка формирует такие же частотные характеристики, как ячейка с компенсирующим контуром.

Так как при постоянной проводимости  $g_{o.c2}$  параметры контура  $K_3$  не изменяются, ячейка полностью эквивалентна рассмотренной и обладает всеми ее достоинствами и свойствами.

Изложенные выводы подтверждаются результатами экспериментальных измерений параметров ячейки, выполненной по схеме на рис. 44. Ячейка, обеспечивающая регулировку полосы пропускания на частоте 25 МГц, выполнена на транзисторах типа ГТ311А. Коэффициенты включения контуров составляют соответственно:  $p_1 = p_4 = 1$ ,  $p_2 = p_3 = 0,5$ . Проводимости  $g_{o.c1} = g_{o.c2} = 1,2$  мСм имеют

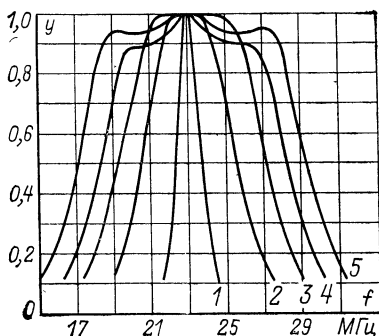


Рис. 45. Нормированные АЧХ усилителя с компенсирующим контуром при различных токах эмиттера.

1 —  $I_{Э} = 0,2$  мА; 2 —  $I_{Э} = 1,5$  мА; 3 —  $I_{Э} = 4$  мА; 4 —  $I_{Э} = 5$  мА; 5 —  $I_{Э} = 6$  мА.

полное включение к контурам. Добротность контура  $K_3$  принята в 2 раза меньшей добротности контуров  $K_1$  и  $K_2$ . Семейство нормированных АЧХ ячейки приведено на рис. 45. При изменении тока эмиттера транзистора  $T_2$  от 0,2 до 6 мА полоса пропускания регулируется в пределах 1—10,8 МГц. Неравномерность АЧХ при этом не превышает 1,5 дБ, а коэффициент усиления изменяется на 8 дБ. Небольшая неравномерность АЧХ при десятикратном изменении полосы получается за счет шунтирующего влияния входной и выходной проводимостей регулируемого транзистора  $T_2$ .

Лучшие результаты получаются при подключении к контуру  $K_3$  дополнительного регулируемого электронного шунта. В практически исследованных усилителях в качестве такого шунта использовалась выходная проводимость транзистора, управляемого от общего потенциометра  $R_4$ , включенного в цепь базы транзистора  $T_2$  (см. рис. 44).

## 22. УСИЛИТЕЛИ С КОМБИНИРОВАННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Рассмотрим здесь два вида усилителей. Эквивалентная схема первого усилителя приведена на рис. 46, а. Каскады на транзисторах  $T_2$  и  $T_3$  охвачены местной отрицательной обратной связью по напряжению и имеют также общую цепь положительной обратной связи. Эти цепи созданы проводимостями  $g_1$  и  $g_2$ . В качестве нагрузок использованы одиночные контуры.

Для упрощения анализа не будем учитывать пересчитанные к контурам выходные проводимости транзисторов, так как определяющую роль в формировании их затуханий играют проводимости  $g_1$  и  $g_2$ , а также входные проводимости транзисторов.

В пределах полосы пропускания усилителя можно пренебречь частотной зависимостью параметров транзисторов при их соответствующем выборе и считать, что внутренние обратные связи пренебрежимо малы по сравнению с внешними.

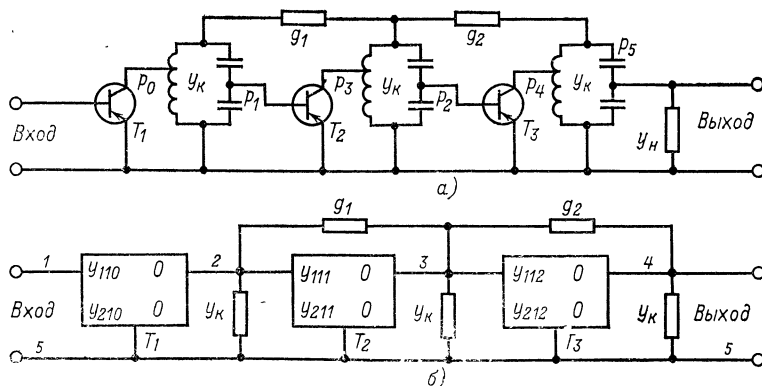


Рис. 46. Эквивалентная (а) и преобразованная (б) схемы усилителей с комбинированной обратной связью.

Пересчитав проводимости контуров и обратной связи к электродам транзисторов, с учетом указанных допущений получим эквивалентную схему, приведенную на рис. 46,б.

Пересчитанные проводимости определяются следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} y_{111} &= p^2_1 y'_{111}; & y_{112} &= p^2_3 y'_{112}; \\ y_{211} &= p_1 p_2 y'_{211}; & y_{210} &= p_0 y'_{210}; \\ y_{212} &= p_3 p_4 y'_{212}. \end{aligned} \right\} \quad (260)$$

В выражениях (260) обозначения со штрихом означают  $y$ -параметры эквивалентных П-образных схем замещения транзисторов.

Приняв в качестве общего узел 5,  $y$ -матрицу усилителя получим в виде

$$[y] = \begin{array}{c|c|c|c|c} & 1 & 2 & 3 & 4 \\ \hline 1 & y_{110} & 0 & 0 & 0 \\ \hline 2 & y_{210} & y_K + y_{111} + g_1 & -g_1 & 0 \\ \hline 3 & 0 & y_{211} - g_1 & y_K + y_{112} + g_1 + g_2 & -g_2 \\ \hline 4 & 0 & 0 & y_{212} - g_2 & y_K + g_2 \end{array} \quad (261)$$

Нормированный по отношению к резонансному коэффициент усиления

$$\begin{aligned} \frac{K}{K_0} &= - \frac{\Delta_{110}}{\Delta_{11}} = \\ &= \frac{1 + v_{12} + v_{23}}{(1 + jQ_1 v)(1 + jQ_2 v)(1 + jQ_3 v) + v_{23}(1 + jQ_1 v) + v_{12}(1 + jQ_3 v)}, \end{aligned} \quad (262)$$

где

$$v_{12} = \frac{g_1(y_{211} - g_1)}{g_{K1}g_{K2}}; \quad (263)$$

$$v_{23} = \frac{g_2(y_{212} - g_2)}{g_{K2}g_{K3}}; \quad (264)$$

$Q_1, Q_2, Q_3$  — добротности контуров;  $g_{K1}, g_{K2}, g_{K3}$  — резонансные проводимости контуров с учетом входных проводимостей транзисторов и обратной связи.

Определитель  $\Delta_{110}$  вычисляется на резонансной частоте.

Величины, определяемые (263), (264), являются факторами формы АЧХ. Резонансные проводимости контуров равны:

$$\left. \begin{aligned} g_{K1} &= g_{K0} + p^2_1 g_{111} + g_1; \\ g_{K2} &= g_{K0} + p^2_3 g_{112} + g_1 + g_2; \\ g_{K3} &= g_{K0} + p^2_5 g_{111} + g_2, \end{aligned} \right\} \quad (265)$$

где  $g_{K0}$  — собственные резонансные проводимости контуров.

Форма АЧХ усилителя (262) и его полоса пропускания в значительной мере зависят от  $\nu_{12}$  и  $\nu_{23}$ , являющихся функциями многих переменных, в частности  $y_{211}$ ,  $y_{212}$ .

Рассмотрим один из частных случаев, когда резонансные проводимости контуров одинаковы. Это условие выполняется, когда собственные проводимости первого и третьего контуров больше, чем второго. Уравнение АЧХ найдем из (262):

$$y = \frac{K}{K_0} = \frac{1 + \nu}{(1 + jx) [\nu + (1 + jx)^2]}, \quad (266)$$

где

$$\nu = \nu_{12} + \nu_{23}; \quad (267)$$

$x = Q\nu$  — обобщенная расстройка.

Точки экстремумов АЧХ:

$$x_1 = 0; \\ x_{2,3,4,5} = \pm \left[ \left( \frac{2}{3} \nu - 1 \right) \pm \frac{1}{3} (\nu^2 - 12\nu)^{1/2} \right]^{1/2}. \quad (268)$$

Модуль АЧХ:

$$|y| = (1 + \nu) [x^6 + x^4(3 - 2\nu) + x^2(3 + \nu^2) + (1 + \nu)^2]^{-1/2}. \quad (269)$$

При  $\nu < 12$  АЧХ остается одногорбой. По мере возрастания  $\nu$  АЧХ приобретает трехгорбую форму. Уровни боковых максимумов:

$$y_{1,2} = (1 + \nu) \left[ \frac{2}{27} \nu^3 + \frac{8}{3} \nu^2 \pm \left( \frac{8}{9} \nu - \frac{2}{27} \nu^2 \right) (\nu^2 - 12\nu)^{1/2} \right]^{-1/2}. \quad (270)$$

Семейство нормированных АЧХ, соответствующих  $\nu = 0 \div 20$ , приведено на рис. 47. Характерно, что у них выражен подъем центрального максимума. Рассмотренный вид усилителя можно применять для плавной регулировки полосы пропускания, если допускается значительная (примерно 6 дБ) неравномерность АЧХ. Коэффициент регулировки полосы достигает 6.

Рассмотрим второй частный случай, также легко осуществляемый практически и соответствующий следующим равенствам:

$$g_{k1} = g_{k3} = g_k;$$

$$y_{211} = y_{212} = y_{21};$$

$$g_1 = g_2 = g.$$

Уравнение АЧХ, определяемой из (262), получим в виде

$$y = \frac{1}{1 + jx_1} \cdot \frac{F_3}{F_3 - x^2 + j2x}, \quad (271)$$

где  $Q = Q_1 = Q_3$  — добротность первого и третьего контуров;  $x_1$ ,  $x$  — обобщенные расстройки;

$$F_3 = \frac{4QQ_2}{(Q_1 + Q_2)^2} \left[ 1 + \frac{2g(y_{21} - g)}{g_k g_{k2}} \right]. \quad (272)$$

Фактор формы АЧХ (272) зависит от многих переменных. Однако основными будут крутизна второго и третьего транзисторов. Уравнение АЧХ (271) подобно (241), найденному для трехкаскадной ячейки с компенсирующим контуром. Таким образом, в рассматриваемом частном случае достигается изменение полосы пропускания в 11 раз при неравномерности АЧХ до 3 дБ. Эксперименты показывают, что коэффициент регулировки полосы пропускания в усилителе с комбинированной обратной связью можно получить не менее 12—15, причем для сохранения заданной неравномерности АЧХ требуется раздельное управление транзисторами  $T_2$  и  $T_3$ .

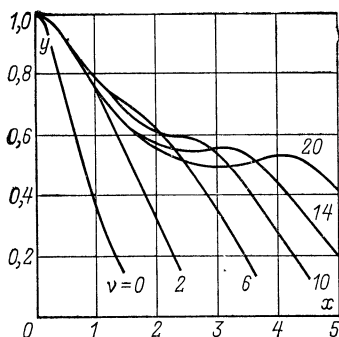


Рис. 47. Нормированные АЧХ усилителя с комбинированной обратной связью (для частного случая) в зависимости от параметра  $v$ .

через резистор  $R_5$  контуров  $K_2$  и  $K_3$ . Наличие в цепи обратной связи этого резистора приводит к тому, что каскады на транзисторах  $T_2$  и  $T_3$  оказываются охваченными общей цепью положительной обратной связи по напряжению. Наряду с этим в каскадах на транзисторах  $T_1$  и  $T_3$  остается местная отрицательная обратная связь по напряжению. Таким образом, ячейка имеет комбинированную обратную связь.

По сравнению с рассмотренными двухкаскадными ячейками усилитель, выполненный по схеме на рис. 48, в первых двух каскадах аналогичен им. Остальная часть, включающая каскад на транзисторе  $T_3$  и контуры  $K_3$ ,  $K_4$ , повторяет первые два при исключении из них одного транзистора. Эта часть усилителя, рассматриваемая отдельно, обладает такими же частотно-фазовыми свойствами, как и ячейка на транзисторах  $T_1$ ,  $T_2$ . В виде самостоятельной ячейки усилитель на транзисторе  $T_3$  с одиночным контуром  $K_3$  на входе применить затруднительно, так как он подвержен влиянию источника сигнала и имеет небольшое усиление. При подключении через резистор  $R_5$  к усилителю на транзисторах  $T_2$  и  $T_1$  он сохраняет все достоинства двухкаскадной ячейки, в частности достаточно постоянный коэффициент усиления, когда в цепях обратной связи включены диоды.

Схема одной из таких ячеек показана на рис. 49. Управляющее напряжение, поступающее на диоды, формируется автоматически

Второй усилитель с комбинированной обратной связью, принципиальная схема которого показана на рис. 48, в отличие от рассмотренных формирует трехгорбые или плоские АЧХ без резко выраженного подъема их вершины на частоте настройки. В таких усилителях практически всегда можно обеспечить допустимую неравномерность АЧХ в полосе пропускания, не усложняя способ регулировки. Достаточно изменять режимы транзисторов  $T_2$  и  $T_3$ , причем их раздельное управление не требуется.

В усилителе первый и третий каскады имеют нагрузки в виде одиночных контуров  $K_1$  и  $K_4$ , а второй — в виде двух связанных

В усилителе первый и третий каскады имеют нагрузки в виде одиночных контуров  $K_1$  и  $K_4$ , а второй — в виде двух связанных

В усилителе первый и третий каскады имеют нагрузки в виде одиночных контуров  $K_1$  и  $K_4$ , а второй — в виде двух связанных

По сравнению с рассмотренными двухкаскадными ячейками усилитель, выполненный по схеме на рис. 48, в первых двух каскадах аналогичен им. Остальная часть, включающая каскад на транзисторе  $T_3$  и контуры  $K_3$ ,  $K_4$ , повторяет первые два при исключении из них одного транзистора. Эта часть усилителя, рассматриваемая отдельно, обладает такими же частотно-фазовыми свойствами, как и ячейка на транзисторах  $T_1$ ,  $T_2$ . В виде самостоятельной ячейки усилитель на транзисторе  $T_3$  с одиночным контуром  $K_3$  на входе применить затруднительно, так как он подвержен влиянию источника сигнала и имеет небольшое усиление. При подключении через резистор  $R_5$  к усилителю на транзисторах  $T_2$  и  $T_1$  он сохраняет все достоинства двухкаскадной ячейки, в частности достаточно постоянный коэффициент усиления, когда в цепях обратной связи включены диоды.

Схема одной из таких ячеек показана на рис. 49. Управляющее напряжение, поступающее на диоды, формируется автоматически

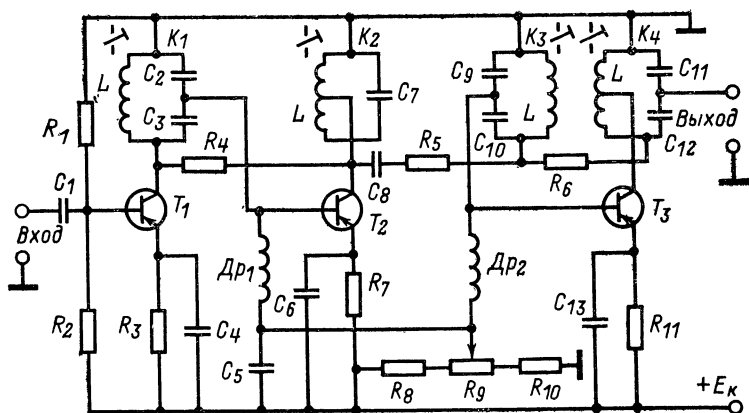


Рис. 48. Схема усилителя с комбинированной обратной связью и нагрузкой во втором каскаде в виде пары контуров, связанных через резистор.

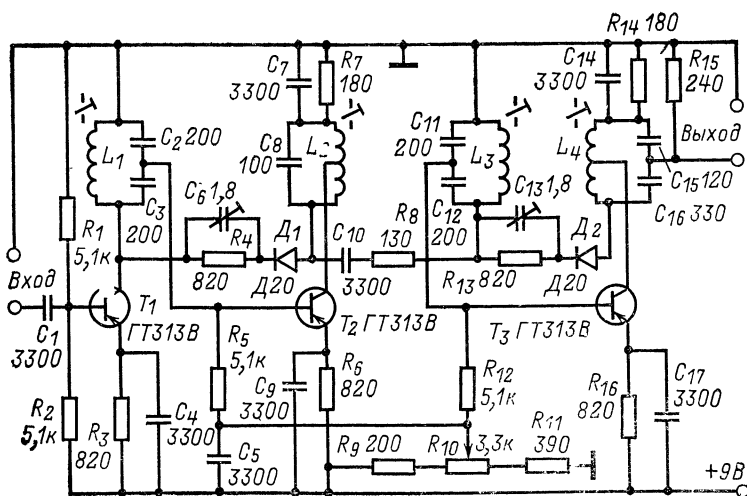


Рис. 49. Принципиальная схема регулируемого усилителя с комбинированной обратной связью.



RC-фильтрами, включенными в коллекторные цепи транзисторов  $T_2$  и  $T_3$ .

Точные фазовые условия для положительной обратной связи выполняются на частоте настройки усилителя. Поэтому неравномерность двугорбой АЧХ компенсируется и она становится плоской или трехгорбой. Требуемый уровень компенсации устанавливается резистором  $R_8$ , причем в большинстве случаев регулировка его не требуется.

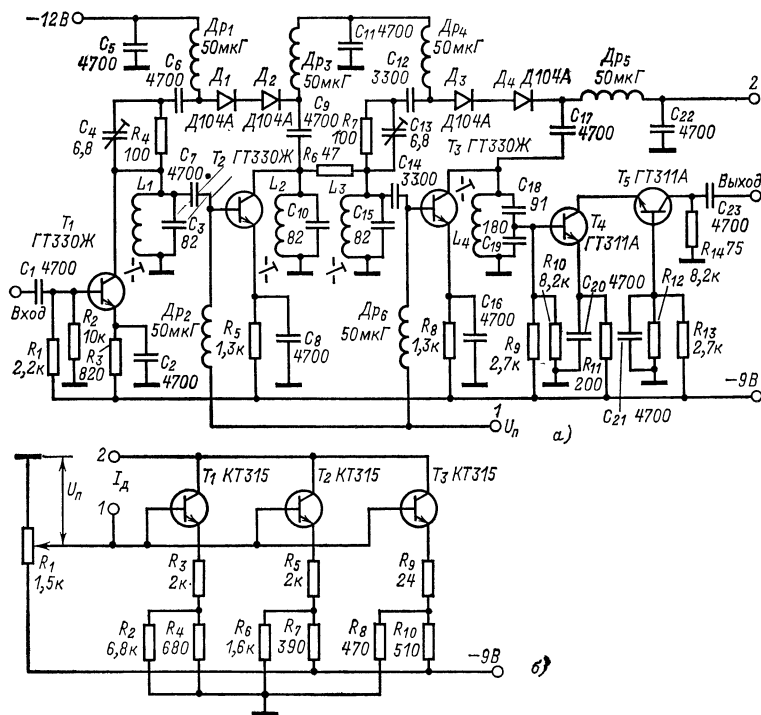


Рис. 50. Принципиальные схемы регулируемого усилителя на рабочую частоту 70 МГц (а) и управителя к нему (б).

Основные данные такого усилителя, настроенного на частоту 30 МГц, следующие: полоса пропускания 0,8—9 МГц, неравномерность АЧХ в полосе не более 1,5 дБ, коэффициент усиления составляет 10 и изменение его не превышает 3 дБ.

При значительном изменении температуры необходимо формировать стабильный ток для диодов в цепи обратной связи. Эта задача может быть решена при помощи специального управителя. В качестве примера на рис. 50, а, б приведены полные принципиальные схемы соответственно регулируемого усилителя на 70 МГц и управителя к нему. Усилитель содержит трехкаскадную ячейку на транзисторах  $T_1$ — $T_3$  и каскодную схему на транзисторах  $T_4$

и  $T_5$ . В цепях обратной связи используются последовательно включенные диоды  $D_1$ ,  $D_2$  и  $D_3$ ,  $D_4$ , формирующие совместно с резисторами  $R_4$  и  $R_7$  проводимости  $g_1$ . Проводимость  $g_2$  является регулируемой и создана резистором  $R_6$ . Зажимы, обозначенные цифрами 1, 2, подключаются к управителю. Управитель, выполненный на кремниевых транзисторах типа КТ315, формирует кусочно-линейную зависимость, близкую к параболической, между выходным током  $I_d$  коллекторов транзисторов  $T_1$ — $T_3$  и напряжением  $U_n$  на базах транзисторов. Моменты подключения соответствующих транзисторов устанавливаются при помощи делителей напряжения, включенных в эмиттерные цепи. Каждый из каскадов имеет отрицательную обратную связь по току.

Управитель используется не только для создания стабильного тока, поступающего на диоды в цепи обратной связи. С его помощью корректируется также изменение коэффициента усиления в заданных пределах. Практически это осуществляется следующим образом. Экспериментально снимается зависимость между  $I_d$  и  $U_n$  для постоянного коэффициента усиления. Затем отдельно настраивается управитель так, чтобы он формировал зависимость между  $I_d$  и  $U_n$ , близкую к требуемой.

Приведем основные данные, характеризующие параметры усилителя, работающего совместно с управителем. Регулировка полосы пропускания обеспечивается от 1,8 МГц до 28 МГц. Коэффициент прямоугловности АЧХ равен 4 (при узкой полосе — по уровням 3 и 25 дБ, при широкой полосе — по уровням 3 и 63 дБ). Неравномерность АЧХ не более 0,2 дБ. Управляющее напряжение  $U_n$  при этом регулируется в пределах 1,3 В — 8,5 В. Коэффициент нелинейных искажений по второй и третьей гармоникам модулирующего сигнала 1 кГц при 30%-ной амплитудной модуляции и минимальной полосе пропускания достигает 5% для уровня входного сигнала 12 мВ. Тот же уровень нелинейных искажений при широкой полосе пропускания соответствует входному сигналу 30 мВ. При перепаде температуры от  $-15$  до  $+30^\circ\text{C}$  относительное изменение полосы пропускания составляет 10—15%, коэффициента усиления 6 дБ, неравномерности АЧХ 0,5 дБ.

### 23. ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ

1. Вид амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик двухкаскадных регулируемых усилителей не зависит от типа связи — активной или пассивной.

2. Факторы формы АЧХ, используемые для оценки свойств регулируемых ячеек с активной или пассивной обратной связью, взаимосвязаны, причем  $F$  является более универсальным, чем  $\eta$ .

3. Двухкаскадная регулируемая ячейка с пассивной обратной связью имеет три характерные области работы. Одна из них может быть использована для плавной регулировки полосы, все три области — для дискретной (ступенчатой) регулировки.

4. Регулировка полосы пропускания в усилителях, составленных из двухкаскадных ячеек с пассивной обратной связью, наиболее эффективна при одновременном изменении крутизны транзисторов вторых каскадов и проводимостей обратной связи. В этом случае возможно также выравнивание изменения коэффициента усиления.

5. Для усилителя, составленного из двухкаскадных ячеек с пассивной обратной связью, коэффициент регулировки полосы пропускания в случае плавного управления достигает 4,8—5,8 для ламповых схем и схем на полевых транзисторах и 7—15 для усилителей на биполярных транзисторах. Меньшее значение относится к усилителю, содержащему одну ячейку.

6. Для увеличения коэффициента регулировки полосы пропускания целесообразно использовать более сложные ячейки: двух-трехкаскадные с компенсирующим контуром, с комбинированной обратной связью. Ячейки с комбинированной обратной связью менее критичны к построению цепи обратной связи и проще в управлении.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автух Н. А. Узкополосные фильтры сосредоточенной селекции с плавным изменением полосы пропускания. Труды ГСНИИ, вып. 1(2). ОНТИ, 1957, с. 78—91.
2. Барулин Л. И. Резонансные усилители на транзисторах. М.: Связь, 1969.
3. Васин Н. Г., Самсонов Н. И., Тихомирова Л. Г. Кварцевые фильтры с регулируемой полосой пропускания. — Электронная техника, 1972, сер. X, вып. 1, с. 26—34.
4. Волин М. Л. Усилители промежуточной частоты. М.: Советское радио, 1956.
5. Вольпян В. Г., Шлома А. М. Синтез избирательных систем с различной полосой пропускания и одинаковой фазочастотной характеристикой. — Электросвязь, 1964, № 6, с. 19—28.
6. Вольпян В. Г., Шлома А. М. Синтез избирательных систем с плавно регулируемой полосой пропускания и неизменной фазочастотной характеристикой. — Электросвязь, 1965, № 5, с. 20—29.
7. Другов Ю. Я. Резонансный усилитель с электрической регулировкой полосы пропускания. — Радиотехника, 1966, № 1, с. 26—30.
8. Калихман С. Г., Левин Я. М. Основы теории и расчета радиовещательных приемников на полупроводниковых приборах. М.: Связь, 1969.
9. Пат. № 28682 (Япония). Кварцевый фильтр с регулировкой полосы/Комаки Н., Мацумото А.
10. Ламповые усилители. Под ред. В. И. Сушкевича. М.: Советское радио, 1950, ч. 1.
11. Левитан Г. И., Бильдюгин В. Н., Востряков О. И. Регулировка полосы пропускания в узкополосных фильтрах. — Электросвязь, 1962, № 5, с. 12—23.
12. Левитан Г. И., Востряков О. И. Синтез полиномиальных полосовых фильтров с чебышевской характеристикой избирательности. — Электросвязь, 1961, № 2, с. 60—69.
13. Лейкин Б. Д. Некоторые схемы фильтров с регулируемой полосой пропускания. — Вопросы радиоэлектроники, 1966, сер. XII, вып. 16, с. 93—102.

14. А. с. 125849 (СССР). Полосовой фильтр с плавно регулируемой полосой пропускания/ Лейкин Б. Д. — Оpubл. в «Бюл. изобрет. и товарных знаков», 1960, № 3, с. 20.

15. Лейкин Б. Д., Игнатьев В. А. Об одной схеме фильтра с плавно регулируемой полосой пропускания. — Вопросы радиоэлектроники, сер. XII, вып. 8, с. 132—139.

16. Макаров О. В., Олендский В. А. Усилительный каскад с четырехконтурным полосовым фильтром. — Труды учебных институтов связи. Л.: ЛЭИС, 1968, вып. 42, с. 98—102.

17. Пат. № 29121 (Япония). Кварцевый фильтр с переменной полосой пропускания/ Мацумото А., Фурумаки Н.

18. А. с. 350136 (СССР). Усилитель промежуточной частоты с регулируемой полосой пропускания/ Мостыко В. С. — Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1972, № 26.

19. А. с. 443459 (СССР). Перестраиваемый полосовой фильтр/ Мостыко В. С., Глазков Н. Н. — Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1974, № 34.

20. Мостыко В. С. Транзисторный усилитель с плавно регулируемой колокольной резонансной характеристикой. — Радиотехника, 1975, № 10, с. 110—111.

21. Пат. № 1269 (Япония). Приемник с автоматической регулировкой полосы пропускания/ Мотидзуки Т.

22. Нагорный Л. Я. Избирательный усилитель на транзисторах с плавной регулировкой полосы. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. М., 1960, вып. 6, с. 254—269.

23. Пецулев С. Върху един вариант на усилител на смущаващи сигнали за автоматично регулиране на пропусканата лента. — Электропромышленност и приборостроене, София, 1971, 6, № 6, с. 204—207.

24. Радиоприемные устройства на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. Р. А. Валитова, А. А. Куликовского. М.: Советское радио, 1968.

25. Седунов Б. И., Морозов Н. Н., Новиков Г. Н. Плавная регулировка полосы пропускания ИПКФ. — Электронная техника, Микроэлектроника, сер. VI, 1969, вып. 2(17), с. 29—34.

26. Серапин Г. К. Автоматические регулировки в радиоприемниках. М.: Связьтехиздат, 1938.

27. Симонтов И. М. Двухконтурные усилители с комбинированной обратной связью. — Труды учебных институтов связи. Л.: ЛЭИС, 1961, вып. 7, с. 51—56.

28. Сифоров В. И. Полосовые усилители. Теория и расчет. М.: ОНТИ НКТП СССР, 1936.

29. Фридман Б. П. Высокоизбирательный частотный каскад с постоянным резонансным коэффициентом передачи, не зависящим от ширины плавно регулируемой полосы пропускания. — Труды Уфимского авиационного института им. С. Орджоникидзе «Математика, физика, химия», 1965, вып. VI, с. 107—113.

30. А. с. 157378 (СССР). Многочастотное избирательное устройство/ Фридман Б. П. — Оpubл. в «Бюл. изобрет. и товарных знаков», 1963, № 18.

31. Чистяков Н. И., Сидоров В. М., Мельников В. С. Радиоприемные устройства. М.: Связьиздат, 1959.

32. Пат. № 3633119 (США). Intermediate-frequency amplifier with wide-range continuously variable bandwidth selection/Balbes M.

33. Пат. № 2998517 (США). Variable bandwidth and center frequency receiving scheme/ Beckerich J.

34. Пат. № 1063218 (ФРГ). Bandpaßfilter mit regelbarer Bandbreite/ Betzenhammer B.

35. Пат. № 1010121 (ФРГ). Dreikreisiger Bandfilter mit unsymmetrisch Verteilung der Dämpfung auf die drei Kreise und mit regelbarer Bandbreite/ Betzenhammer B., Henze E.

36. Пат. № 1233961 (ФРГ). Filteranordnung mit veränderbarer Breite des Durchlaßbereiches/ Börner M.

37. Пат. № 1315195 (Франция). Nouveau couplage capacitif notamment pour récepteurs de radiophonie/ Diamant M.

38. Edwards G. Variable bandwidth filters using switching. — Electronics Letters, 1969, 5, № 1, p. 12—13.

39. Пат. № 3368157 (США). Circuitry for static bandwidth control over a wide dynamic range/Fumea H., Etal J.

40. Пат. № 959374 (Англия). Method of constructing a filter by displacement and reversal of the scale of frequencies/ Gerard M., Carpentier J., Adamsbaum A.

41. Gronowski J., Wzmacniacz P. Cz. z regulowaną szerokością pasma. — Prace przemysłowego instytutu telekomunikacyjnego, 1964, t. 14, № 45, s. 67—69.

42. Пат. № 1219549 (ФРГ). Anordnung zur Bandbreiteregelung in Funkempfängern wahlweisen Verwendung als Ein — oder Zweiseitenbandempfänger/Hacks J.

43. Hirsch R. Voltage-variable bandwidth filter. — Electronics, 1962, v. 35, № 22, p. 46—47.

44. Пат. № 860371 (ФРГ). Rundfunkbandfilter mit veränderlicher Bandbreite/ Hentschel G.

45. Holland J. A variable bandwidth band-pass filter. — Electronic Engineering, 1961, v. 33, № 396, p. 100—105.

46. Horst W. Nullstellen-Bandfilter mit stufenloser kombinierter

Bandbreiten- und Nullstellenregelung. — Radio und Fernsehen, 1961, Bd 10, № 4, s. 120—122.

47. Пат. № 210474 (Австрия). Transistorverstärker mit Bandbreitenregelung/ Iobst G.

48. Kessler A. Die Übertragungsäquivalenz verstimmter und gekoppelter Bandfilter. — Frequenz, 1967, Bd 21, № 9, s. 275—282.

49. Пат. № 973582 (ФРГ). Bandfilteranordnung mit veränderbarer Bandbreite/Krause H.

50. Michl M. Bandfilterschaltung mit stetig regelbarer Bandbreite. — Internat. elektron. Rundschau, 1967, Bd 21, № 5, s. 127—128.

51. Пат. № 1110697 (ФРГ). Transistorverstärker für hochfrequente Schwingungen mit selbsttätiger Verstärkungs- und Bandbreitenregelung/ Niedthart H., Unger H.

52. Пат. № 3348161 (США). Variable resolution constant amplitude filter/ Ranky B.

53. Ranky B., Schindall J. Constant amplitude voltage controlled variable bandwidth crystal filters. — IEEE Transactions on Broadcast and Television Receivers, 1963, v. BTR-9, № 1, p. 32—37.

54. Rhode U. Quarzfilter mit einstellbarer Bandbreite. — Funkschau, 1964, Bd 36, № 10, s. 265—268.

55. Пат. № 3430163 (США). Bandpass filter having variable bandwidth but constant midband response and variable loading circuit for the same/ Schindall J.

56. Пат. № 3436670 (США). Variable bandwidth filter system/ Solomon J.

57. Пат. № 37035 (ГДР). Schaltungsanordnung für Selektivverstärker mit elektronisch regelbarer Bandbreite/ Trzeba E.

58. Wunsch J. Bandfilter mit elektronisch einstellbarer Bandbreite. — Nachrichtentechnik, 1968, Bd 18, № 8, s. 309—311.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Глава первая. Методы регулировки полосы пропускания и их особенности . . . . .	5
1. Основные требования к устройствам с переменной полосой пропускания . . . . .	5
2. Методы регулировки полосы пропускания . . . . .	7
3. Регулировка полосы пропускания смещением и инвертированием спектра сигнала . . . . .	11
4. Классификация и особенности усилителей с регулировкой полосы пропускания при помощи обратной связи . . . . .	20
5. Способы и особенности регулировки полосы пропускания в пассивных фильтрах . . . . .	25
Глава вторая. Регулировка полосы пропускания в усилителях с активными цепями отрицательной обратной связи . . . . .	31
6. Структурные схемы регулируемых усилителей . . . . .	31
7. Основные соотношения для ячейки с одиночными контурами . . . . .	33
8. Ячейка по схеме с общими базами . . . . .	40
9. Методика расчета основных параметров регулируемого усилителя на основе ячеек с общей базой . . . . .	45
10. Пример расчета регулируемого усилителя с общей базой . . . . .	51
11. Практическая схема усилителя с общей базой и переменной полосой пропускания . . . . .	52
12. Перекос вершины АЧХ усилителя и его коррекция . . . . .	57
13. Регулировка полосы пропускания в усилителе с общей базой при постоянном усилении . . . . .	59
14. Ячейка усилителя по схеме с общими эмиттерами . . . . .	61
15. Основные выводы . . . . .	64
Глава третья. Регулировка полосы пропускания в усилителях с пассивными цепями обратной связи . . . . .	65
16. Основные соотношения для двухкаскадного усилителя с пассивной цепью отрицательной обратной связи . . . . .	65
17. Оценка способов регулировки полосы пропускания . . . . .	71
18. Методика расчета дискретно и плавно регулируемых усилителей . . . . .	81
19. Примеры расчета и экспериментальные результаты . . . . .	88
20. Трехкаскадный усилитель с компенсирующим контуром . . . . .	93
21. Двухкаскадный усилитель с компенсирующим контуром . . . . .	97
22. Усилители с комбинированной обратной связью . . . . .	99
23. Основные выводы . . . . .	105
Список литературы . . . . .	107



**Владимир Степанович Мостыко**  
**РЕГУЛИРОВКА ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ**  
**ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ**

Редактор В. П. Васильев  
Редактор издательства И. Н. Сулова  
Художественный редактор Т. Н. Хромова  
Технический редактор М. Г. Юханова  
Корректор Г. А. Полонская  
ИБ № 656

Сдано в набор 28.07.78 Подписано к печати  
19.12.78 Т-15597 Формат 84×108<sup>1</sup>/<sub>32</sub> Бумага типо-  
графская № 3 Гарн. шрифта литературная  
Печать высокая Усл. печ. л. 5,88 Уч.-изд. л. 6,41  
Тираж 12 000 экз. Заказ 774 Цена 30 к.  
Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-114,  
Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграф-  
прома при Государственном комитете СССР по  
делам издательств, полиграфии и книжной тор-  
говли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

