

Федеральное агентство по образованию Российской Федерации  
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра радиоэлектроники и защиты информации (РЗИ)

А.С. Красько

# СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Учебное пособие

*Рекомендовано Сибирским региональным отделением  
учебно-методического объединения высших учебных  
заведений РФ по образованию в области радиотехники,  
электроники, биомедицинской техники и автоматизации  
для мехвузовского использования в качестве учебного  
пособия для студентов направления подготовки 210300  
«Радиотехника», обучающихся по специальностям  
210302 «Радиотехника»,  
210304 «Радиоэлектронные системы»*

В-Спектр  
2006

**УДК 621.396**

**К 78**

**Красько А.С.** Схемотехника аналоговых электронных устройств: Учебное пособие. – Томск: Издательство «В-Спектр», 2006. – 180 с.

В учебном пособии рассмотрены теоретические основы и принципы действия аналоговых устройств на биполярных и полевых транзисторах. Анализируются основные схемы, используемые в аналоговых трактах типовой радиоэлектронной аппаратуры, приводятся расчетные формулы, позволяющие определить элементы принципиальных схем этих устройств по требуемому виду частотных, фазовых и переходных характеристик. Излагаются основы построения различных функциональных устройств на основе операционных усилителей. Рассмотрен также ряд специальных вопросов, с которыми приходится сталкиваться разработчикам аналоговых электронных устройств, – оценка нелинейных искажений, анализ устойчивости, чувствительности и др.

Для студентов, обучающихся по направлениям подготовки 552500, 654200 – «Радиотехника», 654100 – «Электроника и микроэлектроника», а также для преподавателей и научных работников.

**ISBN 5-902958-05-9**

© Красько А.С., 2006

© Томский государственный  
университет систем управления  
и радиоэлектроники, 2006

## ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Введение .....	5
2. Усилительные устройства (УУ) на транзисторах .....	5
2.1. Классификация УУ .....	5
2.2. Основные технические характеристики и показатели УУ .....	7
2.3. Методы анализа линейных усилительных каскадов в частотной области .....	14
2.4. Активные элементы УУ .....	15
2.4.1. Биполярные транзисторы .....	15
2.4.2. Полевые транзисторы .....	17
2.5. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с ОЭ .....	18
2.6. Термостабилизация режима каскада на биполярном транзисторе .....	27
2.7. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с ОБ .....	34
2.8. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с ОК .....	37
2.9. Усилительный каскад на полевом транзисторе с ОИ .....	41
2.10. Термостабилизация режима каскада на ПТ .....	44
2.11. Усилительный каскад на полевом транзисторе с ОС .....	47
2.12. Временные характеристики усилительных каскадов .....	50
2.12.1. Метод анализа импульсных искажений .....	50
2.12.2. Анализ усилительных каскадов в области малых времен .....	54
2.12.3. Анализ усилительных каскадов в области больших времен .....	55
2.12.4. Связь временных и частотных характеристик усилительных каскадов .....	55
2.13. Простейшие схемы коррекции АЧХ и ПХ .....	56
3. Усилители с обратной связью .....	61
3.1. Общие сведения .....	61
3.2. Последовательная ООС по току .....	64
3.3. Последовательная ООС по напряжению .....	68
3.4. Параллельная ООС по напряжению .....	69
3.5. Параллельная ООС по току .....	72
3.6. Дополнительные сведения по ОС .....	73
3.6.1. Комбинированная ООС .....	73
3.6.2. Многокаскадные усилители с ООС .....	74
3.6.3. Паразитные ОС в многокаскадных усилителях .....	75
4. Усилители мощности .....	78
4.1. Общие сведения .....	78
4.2. Классы усиления .....	78
4.3. Однотактные УМ .....	81
4.4. Двухтактные УМ .....	82
5. Усилители постоянного тока (УПТ) .....	91
5.1. Общие сведения .....	91
5.2. Способы построения УПТ .....	91
5.3. Дифференциальные усилители (ДУ) .....	96
5.4. Схемы включения ДУ .....	99

5.5. Точностные параметры ДУ .....	101
6. Операционные усилители .....	103
6.1. Общие сведения .....	103
6.2. Основные параметры и характеристики ОУ .....	105
6.3. Инвертирующий усилитель .....	109
6.4. Неинвертирующий усилитель .....	112
6.5. Разновидности УУ на ОУ .....	114
6.6. Коррекция частотных характеристик .....	117
7. Аналоговые устройства различного назначения .....	121
7.1. Регулируемые усилители .....	121
7.2. Усилители диапазона СВЧ .....	128
7.3. Устройства формирования АЧХ .....	134
7.3.1. Активные фильтры на ОУ .....	134
7.3.2. Гираторы .....	141
7.3.3. Регуляторы тембра и эквалайзеры .....	142
7.4. Аналоговые множители сигналов .....	144
7.5. Компараторы .....	149
7.6. Генераторы .....	151
7.7. Устройства вторичных источников питания .....	155
8. Специальные вопросы анализа АЭУ .....	157
8.1. Оценка нелинейных искажений усилительных каскадов .....	157
8.2. Расчет устойчивости УУ .....	159
8.3. Расчет шумовых характеристик УУ .....	160
8.4. Анализ чувствительности .....	163
8.5. Машинные методы анализа АЭУ .....	169
9. Заключение .....	177
Литература .....	178

## **1. ВВЕДЕНИЕ**

Изучение дисциплины «Схемотехника аналоговых электронных устройств» («Схемотехника АЭУ») необходимо в плане создания аналоговых устройств и их применения при разработке аналоговых трактов различных радиоэлектронных средств.

Данное учебное пособие не дает полного изложения материала в части получения строгих расчетных соотношений, указывая лишь методику их получения. В определенной степени оно схоже с учебными пособиями [1, 2]. Но, в отличие от последних, оно содержит не только тот минимум материала, который необходим студенту для понимания физических основ функционирования АЭУ, а еще и расчетные соотношения, позволяющие проектировать АЭУ. При необходимости более глубокого рассмотрения отдельных теоретических вопросов рекомендуется воспользоваться литературой, на которую есть ссылки в соответствующих разделах пособия. Естественным образом предполагается, что студент, приступивший к изучению курса «Схемотехника аналоговых электронных устройств», в достаточной мере владеет необходимыми математическими навыками, знаком с основными понятиями в области теории электрических цепей и полупроводниковых приборов.

## **2. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ТРАНЗИСТОРАХ**

### **2.1. Классификация усилительных устройств**

Одна из основных функций, реализуемых аналоговыми устройствами, – усиление. Поэтому в курсе АЭУ особое внимание уделяется усилительным устройствам (УУ).

Усилительным устройством называется устройство, предназначенное для повышения (усиления) мощности входного сигнала. Усиление происходит с помощью активных элементов за счет потребления мощности от источника питания. В УУ входной сигнал лишь управляет передачей энергии источника питания в нагрузку.

В качестве активных элементов чаще всего применяются транзисторы, такие УУ принято называть полупроводниковыми, или транзисторными.

Усилительные устройства принято классифицировать по ряду признаков:

- по характеру усиливаемых сигналов – УУ непрерывных (гармонических) и УУ импульсных сигналов;
- по диапазону рабочих частот – УУ постоянного тока ( $f_{\text{н}} = 0$  Гц) и УУ переменного тока.

Исторически УУ переменного тока в учебной литературе (и в данном пособии) подразделяются на:

- усилители звуковых частот (от 20 до 20000 Гц) или низкочастотные усилители;
- усилители высоких частот (ВЧ) (до 300 МГц);
- усилители сверхвысоких частот (СВЧ) ( $f_{\text{в}} > 300$  МГц).

По ГОСТ рекомендуется классифицировать УУ переменного тока по диапазону рабочих частот согласно табл. 1.1.

Таблица 1.1

Границы частотных диапазонов  $f_{\text{в}}$

Диапазон	Аббревиатура	Границы диапазона	Единицы измерения
Очень низкие частоты	ОНЧ	3–30000	Гц
Низкие частоты	НЧ	30–300	кГц
Средние частоты	СЧ	300–3000	кГц
Высокие частоты	ВЧ	3–30	МГц
Очень высокие частоты	ОВЧ	30–300	МГц
Ультравысокие частоты	УВЧ	300–3000	МГц
Сверхвысокие частоты	СВЧ	3–30	ГГц
Крайне высокие частоты	КВЧ	30–300	ГГц
Гипервысокие частоты	ГВЧ	300–3000	ГГц

Кроме того, УУ ВЧ- и СВЧ-диапазонов подразделяются на:

- узкополосные ( $f_{\text{в}}/f_{\text{н}} < 2$ ,  $(f_{\text{в}} - f_{\text{н}}) \ll f_0$ ), где  $f_0$  – средняя частота рабочего диапазона УУ;
- широкополосные ( $f_{\text{в}}/f_{\text{н}} > 2$ ).

Импульсные усилители классифицируются по длительности усиливаемых импульсов на микро-, нано- и пикосекундные;

- по типу активных элементов УУ подразделяются на ламповые, транзисторные, квантовые и др.;
- по функциональному назначению УУ подразделяются на усилители напряжения, тока и мощности;
- по назначению УУ подразделяются на измерительные, телевизионные и т.д.

Кроме рассмотренных основных признаков УУ могут классифицироваться по ряду дополнительных признаков — числу каскадов, типу питания, конструктивному исполнению и т.д.

## 2.2. Основные технические показатели и характеристики УУ

**Технические показатели УУ** представляют собой количественную оценку его свойств. К техническим показателям относятся (рис. 2.1):

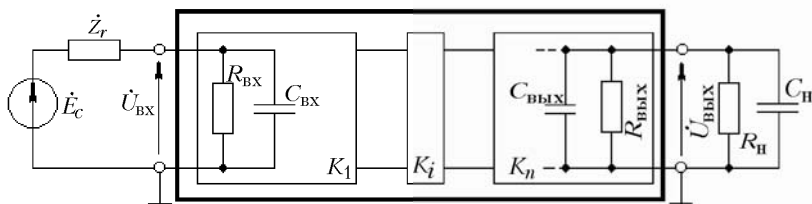


Рис. 2.1. Структурная схема усилителя

- входное сопротивление  $Z_{\text{вх}}$ . Чаще всего  $Z_{\text{вх}}$  носит емкостной характер;
- выходное сопротивление  $Z_{\text{вых}}$ . Чаще всего  $Z_{\text{вых}}$  носит также емкостной характер;
- коэффициенты передачи:
- по напряжению  $\dot{K}_U$  или просто  $\dot{K}$ :

$$\dot{K} = \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}} = |K| \exp(j\varphi),$$

где  $\varphi$  — фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами.

Значение  $|K|$  на средних частотах рабочего диапазона УУ, обозначаемого как  $K_0$ , называют коэффициентом усиления.

В логарифмических единицах:

$$K_0, \text{ дБ} = 20 \lg K_0.$$

Для  $n$ -каскадных УУ (каскады включены последовательно):

$$K_{\Sigma} = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n,$$

$$K_{\Sigma}, \text{ дБ} = K_1, \text{ дБ} + K_2, \text{ дБ} + \dots + K_n, \text{ дБ};$$

– по току  $\dot{K}_I$ :

$$\dot{K}_I = \dot{I}_{\text{ВЫХ}} / \dot{I}_{\text{ВХ}} = |K_I| \exp(j\varphi).$$

Для  $n$ -каскадных усилителей  $K_{I\Sigma}$  в относительных и логарифмических единицах определяются аналогично  $K_{\Sigma}$ :

– по мощности  $K_P$ :

$$K_P = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}}.$$

Для  $n$ -каскадных усилителей  $K_{P\Sigma}$  в относительных и логарифмических единицах определяются аналогично  $K_{\Sigma}$ , только

$$K_P, \text{ дБ} = 10 \lg K_P;$$

– сквозные коэффициенты, например, сквозной коэффициент передачи по напряжению  $\dot{K}_E$ :

$$\dot{K}_E = \dot{U}_{\text{ВЫХ}} / \dot{E}_c,$$

где  $E_c$  – ЭДС источника сигнала;

– коэффициент полезного действия:

$$\text{КПД} = P_0 / P_{\text{ПОТ}},$$

где  $P_0$  – максимальная выходная мощность усилителя;  $P_{\text{ПОТ}}$  – мощность, потребляемая от источника питания.

**Характеристики УУ** служат для оценки искажения сигнала. Искажения – это отклонения формы выходного сигнала от формы входного. В зависимости от происхождения они подразделяются на:

– *искажения частотные*, вызываемые неодинаковым усилением усилителя на разных частотах. Частотные искажения создаются  $LC$ -элементами схемы УУ и носят линейный характер.

Вносимые усилителем частотные искажения оценивают по амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) и по фазочастотной характеристике (ФЧХ).

АЧХ называется зависимостью модуля коэффициента передачи от частоты. Часто используют нормированную АЧХ, представленную на рис. 2.2.



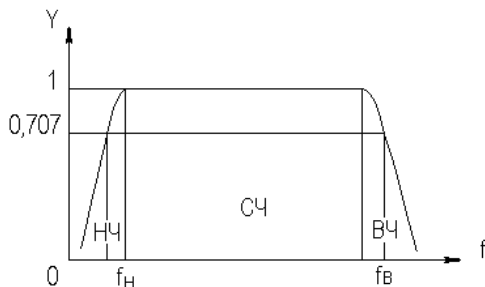


Рис. 2.2. АЧХ УУ

Здесь  $Y$  — относительный (нормированный) коэффициент усиления:

$$Y = |K| / K_0,$$

$$Y, \text{ дБ} = 20 \lg Y.$$

Структура выражений для  $n$ -каскадного усилителя в относительных и логарифмических единицах в точности совпадает с выражениями для  $K$  и получается из последних путем замены  $K$  на  $Y$ .

Количественно частотные искажения оцениваются коэффициентом частотных искажений  $M$ :

$$M = 1/Y = K_0 / |K|,$$

$$M, \text{ дБ} = 20 \lg M.$$

Структура выражений для  $n$ -каскадного усилителя в относительных и логарифмических единицах также в точности совпадает с выражениями для  $K$  и получается из последних путем замены  $K$  на  $M$ .

По АЧХ и допустимой величине частотных искажений определяют нижнюю  $f_H$  и верхнюю  $f_B$  граничные частоты, полосу рабочих частот:

$$\Delta f = f_B - f_H.$$

— *искажения фазовые*, вызываемые различным фазовым сдвигом различных по частоте составляющих спектра сигнала. Фазовые искажения создаются  $LC$ -элементами, поэтому они носят линейный характер.

Зависимость угла сдвига по фазе между входным и выходным сигналами от частоты оценивается по ФЧХ, для резистивного каскада имеющей вид, представленный на рис. 2.3.

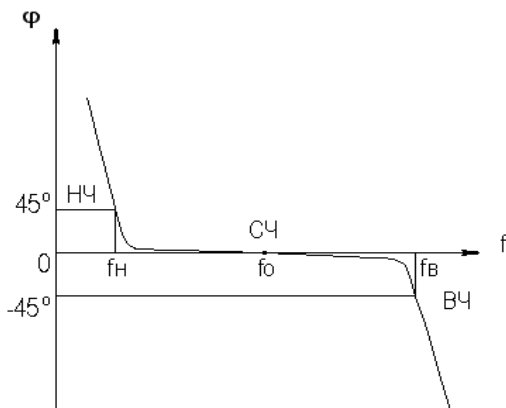


Рис. 2.3. ФЧХ УУ

В импульсных усилителях форма выходного напряжения зависит от переходных процессов в цепях, содержащих  $LC$ -элементы. Для оценки линейных искажений, называемых в ИУ переходными, пользуются переходной характеристикой (ПХ).

ПХ усилителя — это зависимость мгновенного значения напряжения (тока) на выходе от времени  $U_{\text{вых}} = f(t)$  при подаче на вход единичного скачкообразного изменения напряжения (тока) (сигнала типа единичной функции);

— *переходные искажения* измеряют при подаче на вход идеального прямоугольного импульса. Они разделяются на искажения фронта и искажения плоской вершины импульса (рис. 2.4).

Искажения фронта характеризуются:

1) временем установления  $t_y$ , т.е. временем нарастания амплитуды импульса от  $0,1U_m$  до  $0,9U_m$ ;

2) выбросом фронта импульса  $\delta$ , определяемым отношением амплитуды выброса  $\Delta U$  к амплитуде установившегося режима  $U_m$ ;

3) временем запаздывания  $t_3$  относительно входного сигнала по уровню  $0,1U_m$ .

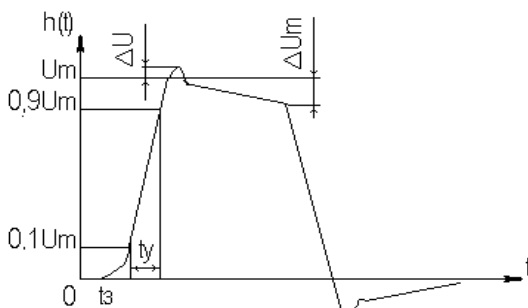


Рис. 2.4. ПХ УУ

Искажения плоской вершины импульса  $\Delta$  характеризуются величиной спада напряжения  $\Delta U_m$  за время длительности импульса:

$$\Delta, \% = \frac{\Delta U_m}{U_m} \cdot 100\% .$$

Для  $n$ -каскадных некорректированных УУ (каскады включены последовательно) результирующее время установления фронта и спад плоской вершины импульса можно оценить следующим образом:

$$t_{y\Sigma} = \sqrt{t_{y1}^2 + t_{y2}^2 + \dots + t_{yn}^2} ,$$

$$\Delta_\Sigma = \Delta_1 + \Delta_2 + \dots + \Delta_n .$$

АЧХ и ПХ отражают одни и те же физические процессы в различной форме (частотной и временной). Связь частотных и временных искажений иллюстрируется рис. 2.5.

**Нелинейные искажения** (искажения формы выходного сигнала) вызываются нелинейностью характеристик усилительных элементов. Количественно нелинейные искажения гармонического сигнала оцениваются коэффициентом гармоник  $K_T$ , который представляет собой отношение действующего значения напряжения (тока, мощности) высших гармоник, появившихся в результате нелинейных искажений, к напряжению (току, мощности) основной частоты (первой гармоники) при подаче на вход гармонического колебания основной частоты (при частотно-независимой нагрузке):

$$K_r = \sqrt{(U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2)} / U_1 = \sqrt{(I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2)} / I_1 = \\ = \sqrt{(P_2 + P_3 + \dots + P_n)} / P_1.$$

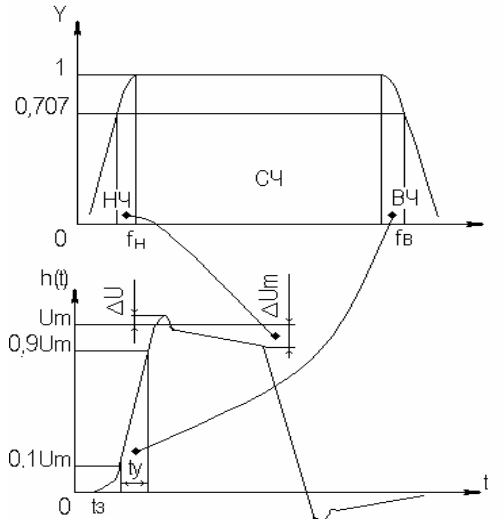


Рис. 2.5. Связь АЧХ и ПХ

Для  $n$ -каскадных УУ (каскады включены последовательно):

$$K_{r\Sigma} = \sqrt{K_{r1}^2 + K_{r2}^2 + \dots + K_{rn}^2}.$$

Кроме  $K_r$  в усилителях многоканальной связи нелинейность оценивается затуханием соответствующей гармонической составляющей (например, второй):

$$a_2 = 20 \lg(U_1/U_2).$$

**Собственные помехи УУ:** фон, наводки и шумы. Остановимся на тепловых внутренних шумах усилителя ввиду принципиальной невозможности их полного устранения.

Любое резистивное сопротивление  $R$  (например, внутреннее сопротивление источника сигнала  $R_s$ ) создает в полосе частот  $\Delta f$  тепловой шум, среднеквадратичная ЭДС которого определяется формулой Найквиста:

$$\bar{E}_{ш}^2 = 4kTR\Delta f,$$

где  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура сопротивления.

Мерой оценки шумовых свойств УУ является коэффициент шума  $F$ , равный отношению мощностей сигнала и шума на входе УУ к отношению мощностей сигнала и шума на выходе УУ:

$$F = (P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вх}} / (P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вых}};$$

$$F, \text{ дБ} = 10 \lg F.$$

В диапазоне СВЧ находит применение оценка шумовых свойств УУ посредством определения шумовой температуры системы  $T_c$ :

$$T_c = T_0(F - 1),$$

где  $T_0$  – стандартная шумовая температура,  $T_0 = 290$  К (рекомендация МЭК).

Для многокаскадных УУ (каскады включены последовательно):

$$F_{\Sigma} = F_1 + (F_2 - 1) / K_{p1} + (F_3 - 1) / K_{p1}K_{p2} + \dots;$$

$$T_{c\Sigma} = T_{c1} + (T_{c2} - 1) / K_{p1} + (T_{c3} - 1) / K_{p1}K_{p2} + \dots,$$

где  $K_{p1}$ ,  $K_{p2}$  и т.д. – номинальные коэффициенты усиления по мощности каскадов усилителя.

### *Амплитудная характеристика и динамический диапазон УУ*

Амплитудная характеристика усилителя представлена на рис. 2.6.

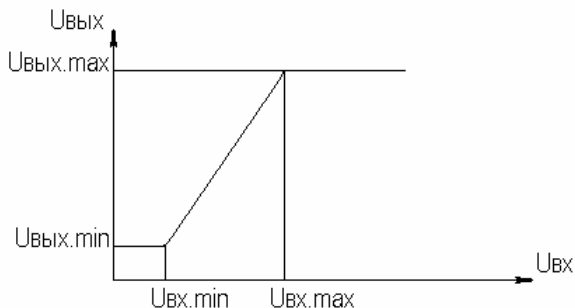


Рис. 2.6. АХ УУ

Динамическим диапазоном входного сигнала усилителя  $D_{\text{ВХ}}$  называют отношение  $U_{\text{ВХ.маx}}$  (при заданном уровне нелинейных искажений) к  $U_{\text{ВХ.миn}}$  (при заданном отношении сигнал/шум на входе):

$$D_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ.маx}} / U_{\text{ВХ.миn}},$$
$$D_{\text{ВХ}}, \text{ дБ} = 20 \lg D_{\text{ВХ}}.$$

В зависимости от назначения УУ возможна оценка динамического диапазона по выходному сигналу, гармоническим и комбинационным составляющим и др.

Некоторые УУ (УПТ, ОУ и т.д.) могут характеризоваться другими специфическими показателями, которые будут рассмотрены по мере необходимости.

### **2.3. Методы анализа линейных усилительных каскадов в частотной области**

Большинство соотношений, приведенных в данном пособии, получено на основе обобщенного метода узловых потенциалов (ОМУП) [3]. При использовании ОМУП схема в целом заменяется матрицей эквивалентных проводимостей, отображающей как конфигурацию, так и свойства некоторой линейной схемы, аппроксимирующей реальную схему. Матрица проводимостей составляется на основе формальных правил [3]. При этом усилительные элементы представляются в виде четырехполюсников (подсхем), описываемых эквивалентными  $Y$ -параметрами. Выбор  $Y$ -параметров активных элементов в качестве основных обусловлен их хорошей стыковкой с выбранным методом анализа. При наличии других параметров активных элементов возможен их пересчет в  $Y$ -параметры [3].

При использовании ОМУП анализ состоит в следующем:

- составляют определенную матрицу проводимостей схемы [3];
- вычисляют определитель  $\Delta$  и соответствующие алгебраические дополнения  $\Delta_{ij}$ ;
- определяют (при необходимости) эквивалентные четырехполюсные  $Y$ -параметры схемы;
- определяют вторичные параметры усилительного каскада.

Так как обычно УУ имеют общий узел между входом и выходом, то согласно [3] их первичные и вторичные параметры определяются следующим образом:

$$Y_{ij} = \Delta_{ji} / \Delta_{ii,jj},$$

$$Z_{ij} = \Delta_{ij} / \Delta,$$

$$K_{ij} = \Delta_{ij} / \Delta_{ii}.$$

где  $i, j$  — номера узлов, между которыми определяются параметры;  $\Delta_{ii,jj}$  — двойное алгебраическое дополнение.

По практическим выражениям, получаемым путем упрощения вышеприведенных выражений, вычисляют необходимые параметры усилительного каскада, например:

$$Y_{\text{вх}} = G_{\text{вх}} + j\omega C_{\text{вх}},$$

$$Y_{\text{вых}} = G_{\text{вых}} + j\omega C_{\text{вых}},$$

$$K(j\omega) = K_0 / (1 + j\omega\tau).$$

где  $\tau$  — постоянная времени цепи,  $G_{\text{вх}}, G_{\text{вых}}$  — низкочастотные значения входной и выходной проводимости.

Полученные соотношения позволяют с приемлемой точностью проводить эскизный расчет усилительных каскадов. Результаты эскизного расчета могут быть использованы в качестве исходных при проведении машинного моделирования и оптимизации. Методы машинного расчета УУ приведены в [4].

## 2.4. Активные элементы УУ

### 2.4.1. Биполярные транзисторы

Биполярными транзисторами (БТ) называют полупроводниковые приборы с двумя (или более) взаимодействующими  $p$ – $n$ -переходами и тремя (или более) выводами, усилительные свойства которых обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда.

Для определения малосигнальных  $Y$ -параметров БТ используют их эквивалентные схемы. Из множества различных эквивалентных схем наиболее точно физическую структуру БТ отражает малосигнальная физическая  $T$ -образная схема. Для целей эскизного проектирования при использовании транзисторов до  $(0, 2 \dots 0, 3) f_T$  ( $f_T$  — граничная частота

та усиления транзистора с ОЭ) возможно использование упрощенных эквивалентных моделей транзисторов, параметры элементов эквивалентных схем которых легко определяются на основе справочных данных. Упрощенная эквивалентная схема биполярного транзистора приведена на рис. 2.7.

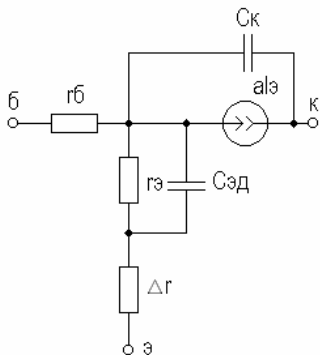


Рис. 2.7. Эквивалентная схема биполярного транзистора

Параметры элементов определяются на основе справочных данных следующим образом:

– объемное сопротивление базы  $r_б = \tau_{oc} / C_к$ , где  $\tau_{oc}$  – постоянная времени цепи внутренней обратной связи в транзисторе на ВЧ;

– активное сопротивление эмиттера  $r_э = 25,6 / I_э$ , при  $I_э$  в миллиамперах  $r_э$  получается в омах;

– диффузионная емкость эмиттера  $C_{эд} = 1 / (2\pi f_T r_э)$ , где

$f_T$  – граничная частота усиления по току транзистора с ОЭ,

$$f_T = |h_{21э}| / f_{изм};$$

– коэффициент усиления тока базы для транзистора с ОБ  $\alpha = H_{21э} / [(1 + H_{21э})(1 + jf / f_T)]$ , где  $H_{21э}$  – низкочастотное значение коэффициента передачи по току транзистора с ОЭ:

$$\Delta r = (0,5 \dots 1,5) \text{ Ом.}$$

Таким образом, параметры эквивалентной схемы биполярного транзистора полностью определяются справочными данными  $H_{21э}$ ,  $f_T$  ( $|h_{21э}| / f_{изм}$ ),  $C_к$ ,  $t_{oc}$  ( $r_б$ ) и режимом работы.

Следует учитывать известную зависимость  $C_к$  от напряжения коллектор – эмиттер  $U_{кэ}$ :

$$C_к(U_{кэ2}) = C_к(U_{кэ1}) \sqrt{U_{кэ1} / U_{кэ2}}.$$

По известной эквивалентной схеме не представляет особого труда, пользуясь методикой, изложенной в разделе 2.3, получить приближенные выражения для низкочастотных значений  $Y$ -параметров биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ:



$$\begin{aligned}
 Y_{11эНЧ} &= g \approx 1/(r_6 + (1 + H_{21э})(r_э + \Delta r)), \\
 Y_{21эНЧ} &= S_0 \approx H_{21э}g, \\
 Y_{12эНЧ} &\approx 0, \\
 Y_{22эНЧ} &\approx 0.
 \end{aligned}$$

Частотную зависимость  $Y_{11э}$  и  $Y_{21э}$  при анализе усиленного каскада в области ВЧ вычисляют посредством определения входной динамической емкости  $C_{вх,дин}$  и постоянной времени транзистора  $\tau$ . Выражения для расчета низкочастотных  $Y$ -параметров для других схем включения транзистора получают следующим образом:

– дополняют матрицу исходных  $Y$ -параметров  $Y_э$  до неопределенной  $Y_н$ , а именно: если

$$Y_э = \begin{matrix} & \text{б} & \text{к} \\ \text{б} & \begin{bmatrix} Y_{11э} & Y_{12э} \\ Y_{21э} & Y_{22э} \end{bmatrix} \\ \text{к} & \end{matrix}$$

то

$$Y_н = \begin{matrix} & \text{б} & \text{к} & \text{э} \\ \text{б} & \begin{bmatrix} Y_{11э} & Y_{12э} & -(Y_{11э} + Y_{12э}) \\ Y_{21э} & Y_{22э} & -(Y_{21э} + Y_{22э}) \\ -(Y_{11э} + Y_{21э}) & -(Y_{12э} + Y_{22э}) & Y_{11э} + Y_{12э} + Y_{21э} + Y_{22э} \end{bmatrix} \\ \text{к} & \\ \text{э} & \end{matrix}$$

– вычеркивают строку и столбец, соответствующие общему узлу схемы (б для ОБ, к для ОК), получая матрицу  $Y$ -параметров для конкретной схемы включения транзистора.

### 2.4.2. Полевые транзисторы

Полевыми транзисторами (ПТ) называются полупроводниковые усилительные приборы, в основе работы которых используются подвижные носители зарядов одного типа – либо электроны, либо дырки. Наиболее характерной чертой ПТ является высокое входное сопротивление, поэтому они управляются напряжением, а не током, как БТ.

Определяются малосигнальные  $Y$ -параметры ПТ по его эквивалентной схеме. Для целей эскизного проектирования можно использовать упрощенный вариант малосигнальной эквивалентной схемы ПТ, представленный на рис. 2.8.

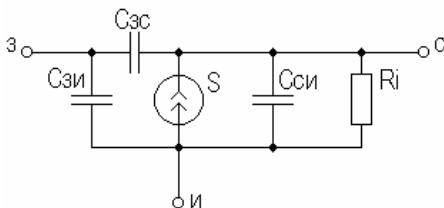


Рис. 2.8. Эквивалентная схема ПТ

Данная схема с удовлетворительной для эскизного проектирования точностью аппроксимирует усилительные свойства ПТ независимо от его типа, параметры ее элементов находятся из справочных данных.

Выражения для эквивалентных  $Y$ -параметров ПТ, включенного по схеме с ОИ, определяют по методике п. 2.3:

$\dot{Y}_{11з} = j\omega C_{зи}$ ,  $\dot{Y}_{12и} = j\omega C_{зс}$ ,  $\dot{Y}_{21и} = S_0 e^{j\omega\tau}$ ,  $Y_{22и} = g_i + j\omega C_{си}$ , где з, с, и соответственно затвор, сток и исток ПТ;  $\tau$  — время пролета носителей,  $\tau = C_{зи} / S_0$ .

Граничную частоту единичного усиления ПТ  $f_T$  можно оценить по формуле

$$f_T = 1 / 2\pi\tau.$$

Из анализа полученных выражений для эквивалентных  $Y$ -параметров ПТ с учетом конкретных численных значений справочных параметров следует вывод о незначительной зависимости крутизны от частоты, что позволяет в эскизных расчетах использовать ее низкочастотное значение  $S_0$ . При отсутствии справочных данных о величине внутренней проводимости ПТ  $g_i$  в эскизных расчетах можно принимать  $g_i \approx 0$  ввиду ее относительной малости.

Пересчет эквивалентных  $Y$ -параметров для других схем включения ПТ осуществляется по тем же правилам, что и для БТ.

## 2.5. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с ОЭ

Среди многочисленных вариантов усилительных каскадов на БТ самое широкое применение находит каскад с ОЭ, имеющий максимальный коэффициент передачи по мощности  $K_p$ , вариант схемы которого приведен на рис. 2.9.

Если входного сигнала нет, то каскад работает в режиме покоя. С помощью резистора  $R_б$  задается ток покоя базы  $I_{б0} = (E_k - U_{бэ0}) / R_б$ . Ток покоя коллектора  $I_{к0} = H_{21э} I_{б0}$ .

Напряжение коллектор – эмиттер покоя  $U_{кэ0} = E_k - I_{к0}R_k$ . Отметим, что в режиме покоя напряжение  $U_{бэ0}$  составляет десятки и сотни мВ (обычно 0,5 ... 0,8 В). При подаче на вход положительной полуволны синусоидального сигнала будет возрастать ток базы, а следовательно, и ток коллектора. В результате напряжение на  $R_k$  возрастет, а напряжение на коллекторе уменьшится, т.е. произойдет формирование отрицательной полуволны выходного напряжения. Таким образом, каскад с ОЭ осуществляет инверсию фазы входного сигнала на  $180^\circ$ .

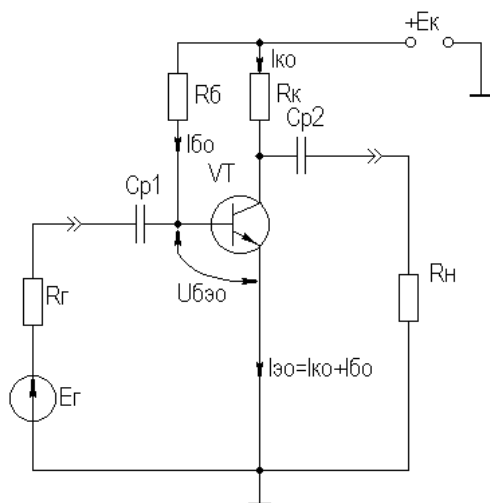


Рис. 2.9. Простой усилительный каскад

Графически проиллюстрировать работу каскада с ОЭ можно, используя входные и выходные статические характеристики БТ, путем построения его динамических характеристик (ДХ) [5, 6]. Вследствие слабой зависимости входной проводимости транзистора  $g$  от величины нагрузки входные статические и динамические характеристики практически совпадают. Выходные ДХ – это прямые линии, которые в координатах  $I_k, U_{кэ}$  соответствуют уравнениям, выражающим зависимости между постоянными и переменными значениями

токов и напряжений на нагрузках каскада по постоянному и переменному току.

Процесс построения выходных динамических характеристик (нагрузочных прямых по постоянному —  $R_{\Sigma}$ , переменному —  $R_{\approx}$  току) понятен из рис. 2.10.

Следует отметить, что простое построение ДХ возможно только при активной нагрузке, т.е. в области СЧ АЧХ (см. рис. 2.2), в областях НЧ и ВЧ нагрузочные прямые трансформируются в сложные кривые.

Построение ДХ и их использование для графического расчета усилительного каскада подробно описаны в [5, 6].

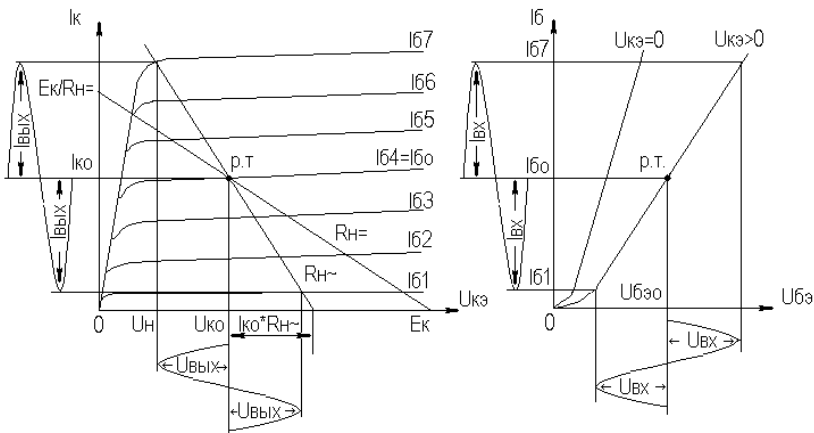


Рис. 2.10. Динамические характеристики каскада с ОЭ

Нагрузки рассматриваемого каскада по постоянному и переменному току определяются как

$$R_{\Sigma} = R_{к};$$

$$R_{\approx} = R_{к} \parallel R_{Н}.$$

Координаты рабочей точки ( $U_{к0}, I_{к0}, U_{бэ0}, I_{б0}$ ) для мало-сигнальных усилительных каскадов выбирают на линейных участках входной и выходной ВАХ БТ, используя в малосигнальных усилительных каскадах так называемый режим (класс) усиления А. Другие режимы работы каскадов чаще используются в усилителях мощности и будут рассмотрены в соответствующем разделе.

При отсутствии в справочных данных ВАХ БТ координаты рабочей точки могут быть определены аналитическим путем (см. рис. 2.10):

$$U_{к0} = U_{\text{ВЫХ}} + U_{\text{Н}},$$

где  $U_{\text{Н}}$  – напряжение нелинейного участка выходных статических ВАХ транзистора,  $U_{\text{Н}} = 1 \dots 2 \text{ В}$ ;

$$I_{к0} \geq U_{\text{ВЫХ}} / R_{\approx},$$

$$I_{60} = I_{к0} / H_{21\text{э}},$$

$$U_{6\text{э}0} = 0,6 \dots 0,8 \text{ В (для кремниевых транзисторов)},$$

$$U_{6\text{э}0} = 0,4 \dots 0,6 \text{ В (для германиевых транзисторов)}.$$

Если для малосигнальных каскадов в результате расчета по вышеприведенным формулам значения  $U_{к0}$  и  $I_{к0}$  окажутся соответственно меньше 2 В и 1 мА, то, если не предъявляются дополнительные требования к экономичности каскада, рекомендуется брать те значения координат рабочей точки, при которых приводятся справочные данные и гарантируются оптимальные частотные свойства транзистора.

Для расчета параметров усилительного каскада по переменному току удобно использовать методику, описанную в разд. 2.3, а БТ представлять моделью, предложенной в подразд. 2.4.1.

Полная электрическая схема усилительного каскада с ОЭ приведена на рис. 2.11.

В отличие от ранее рассмотренного каскада (см. рис. 2.9) здесь применена эмиттерная схема термостабилизации ( $R_{61}, R_{62}, R_{\text{э}}$ ), обеспечивающая лучшую стабильность режима покоя, принцип ее работы будет

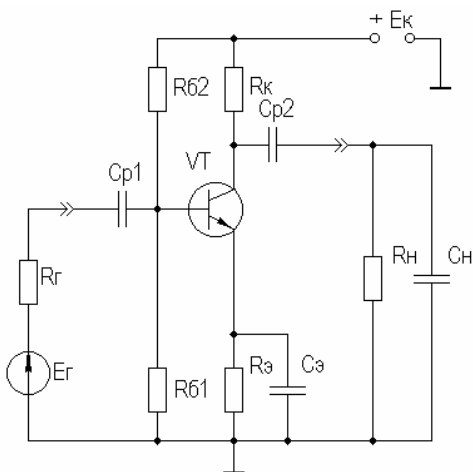


Рис. 2.11. Усилительный каскад с ОЭ

рассмотрен далее. Конденсатор  $C_3$  необходим для шунтирования  $R_3$  на частотах сигнала (устранения обратной связи на частотах сигнала, вид и характер этой связи будут рассмотрены в соответствующем разделе).

Приведем эквивалентную схему каскада для частот сигнала (рис. 2.12).

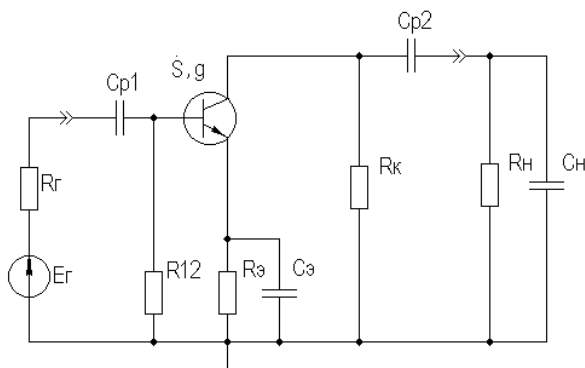


Рис. 2.12. Схема каскада с ОЭ для частот сигнала

С целью упрощения анализа каскада выделяют на АЧХ области НЧ, СЧ и ВЧ (см. рис. 2.2) и проводят анализ отдельно для каждой частотной области.

Эквивалентная схема каскада в области СЧ приведена на рис. 2.13.

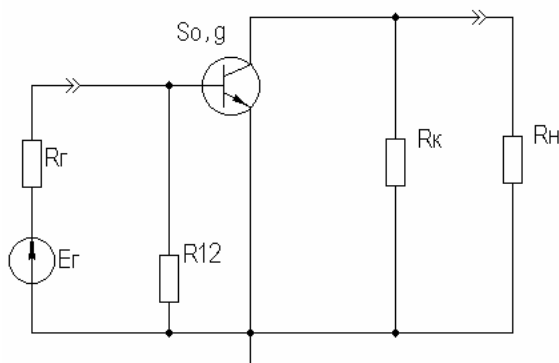


Рис. 2.13. Схема каскада с ОЭ в области СЧ

Как видно, эта схема не содержит реактивных элементов, так как в области СЧ влиянием на АЧХ разделительных ( $C_{p1}, C_{p2}$ ) и блокировочных ( $C_3$ ) емкостей **уже** можно пренебречь, а влияние инерционности БТ и  $C_H$  **еще** незначительно.

Проведя анализ схемы, найдем, что

$$K_0 = S_0 R_{\text{ЭКВ}},$$

где  $R_{\text{ЭКВ}} \approx R_K \parallel R_H$ ;

$$g_{\text{ВХ}} \approx g + G_{12},$$

Здесь  $G_{12} = 1/R_{12} = 1/(R_{61} \parallel R_{62})$ ;

$$g_{\text{ВЫХ}} \approx g_K = 1/R_K.$$

Эти соотношения получены в предположении, что низкочастотное значение внутренней проводимости транзистора  $g_{22э}$  много меньше  $g_K$  и  $g_H$ . **Это условие (если не будет оговорено особо) будет действовать и при дальнейшем анализе усилительных каскадов на БТ.** Такое допущение справедливо потому, что БТ является токовым прибором и особенно эффективен при работе на низкоомную нагрузку.

Эквивалентная схема каскада **в области ВЧ** приведена на рис. 2.14.

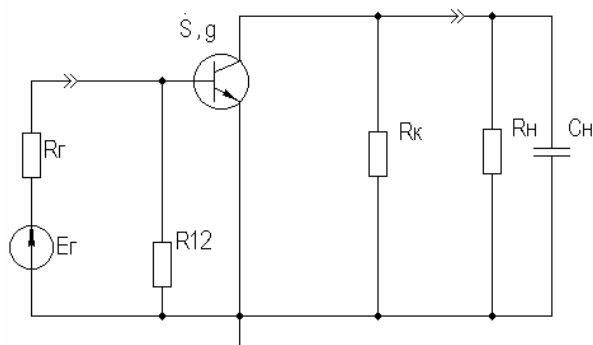


Рис. 2.14. Схема каскада с ОЭ в области ВЧ

Поведение АЧХ в этой области определяется влиянием инерционности транзистора и емкости  $C_H$ .

Проведя анализ согласно методике разд. 2.4, получим выражение для коэффициента передачи каскада в области ВЧ:

$$\dot{K}_B \approx \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B},$$

где  $\tau_B$  — постоянная времени каскада в области ВЧ.

Постоянную времени каскада для удобства анализа представим так:

$$\tau_B = \tau + \tau_1 + \tau_2,$$

где  $\tau$  — постоянная времени транзистора ( $S = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau}$ ),

$$\tau = \frac{S_0 r_0}{2\pi f_T};$$

$\tau_1$  — постоянная времени выходной цепи транзистора,  $\tau_1 = S_0 C_K r_0 R_{\text{ЭКВ}}$ ;  $\tau_2$  — постоянная времени нагрузки,  $\tau_2 = C_H R_{\text{ЭКВ}}$ .

Входную проводимость представим в виде

$$\dot{Y}_{\text{ВХ}} \approx G_{12} + g + j\omega C_{\text{ВХ дин}},$$

где  $C_{\text{ВХ дин}}$  — входная динамическая емкость каскада,

$$C_{\text{ВХ дин}} \approx C_{\text{эд}} + (1 + K_0)C_K = \tau / r_0 + (1 + K_0)C_K.$$

Выходная проводимость определится как

$$\dot{Y}_{\text{ВЫХ}} \approx g_k + j\omega C_{\text{ВЫХ}},$$

где  $C_{\text{ВЫХ}}$  — выходная емкость каскада,  $C_{\text{ВЫХ}} = C_K S_0 r_0$ .

Выражения для относительного коэффициента передачи  $Y_B$  и коэффициента частотных искажений  $M_B$  в комментариях не нуждаются:

$$\dot{Y}_B = \dot{K}_B / K_0 = \frac{1}{1 + j\omega\tau_B}, \quad \dot{Y}_B = Y_B e^{j\omega\varphi_B}, \quad Y_B = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}},$$

$$\varphi_B = -\arctg \omega\tau_B, \quad M_B = 1 / Y_B.$$

По приведенным выражениям строится АЧХ и ФЧХ каскада в области ВЧ.

Связь коэффициента частотных искажений  $M_B$  и  $f_B$  выражается как

$$f_B = \frac{\sqrt{M_B^2 - 1}}{2\pi\tau_B}.$$



В  $n$ -каскадном усилителе с одинаковыми каскадами наблюдается эффект сужения полосы рабочих частот, который можно скомпенсировать увеличением верхней граничной частоты каскадов  $f_{Bi}$  до

$$f_{Bi} = f_B \sqrt{2^{1/n} - 1}.$$

Эквивалентная схема каскада **в области НЧ** приведена на рис. 2.15.

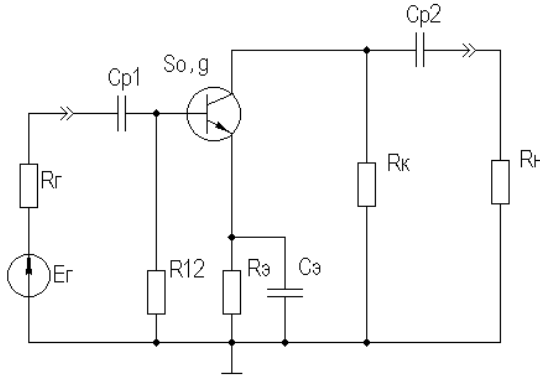


Рис. 2.15. Схема каскада с ОЭ в области НЧ

Поведение АЧХ в этой области определяется влиянием разделительных ( $C_{p1}, C_{p2}$ ) и блокировочных ( $C_э$ ) емкостей.

Влияние этих емкостей на коэффициент частотных искажений в области НЧ  $M_H$  каскада можно определить отдельно, используя принцип суперпозиции. Общий коэффициент частотных искажений в области НЧ определится как

$$M_H, \text{дБ} = \sum_{i=1}^N M_{Hi}, \text{дБ},$$

где  $N$  — число цепей формирующих АЧХ в области НЧ.

Рассмотрим влияние  $C_{p2}$  на АЧХ каскада. Проведя анализ согласно методике разд. 2.4, получим выражение для коэффициента передачи в области НЧ:

$$K_H = K_0 / (1 + 1 / j\omega\tau_H),$$

где  $\tau_H$  — постоянная времени разделительной цепи в области НЧ.

Постоянная времени разделительных цепей в общем случае может быть определена по формуле

$$\tau_{\text{H}} = C_{\text{p}}(R_{\text{л}} + R_{\text{п}}),$$

где  $R_{\text{л}}$  — эквивалентное сопротивление, стоящее слева от  $C_{\text{p}}$  (обычно это выходное сопротивление предыдущего каскада или внутреннее сопротивление источника сигнала),  $R_{\text{п}}$  — эквивалентное сопротивление, стоящее справа от  $C_{\text{p}}$  (обычно это входное сопротивление следующего каскада или сопротивление нагрузки).

Для рассматриваемой цепи постоянная времени

$$\tau_{\text{H2}} = C_{\text{p2}}(R_{\text{к}} + R_{\text{H}}).$$

Выражения для относительного коэффициента передачи и коэффициента частотных искажений в области НЧ таковы:

$$\dot{Y}_{\text{H}} = \dot{K}_{\text{H}}/K_0 = \frac{1}{1 + 1/j\omega\tau_{\text{H}}}, \quad \dot{Y}_{\text{H}} = Y_{\text{H}} e^{j\varphi_{\text{H}}},$$

$$Y_{\text{H}} = 1/\sqrt{1 + (1/\omega\tau_{\text{H}})^2}, \quad \varphi_{\text{H}} = -\arctg 1/\omega\tau_{\text{H}}, \quad M_{\text{H}} = 1/Y_{\text{H}}$$

и в комментариях не нуждаются. По этим выражениям оценивается влияние конкретной цепи на АЧХ и ФЧХ каскада в области НЧ.

Связь между коэффициентом частотных искажений и нижней граничной частотой выражается формулой

$$f_{\text{H}}^* = 1/2\pi\tau_{\text{H}}\sqrt{M_{\text{H}}^2 - 1}.$$

Аналогичным образом учитывается влияние других разделительных и блокировочных цепей, только для блокировочной эмиттерной цепи постоянная времени приблизительно оценивается величиной  $\tau_{\text{HЭ}} \approx C_{\text{Э}}/S_0$  так как сопротивление БТ со стороны эмиттера приблизительно равно  $1/S_0$  (см. подразд. 2.4.1), а влиянием  $R_{\text{Э}}$  в большинстве случаев можно пренебречь, так как обычно  $1/S_0 \ll R_{\text{Э}}$ .

Результирующую АЧХ и ФЧХ каскада в области НЧ можно построить, используя уже упоминавшийся принцип суперпозиции.

В  $n$ -каскадном усилителе с одинаковыми каскадами наблюдается эффект сужения полосы рабочих частот, который в

области НЧ можно скомпенсировать уменьшением нижней граничной частоты каскадов до  $f_{hi} = f_H / \sqrt{2^{1/n} - 1}$ .

## 2.6. Термостабилизация режима каскада на биполярном транзисторе

Параметры БТ в значительной мере подвержены влиянию внешних факторов (температуры, радиации и др.). В то же время одним из основных параметров усилительного каскада является его стабильность. Прежде всего, важно, чтобы в усилителе обеспечивался стабильный режим покоя.

Проанализируем вопрос влияния температуры на стабильность режима покоя БТ, конкретно —  $I_{к0}$ .

Существуют три основных фактора, влияющих на изменении  $I_{к0}$  под действием температуры: при увеличении температуры, во-первых, увеличивается напряжение  $U_{бэ0}$ , во-вторых, обратный ток коллекторного перехода  $I_{кб0}$  и, в-третьих, возрастает коэффициент  $H_{21э}$ .

Для анализа реальный транзистор можно представить в виде идеального, у которого параметры не зависят от температуры, а температурную зависимость смоделировать включением внешних источников напряжения и тока (рис. 2.16).

Рассмотрим влияние этих факторов на приращение тока коллектора  $\Delta I_{к0}$ . Начнем с влияния изменения  $U_{бэ0}$ , вызванного тепловым смещением проходных характеристик  $I_{к} = f(U_{бэ})$ , обозначив при этом приращение тока коллектора как  $\Delta I_{к01}$ :

$$\Delta I_{к01} = S_0 \Delta U_{бт},$$

где  $\Delta U_{бт}$  — приращение напряжения  $U_{бэ0}$

$$\Delta U_{бт} = |\varepsilon_T| \Delta T,$$

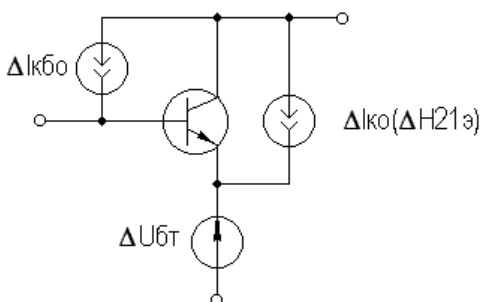


Рис. 2.16. Тепловая модель БТ

где  $\varepsilon_T$  — температурный коэффициент напряжения (ТКН),  $\varepsilon_T \approx -3$  мВ/град;  $\Delta T$  — разность между температурой коллекторного перехода  $T_{\text{пер}}$  и справочным значением этой температуры  $T_{\text{спр}}$  (обычно  $25^\circ\text{C}$ ):

$$\Delta T = T_{\text{пер}} - T_{\text{спр}}, \quad T_{\text{пер}} = T_{\text{сред}} + P_K R_T,$$

$P_K$  и  $R_T$  соответственно, мощность, рассеиваемая на коллекторном переходе в статическом режиме, и тепловое сопротивление «переход — среда»:

$$P_K = I_{K0} U_{K0}; \quad R_T = \frac{T_{\text{пер max}} - T_{\text{сред max}}}{P_{K \text{ max}}}.$$

Ориентировочное значение теплового сопротивления зависит от конструкции корпуса транзистора и обычно для транзисторов малой и средней мощности лежит в следующих пределах:

$$R_T = (0,1 \dots 0,5) \text{ град/мВт}.$$

Меньшее тепловое сопротивление имеют керамические и металлические корпуса, большее — пластмассовые.

Отметим, что  $\Delta I_{K01}$  берется положительным, хотя  $\varepsilon_T$  имеет знак минус, это поясняется на рис. 2.17.

Определяем приращение тока коллектора  $\Delta I_{K02}$ , вызванного изменением обратного (неуправляемого) тока коллектора  $\Delta I_{K60}$ :

$$\Delta I_{K02} = \Delta I_{K60} (H_{21э} + 1),$$

где приращение обратного тока

$$\Delta I_{K60} = I_{K60} (T_{\text{спр}}) [\exp(\alpha \Delta T) - 1],$$

$\alpha$  — коэффициент показателя, для кремниевых транзисторов  $\alpha = 0,13$ .

Следует заметить, что значение  $I_{K60}$ , приводимое в справочной литературе, особенно для транзисторов средней и большой мощности,

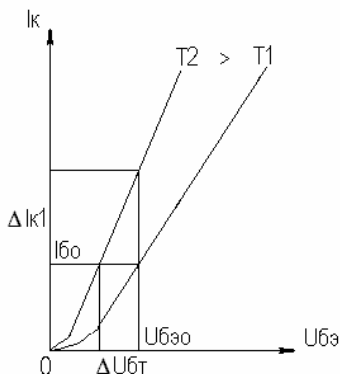


Рис. 2.17. Тепловое смещение проходных характеристик БТ

представляет собой сумму тепловой составляющей и поверхностного тока утечки, последний может быть на два порядка больше тепловой составляющей и практически не зависит от температуры. Следовательно, при определении  $\Delta I_{K02}$  следует пользоваться приводимыми в справочниках температурными зависимостями  $I_{K60}$  либо уменьшать справочное значение  $I_{K60}$  примерно на два порядка (обычно  $I_{K60}$  для кремниевых транзисторов составляет порядка  $(n \cdot 10^{-7} \dots n \cdot 10^{-6})A$ , порядка  $(n \cdot 10^{-6} \dots n \cdot 10^{-5})A$  для германиевых,  $n = (1 \dots 9)$ ).

Приращение коллекторного тока, вызванного изменением  $H_{21э}$ , определяется соотношением:

$$\Delta I_{K03} = \Delta H_{21э} (I_{K60} + I_{60}),$$

где  $\Delta H_{21э} = k_T H_{21э} \Delta T$ ;  $k_T \approx 0,005$  отн. ед./град.

Полагая, что все факторы действуют независимо друг от друга, запишем

$$\Delta I_{K0} = \Delta I_{K01} + \Delta I_{K02} + \Delta I_{K03}.$$

Для повышения термостабильности каскада применяют специальные схемы питания и термостабилизации. Эффективность таких схем характеризуется коэффициентом термостабильности, который в общем виде представляется как

$$S_T = \Delta I_{K0 \text{ стаб}} / \Delta I_{K0}.$$

Учитывая различный вклад составляющих  $\Delta I_{K0}$ , разное влияние на них элементов схем термостабилизации, вводят для каждой составляющей свой коэффициент термостабильности, получая выражения для термостабилизированного каскада:

$$\Delta I_{K0 \text{ стаб}} = S_{T1} \Delta I_{K01} + S_{T2} \Delta I_{K02} + S_{T3} \Delta I_{K03}.$$

Обычно  $S_{T2} \approx S_{T3}$ , что обусловлено одинаковым влиянием на  $\Delta I_{K02}$  и  $\Delta I_{K03}$  элементов схем термостабилизации:

$$\Delta I_{K0 \text{ стаб}} = S_{T1} \Delta I_{K01} + S_{T2} (\Delta I_{K02} + \Delta I_{K03}).$$

Полученная формула может быть использована для определения  $\Delta I_{K0}$  усилительного каскада при любой схеме включения в нем БТ.

Рассмотрим основные схемы питания и термостабилизации БТ.

**Термостабилизация фиксацией тока базы.** Схема каскада представлена на рис. 2.18.

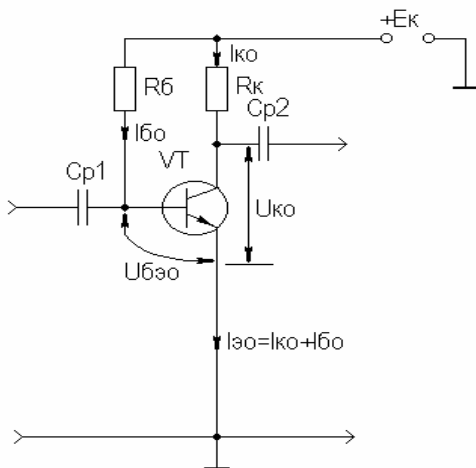


Рис. 2.18. Каскад с фиксацией тока базы

$R_б$  определяется соотношением

$$R_б = \frac{E_к - U_{бэ0}}{I_{б0}} \approx E_к / I_{б0},$$

Так как  $E_к \gg U_{бэ0}$ .

Очевидно, что  $I_{б0}$  «фиксируется» выбором  $R_б$ , при этом ослабляется влияние первого фактора нестабильности тока коллектора (за счет смещения проходных характеристик). Коэффициенты термостабилизации для этой схемы таковы:

$$S_{T1} = \frac{1}{1 + gR_б}, \quad S_{T2} = \frac{gR_б}{1 + gR_б}.$$

Отсюда видно, что данная схема имеет малую эффективность термостабилизации ( $S_{T2} \approx 1$ ).

**Коллекторная термостабилизация.** Схема каскада представлена на рис. 2.19, а.

$R_б$  определяется соотношением

$$R_б = \frac{U_{к0} - U_{бэ0}}{I_{б0}} \approx U_{к0} / I_{б0},$$

так как  $U_{к0} \gg U_{бэ0}$ .

Термостабилизация в этой схеме осуществляется за счет отрицательной обратной связи (ООС), введенной в каскад путем включения  $R_б$  между базой и коллектором БТ. Механизм действия ООС можно пояснить следующей диаграммой:

$$T^{\uparrow} \Rightarrow I_{к0}^{\uparrow} \Rightarrow U_{к0}^{\downarrow} \Rightarrow I_{б0}^{\downarrow} \Rightarrow I_{к0}^{\downarrow},$$

$\uparrow \leftarrow$  петля ООС  $\leftarrow \downarrow$

где символами  $\uparrow$  и  $\downarrow$  показано увеличение и уменьшение соответствующего параметра. Коэффициенты термостабилизации для этой схемы:

$$S_{T1} = \frac{1}{1 + gR_6 + S_0 R_K}, \quad S_{T2} = \frac{gR_6}{1 + gR_6 + S_0 R_K}.$$

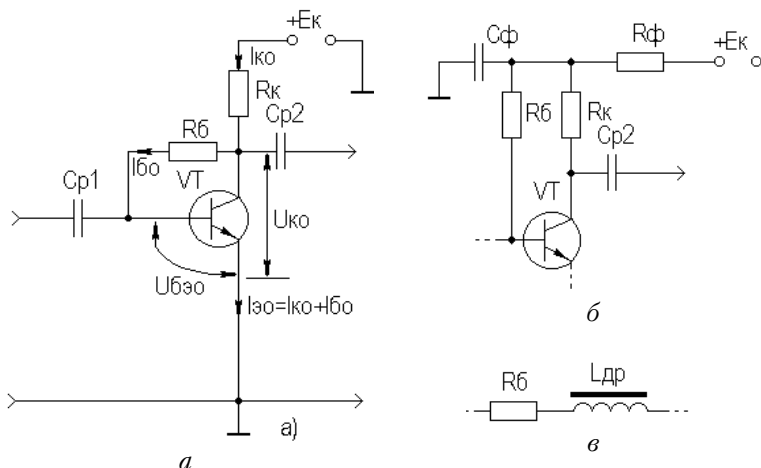


Рис. 2.19. Каскад с коллекторной термостабилизацией – (а) и его варианты – (б, в)

Из этих формул видно, что данная схема имеет лучшую термостабильность ( $S_{T1}$  и  $S_{T2}$  меньше единицы), чем схема с фиксированным током базы.

В схеме коллекторной термостабилизации ООС влияет и на другие характеристики каскада, что должно быть учтено. Механизм влияния данной ООС на характеристики каскада будет рассмотрен далее. Схемные решения, позволяющие устранить ООС на частотах сигнала, приведены на рис. 2.19, б, в.

В большинстве случаев наилучшими свойствами среди простейших (базовых) схем термостабилизации обладает **эмиттерная схема термостабилизации**, показанная на рис. 2.20.

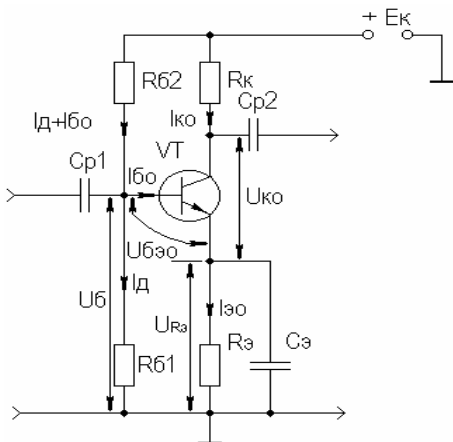
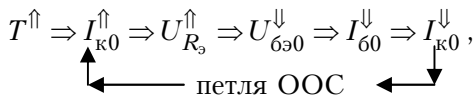


Рис. 2.20. Каскад с эмиттерной термостабилизацией

Напряжение  $U_{6э0}$  определяется как

$$U_{6э0} = U_6 - U_{R_3}.$$

Механизм действия ООС можно изобразить следующей диаграммой:



где символами  $\uparrow$  и  $\downarrow$  показано увеличение и уменьшение соответствующего параметра. Эскизный расчет эмиттерной схемы термостабилизации маломощного каскада можно проводить в следующей последовательности:

– зададимся током делителя, образованного резисторами  $R_{61}$  и  $R_{62}$ :

$$I_d = (3 \dots 10) I_{60};$$

– выбираем  $U_{R_3} = (0,1 \dots 0,2) E_k \approx (1 \dots 5) \text{ В}$  и определяем номинал  $R_3$ :

$$R_3 = \frac{U_{R_3}}{I_{к0} + I_{60}};$$

– определяем потенциал  $U_6$ :

$$U_6 = U_{R_3} + U_{6э0};$$

Эффект термостабилизации в этой схеме достигается:

– фиксацией потенциала  $U_6$  выбором тока базового делителя  $I_d \gg I_{60}$ ,  $U_6 \approx \text{const}$ ;

– введением по постоянному току ООС путем включения резистора  $R_3$ . На частотах сигнала эта ООС устраняется шунтированием резистора  $R_3$  емкостью  $C_3$ .



— рассчитываем номиналы резисторов базового делителя:

$$R_{61} = U_6 / I_d, \quad R_{62} = \frac{E_k - U_6}{I_d + I_{60}},$$

где  $E_k = U_{k0} + U_{R_3} + I_{k0}R_k$ ,  $R_k$  определяется при расчете сигнальных параметров каскада.

Коэффициенты термостабилизации для этой схемы:

$$S_{T1} \approx 1 / (1 + S_0 R_3), \quad S_{T2} \approx \frac{1}{H_{21\beta}} \left( 1 + \frac{R_{12}}{R_3} \right).$$

Здесь  $R_{12}$  — параллельное соединение резисторов  $R_{61}$  и  $R_{62}$ .

Для каскадов повышенной мощности следует учитывать требования экономичности при выборе  $I_d$  и  $U_{R_3}$ .

Анализ полученных выражений показывает, что для улучшения термостабильности каскада следует увеличивать номинал  $R_3$  и уменьшать  $R_{12}$ .

Для целей термостабилизации каскада иногда используют **термокомпенсацию**. Принципиальная схема каскада с термокомпенсацией приведена на рис. 2.21.

Здесь в цепь базы транзистора включен прямосмещенный диод  $D$ , температурный коэффициент стабилизации напряжения (ТКН) которого равен ТКН эмиттерного перехода БТ. При изменении температуры окружающей среды напряжение  $U_{6\text{э}0}$  и напряжение на диоде  $\Delta\varphi_0$  будут меняться одинаково, в результате чего ток покоя базы  $I_{60}$  останется постоянным.

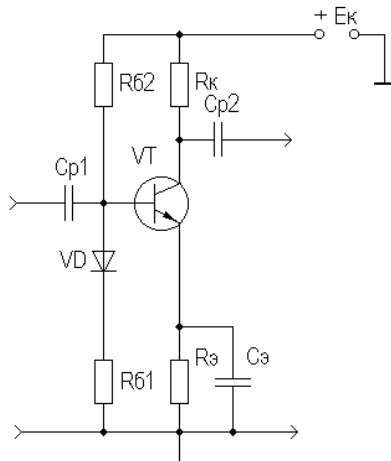
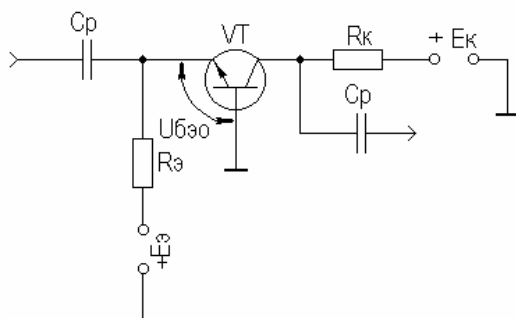


Рис. 2.21. Каскад с термокомпенсацией

Применение этого метода особенно эффективно в каскадах на кремниевых транзисторах, где основную нестабильность тока коллектора порождает  $\Delta U_{6T}$  (из-за относительной малости  $\Delta I_{K60}$ ). Наилучшая реализация этого метода термокомпенсации достигается в ИМС, где оба перехода естественным образом локализируются в пределах одного кристалла и имеют совершенно одинаковые параметры. Возможно применение других термокомпенсирующих элементов и цепей, например использующих сочетания БТ и ПТ. Большой класс цепей, питающих БТ, составляют **схемы с двумя источниками питания**, пример одной из них приведен на рис. 2.22.

По сути, это схема эмиттерной термостабилизации, у которой «жестко» зафиксирован потенциал  $U_6$ ,  $R_3 = \frac{E_3 - U_{630}}{I_{30}}$ ,

$$\text{а } S_{T2} \approx 1/H_{213}.$$



Следует отметить возможность применения данных схем термостабилизации при любой схеме использования БТ в любой комбинации.

Рис. 2.22. Каскад с дуполярным питанием

## 2.7. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с ОБ

Вариант схемы каскада с ОБ с эмиттерной схемой термостабилизации приведен на рис. 2.23, схема каскада для частот сигнала — на рис. 2.24.

Каскад с ОБ называют еще «повторителем тока», так как коэффициент передачи по току этого каскада меньше единицы:

$$K_I = I_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВХ}} = I_K / I_3 = H_{213} / (1 + H_{213}) = H_{216}.$$

При подаче на эмиттер положительной полуволны синусоидального входного сигнала будет уменьшаться ток эмиттера, а следовательно, и ток коллектора. В результате падение

напряжение на  $R_k$  уменьшится, а напряжение на коллекторе увеличится, т.е. произойдет формирование положительной полуволны выходного синусоидального напряжения. Таким образом, каскад с ОБ не инвертирует входной сигнал.

Анализ работы усилительного каскада с ОБ по входным и выходным динамическим характеристикам можно провести аналогично разд. 2.5.

Для расчета параметров каскада с ОБ по переменному току используем методику разд. 2.3, а БТ представим моделью, предложенной в разд. 2.4.1.

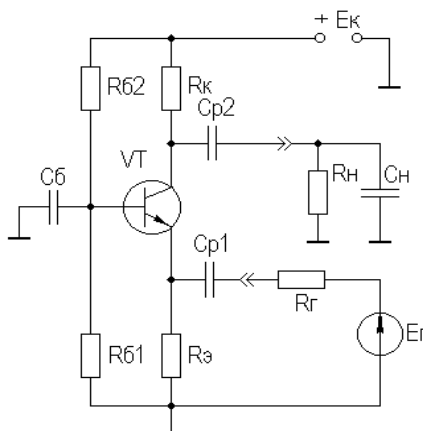


Рис. 2.23. Усилительный каскад с ОБ

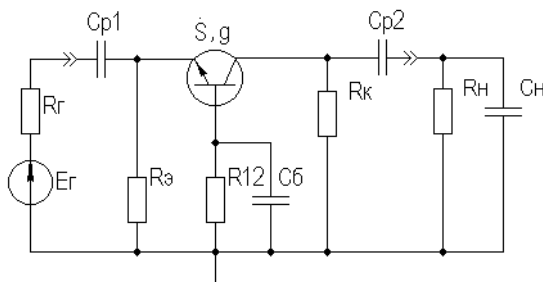


Рис. 2.24. Схема каскада с ОБ для частот сигнала

Представим каскад с ОБ схемами для областей СЧ, ВЧ и НЧ (рис. 2.25):

Проведя анализ, получим **для области СЧ**:

$$K_0 = S_0 R_{\text{ЭКВ}},$$

где  $R_{\text{ЭКВ}} \approx R_k \parallel R_H$ ;

$$g_{\text{ВХ}} = (S_0 + g) + G_{\text{э}} \approx S_0;$$

$$G_{\text{э}} = 1/R_{\text{э}}, \text{ обычно } S_0 \gg g \text{ и } G_{\text{э}};$$

$$g_{\text{ВЫХ}} \approx g_k = 1/R_k.$$

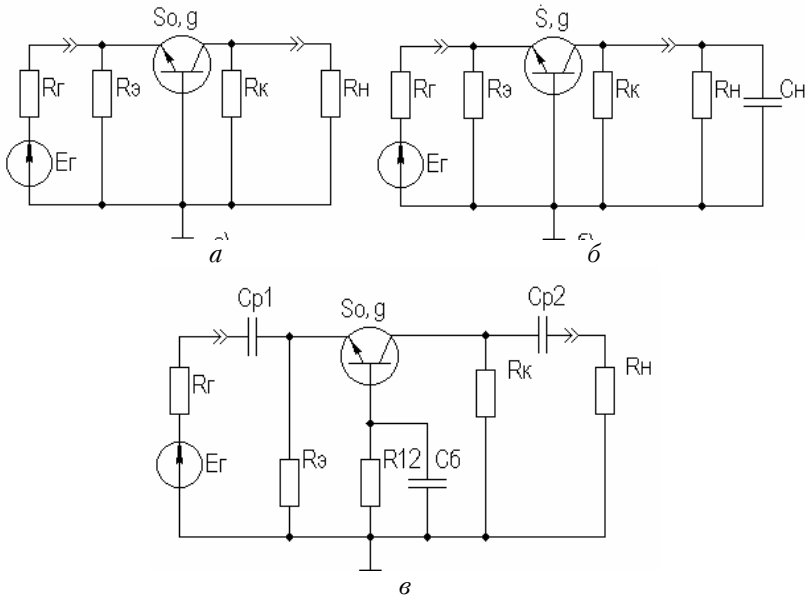


Рис. 2.25. Схемы каскада с ОБ для СЧ, ВЧ и НЧ

Эти соотношения получены в предположении, что низкочастотное значение внутренней проводимости транзистора  $g_{22э}$  много меньше  $g_k$  и  $g_n$ . **Это условие (если не будет оговорено особо) будет действовать и при дальнейшем анализе усилительных каскадов на БТ.** Такое допущение справедливо потому, что БТ является токовым прибором и особенно эффективен при работе на низкоомную нагрузку.

В области ВЧ получим

$$\dot{K}_в \approx \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_в},$$

где  $\tau_в$  — постоянная времени каскада в области ВЧ, определяемая аналогично ОЭ;

$$\dot{Y}_{вых} \approx g_k + j\omega C_{вых},$$

$C_{вых}$  — выходная емкость каскада,  $C_{вых} = C_k S_0 r_0$ ;

$$\dot{Y}_{\text{вх}} \approx \dot{S} = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau} = \frac{S_0}{1 + j\omega\alpha},$$

т.е. модуль входной проводимости уменьшается с ростом частоты, что позволяет сделать вывод об индуктивном характере входной проводимости каскада с ОБ на ВЧ. Количественно индуктивную составляющую входного импеданса можно оценить следующим образом:

$$L_{\text{вхОБ}} = r_6 / 2\pi f_T m,$$

где  $m = (1, 2 \dots 1, 6)$ .

Выражения для относительного коэффициента передачи  $Y_{\text{в}}$  коэффициента частотных искажений  $M_{\text{в}}$  и соотношения для построения АЧХ и ФЧХ каскада с ОБ аналогичны приведенным в разд. 2.5 для каскада с ОЭ.

В **области НЧ** получим:

$$K_{\text{н}} = K_0 / (1 + 1 / j\omega\tau_{\text{н}}),$$

где  $\tau_{\text{н}}$  – постоянная времени разделительной цепи в области НЧ.

Далее все так же, как для каскада с ОЭ, за исключением расчета базовой блокировочной цепи, постоянная времени которой приближенно оценивается следующей формулой:

$$\tau_{\text{нб}} \approx C_6 / g,$$

сопротивление БТ со стороны базы приблизительно равно  $1/g$ , а влиянием  $R_{12}$  можно пренебречь, обычно  $R_{12} \gg 1/g$ .

## 2.8. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с ОК

Схема каскада с ОК с эмиттерной схемой термостабилизацией приведена на рис. 2.26.

Схема для частот сигнала изображена на рис. 2.27.

Каскад с ОК называют еще «повторителем напряжения» или «эмиттерным повторителем», так как коэффициент передачи по напряжению этого каскада меньше единицы, что вытекает из его дальнейшего анализа.

При подаче на базу положительной полуволны входного синусоидального сигнала будет увеличиваться ток коллектора и, следовательно, ток эмиттера. В результате падение напряжения на  $R_3$  увеличится, т.е. произойдет формирование по-

ложительной полуволны выходного напряжения. Таким образом, каскад с ОК не инвертирует входной сигнал.

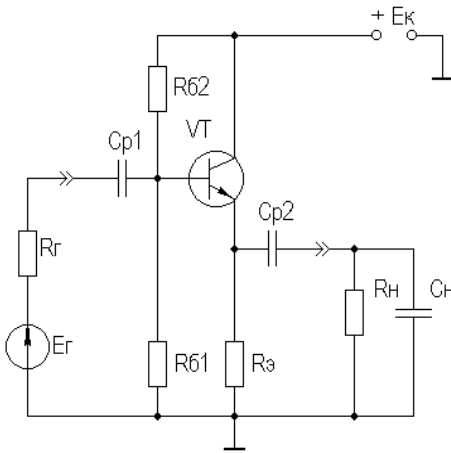


Рис. 2.26. Усилительный каскад с ОК

Напряжение сигнала, приложенное к эмиттерному переходу, является разностью между  $U_{ВХ}$  и  $U_{ВЫХ}$ . Чем больше и  $U_{ВЫХ}$  (при заданном  $U_{ВХ}$ ), тем меньше окажется напряжение, приложенное к эмиттерному переходу, что будет приводить к уменьшению тока эмиттера и, соответственно, к уменьшению  $U_{ВЫХ}$ , т.е. в каскаде с ОК проявляется действие ООС, причем 100%-й.

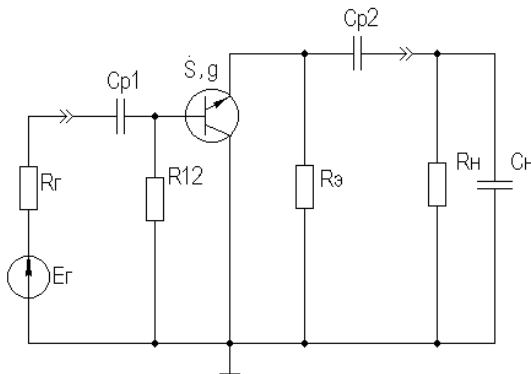


Рис. 2.27. Схема каскада с ОК для частот сигнала

Анализ работы усилительного каскада с ОК по входным и выходным динамическим характеристикам проводится как для ОЭ (см. разд. 2.5).

Для расчета параметров каскада с ОК по переменному току используем методику разд. 2.3, а БТ представлять моделью, предложенной в подразд. 2.4.1.

Представим каскад с ОК схемами для областей СЧ, ВЧ и НЧ (рис. 2.28):

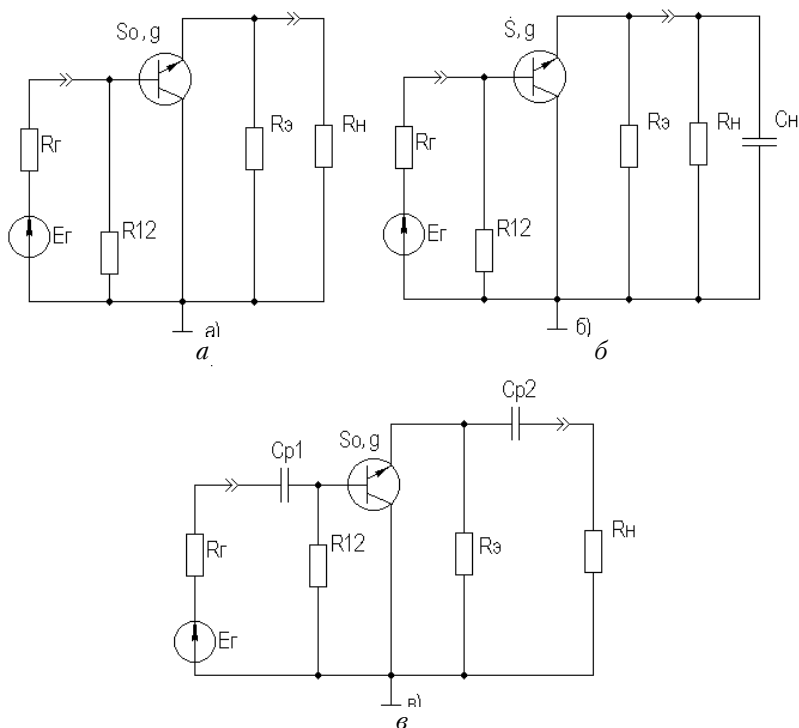


Рис. 2.28. Схема каскада с ОК для СЧ, ВЧ и НЧ

Проведя анализ, получим **для области СЧ**:

$$K_0 = \frac{S_0 R_{\text{ЭКВ}}}{F},$$

где  $R_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{э}} \parallel R_{\text{н}}$ ;  $F = 1 + S_0 R_{\text{ЭКВ}}$  – глубина ООС;

$$R_{\text{ВХ}} = R_{12} \parallel R_{\text{ВХТ}},$$

$R_{\text{ВХТ}}$  – входное сопротивление собственно транзистора,

$$R_{\text{ВХТ}} = r_{\text{г}} + (1 + H_{21\text{э}})(r_{\text{э}} + \Delta r + R_{\text{ЭКВ}});$$

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{э}} \parallel R_{\text{ВЫХТ}},$$

$R_{\text{ВЫХТ}}$  – выходное сопротивление собственно транзистора,

$$R_{\text{ВЫХ Т}} = \frac{1}{S_0 + g} + \frac{R_6}{1 + H_{21\text{э}}} \approx 1/S_0,$$

так как  $S_0 \gg g$  и при работе каскада от низкоомного источника сигнала (при этом  $R_6 = R_{12} \parallel R_{\Gamma}$ ) второе слагаемое оказывается существенно меньше первого. В целом

$$R_{\text{ВЫХ}} \approx 1/S_0,$$

потому что, как правило,  $R_{\text{э}} \gg 1/S_0$ .

**В области ВЧ** получим:

$$\dot{K}_{\text{В}} \approx \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_{\text{ВОК}}/F},$$

где  $\tau_{\text{ВОК}}$  — постоянная времени каскада в области ВЧ,  $\tau_{\text{ВОК}} = (\tau + C_{\text{Н}}R_{\text{ЭКВ}})/F$ ;  $\tau$  — постоянная времени БТ;

$$Y_{\text{ВХ}} \approx 1/R_{12} + (1/R_{\text{ВХ Т}} + j\omega C_{\text{ВХ ДИН}}),$$

$C_{\text{ВХ ДИН}} = C_{\text{К}} + C_{\text{Н}}/(H_{21\text{э}} + 1)$ , т.е. каскад с ОК имеет входную динамическую емкость меньшую, чем каскад с ОЭ;

$$\dot{Y}_{\text{ВЫХ}} \approx \dot{S} = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau} = \frac{S_0}{1 + j\omega\alpha},$$

т.е. модуль выходной проводимости уменьшается с ростом частоты, что позволяет сделать вывод об индуктивном характере выходной проводимости каскада с ОК на ВЧ. Количество индуктивную составляющую выходного импеданса можно оценить следующим образом:

$$L_{\text{ВЫХОК}} = r_6 / 2\pi f_{\text{T}} m,$$

где  $m = (1, 2 \dots 1, 6)$ .

Выражения для относительного коэффициента передачи  $Y_{\text{В}}$  и коэффициента частотных искажений  $M_{\text{В}}$  и соотношения для построения АЧХ и ФЧХ каскада с ОК аналогичны приведенным в разд. 2.5 для каскада с ОЭ.

**В области НЧ** получим

$$K_{\text{Н}} = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_{\text{Н}}),$$

где  $\tau_{\text{Н}}$  — постоянная времени разделительной цепи в области НЧ. Далее все так же, как для каскада с ОЭ.

Характеристики БТ при различных схемах включения приведены в табл. 2.1.



Таблица 2.1

Характеристики БТ при различных схемах включения

Параметр	Схема		
	ОЭ	ОБ	ОК
$R_{вх}$	Сотни Ом	Единицы, десятки Ом	Единицы кОм
$R_{вых}$	Единицы кОм	Единицы кОм	Единицы, десятки Ом
$K_U$	$\gg 1$	$\gg 1$	$< 1$
$K_I$	$\gg 1$	$< 1$	$\gg 1$
$K_P$	$K_I K_U$	$\approx K_U$	$\approx K_I$

## 2.9. Усилительный каскад на полевом транзисторе с ОИ

Среди усилительных каскадов, выполненных на полевых транзисторах, наиболее широкое применение получил каскад, в котором ПТ включен по схеме с общим истоком. На рис. 2.29 приведена принципиальная схема наиболее распространенного варианта каскада с ОИ с цепью автосмещения, служащей для обеспечения режима работы ПТ по постоянному току.

Если БТ разделяется на два типа –  $p-n-p$  и  $n-p-n$ , отличающиеся противоположными полярностями питающих напряжений, то разновидностей ПТ существует, по меньшей мере, шесть. Рассмотрим схему рис. 2.29, где изображен ПТ с  $p-n$  переходом и  $n$ -каналом. Анализ каскадов на других типах ПТ будет отличаться лишь в незначительных деталях.

Выходные статические вольтамперные характеристики (ВАХ) ПТ представлены на рис. 2.30. В отличие от БТ, у ВАХ ПТ имеется значительная область управляемого сопротивления, в которой

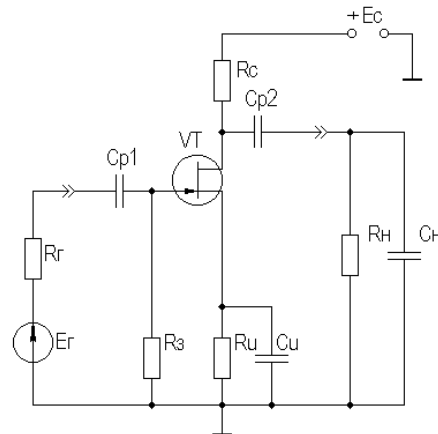


Рис. 2.29. Усилительный каскад с ОИ

возможно использование ПТ в качестве электронного управляемого резистора. В качестве усилительного элемента ПТ используется в области усиления.

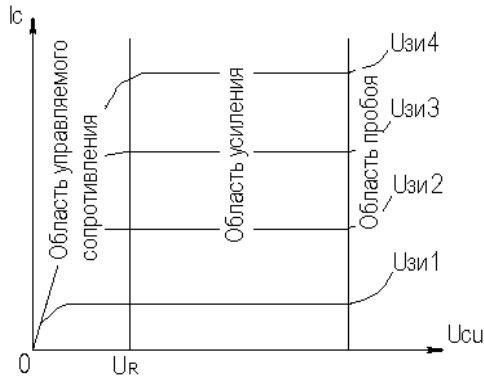


Рис. 2.30. Выходные статистические характеристики

В отсутствие входного сигнала каскад работает в режиме покоя. С помощью резистора  $R_{\text{н}}$  задается напряжение смещения  $U_{\text{зи}0} = I_{\text{с}0}R_{\text{н}}$ , которое определяет ток покоя стока  $I_{\text{с}0}$ .

Координаты рабочей точки определяются соотношениями:

$$U_{\text{с}0} \geq U_{\text{вых}} + U_{\text{R}},$$

где  $U_{\text{R}}$  — граница области управляемого сопротивления на выходных статических характеристиках транзистора (см. рис. 2.30),  $U_{\text{R}} \approx (1 \dots 2) \text{ В}$ ;

$$I_{\text{с}0} \geq U_{\text{вых}} / R_{\approx},$$

$R_{\approx} = R_{\text{с}} \parallel R_{\text{н}}$  — сопротивление нагрузки каскада по переменному току;

$$U_{\text{зи}0} = U_{\text{отс}} (1 - \sqrt{I_{\text{с}0} / I_{\text{си}}}),$$

$U_{\text{отс}}$  — напряжение отсечки;  $I_{\text{си}}$  — ток стока при  $U_{\text{зи}} = 0 \text{ В}$  (либо при  $U_{\text{зи}} = 2U_{\text{отс}}$  для ПТ в режиме обогащения, см. рис. 2.33 в разд. 2.10).

С помощью резистора  $R_{\text{н}}$ , помимо задания необходимого напряжения смещения, в каскад вводится ООС, способствующая термостабилизации (у ПТ, как и у БТ, наблюдается

сильная температурная зависимость параметров), на частотах сигнала эта ОС устраняется путем включения  $C_{II}$ .

Графически проиллюстрировать работу каскада с ОИ можно, используя проходные и выходные статические характеристики ПТ, путем построения его динамических характеристик. Построение во многом аналогично каскаду с ОЭ и отдельно не рассматривается.

Нетрудно показать, что каскад с ОИ, как и каскад с ОЭ, инвертирует входной сигнал.

На рис. 2.31 приведены соответственно малосигнальные схемы для областей СЧ, НЧ, и ВЧ.

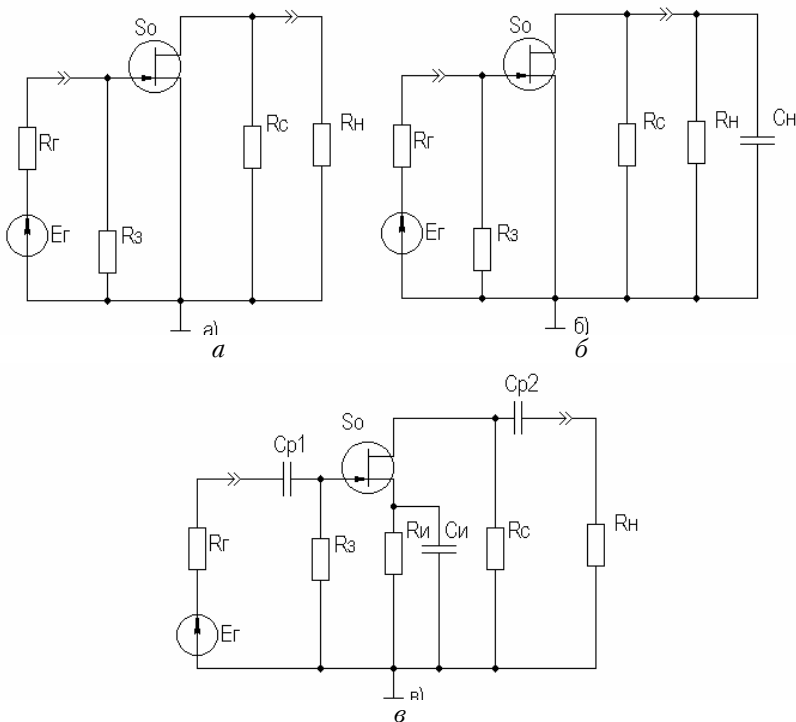


Рис. 2.31. Схемы каскада с ОИ для СЧ, ВЧ и НЧ

Для расчета параметров усилительного каскада по переменному току удобно использовать методику, описанную в

разд. 2.3, а ПТ представить моделью, предложенной в подразд. 2.4.2.

В результате расчета в **области СЧ** получим

$$K_0 = S_0 R_{\text{ЭКВ}},$$

где  $R_{\text{ЭКВ}} \approx R_c \parallel R_H$ ;

$$g_{\text{ВХ}} \approx 1/R_3, \quad g_{\text{ВЫХ}} \approx g_c = 1/R_c.$$

Эти соотношения получены в предположении, что низкочастотное значение внутренней проводимости транзистора  $g_{22\text{э}}$  много меньше  $g_c$  и  $g_H$ . **Это условие (если не будет оговорено особо) будет действовать и при дальнейшем анализе усилительных каскадов на ПТ.**

В **области ВЧ** получим

$$\dot{K}_B \approx \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B},$$

где  $\tau_B$  — постоянная времени каскада в области ВЧ,  $\tau_B \approx C_H R_{\text{ЭКВ}}$ ;

$$\dot{Y}_{\text{ВХ}} \approx g_3 + j\omega C_{\text{ВХ дин}},$$

$$C_{\text{ВХ дин}} = C_{3и} + C_{3с}(1 + K_0);$$

$$\dot{Y}_{\text{ВЫХ}} \approx g_c + j\omega C_{\text{СИ}}.$$

Выражения для относительного коэффициента передачи  $Y_B$  коэффициента частотных искажений  $M_B$  и соотношения для построения АЧХ и ФЧХ каскада с ОК аналогичны приведенным в разделе 2.5 для каскада с ОЭ.

В **области НЧ** получим

$$K_H = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_H),$$

где  $\tau_H$  — постоянная времени разделительной цепи в области НЧ. Далее все так же, как для каскада с ОЭ.

## 2.10. Термостабилизация режима каскада на ПТ

Различают, по крайней мере, шесть типов ПТ, показанных на рис. 2.32.

Проходные характеристики  $n$ -канальных ПТ в режиме обогащения, смешанном и обеднения приведены соответственно на рис. 2.33 для  $p$ -канальных ПТ они будут отличаться противоположной полярностью питающих напряжений.

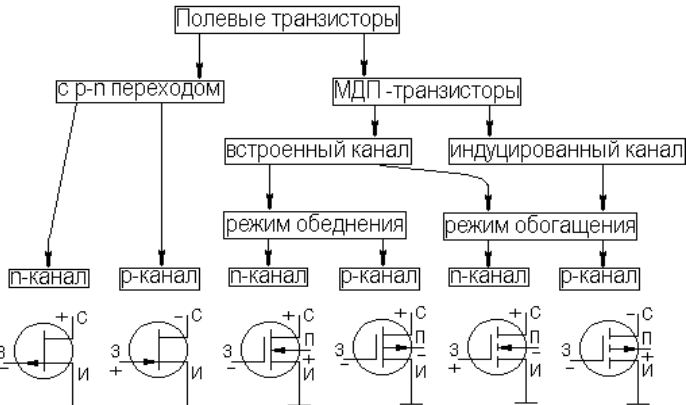


Рис. 2.32. Основные типы ПТ: з – затвор; с – исток; п – подложка (обычно соединенная с истоком)

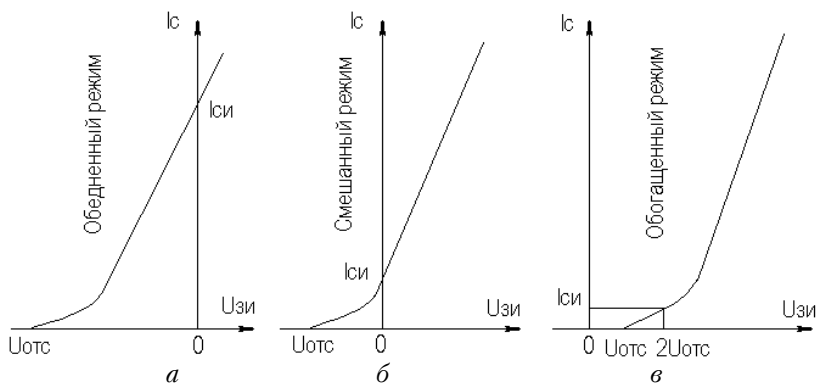


Рис. 2.33. Проходные характеристики ПТ

С помощью рассмотренной схемы автосмещения (см. рис. 2.29) возможно обеспечение требуемого режима по постоянному току для ПТ, имеющих проходную характеристику, изображенную на рис. 2.33, а, и (при отрицательном смещении) – на рис. 2.33, б. Более универсальной схемой питания ПТ является схема с делителем в цепи затвора (рис. 2.34), способная обеспечить любую полярность напряжения смещения  $U_{зи0}$ .

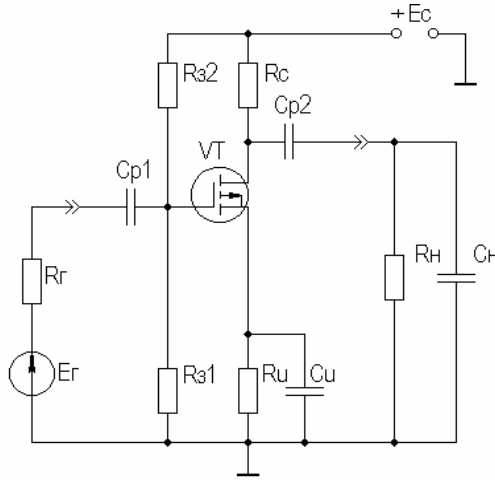


Рис. 2.34. Схема питания ПТ с делителем в цепи затвора

В [1] приведен ряд полезных практических соотношений:

$$S_0 = \frac{2\sqrt{I_{сн} I_{c0}}}{|U_{отс}|}, \quad S_{сн} = \frac{2I_{сн}}{|U_{отс}|},$$

где соответствующие токи показаны на рис. 2.33, а  $S_{сн}$  — крутизна при токе стока, равном  $I_{сн}$ .

В ПТ температурная нестабильность тока стока обусловлена следующими факторами (при росте температуры):

— увеличением тока стока за счет теплового смещения проходных характеристик (как и в БТ) при малых значениях тока покоя стока  $I_{c0}$ ;

— уменьшением тока стока за счет удельного сопротивления канала в широком диапазоне изменения тока покоя стока  $I_{c0}$ .

Следовательно, у некоторых типов ПТ возможно существование термостабильной точки покоя (рис. 2.35).

Координаты термостабильной точки и соответствующую им крутизну можно приблизительно оценить по следующим соотношениям [1]:

$$U_{зТ} \approx U_{отс} - 0,63 \text{ В};$$

$$I_{сТ} = 0,4I_{сн} / U_{отс}^2 \approx (0,1 \dots 0,6) \text{ мА};$$

$$S_{0Т} \approx I_{сТ} / 0,32.$$

Поскольку ток  $I_{cT}$  относительно мал, можно сделать вывод, что в широком диапазоне изменений тока стока последний уменьшается с ростом температуры.

Рассмотренные основные схемы питания ПТ осуществляют термостабилизацию режима за счет ООС (последовательной по постоянному току) аналогично каскаду на БТ, т.е. уход тока стока уменьшается в  $(1+S_0R_{н})$  раз. Собственно  $\Delta I_{c0}$  определяется по справочным данным, составляющую теплового смещения проходных характеристик можно определить по аналогии с БТ. Отрицательная температурная зависимость тока стока ПТ может быть использована в целях термокомпенсации каскадов на БТ.

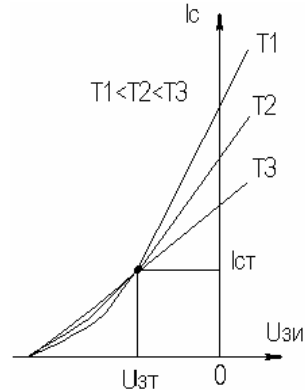


Рис. 2.35. Температурная зависимость тока стока

## 2.11. Усилительный каскад на полевом транзисторе с ОС

Вариант схемы каскада с ОС с автосмещением приведен на рис. 2.36, схемы для областей СЧ, ВЧ и НЧ приведены на рис. 2.37.

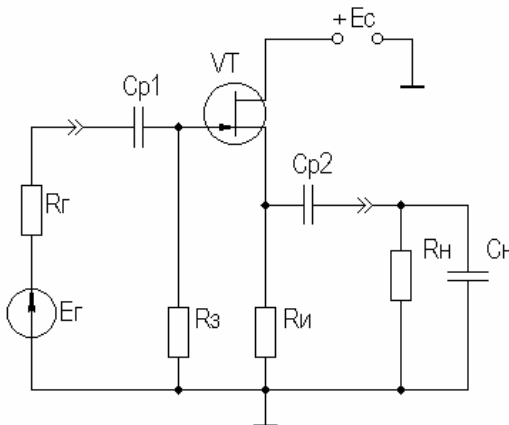


Рис. 2.36. Усилительный каскад ОС

Каскад с ОС называют еще «истоковым повторителем» или «повторителем напряжения, так как аналогично каскаду с ОК можно показать, что коэффициент передачи по напряжению этого каскада меньше единицы каскад с ОС не инвертирует фазу входного сигнала.

Графический анализ работы усилительного каскада с ОС проводится как для ОЭ (см. разд. 2.5).

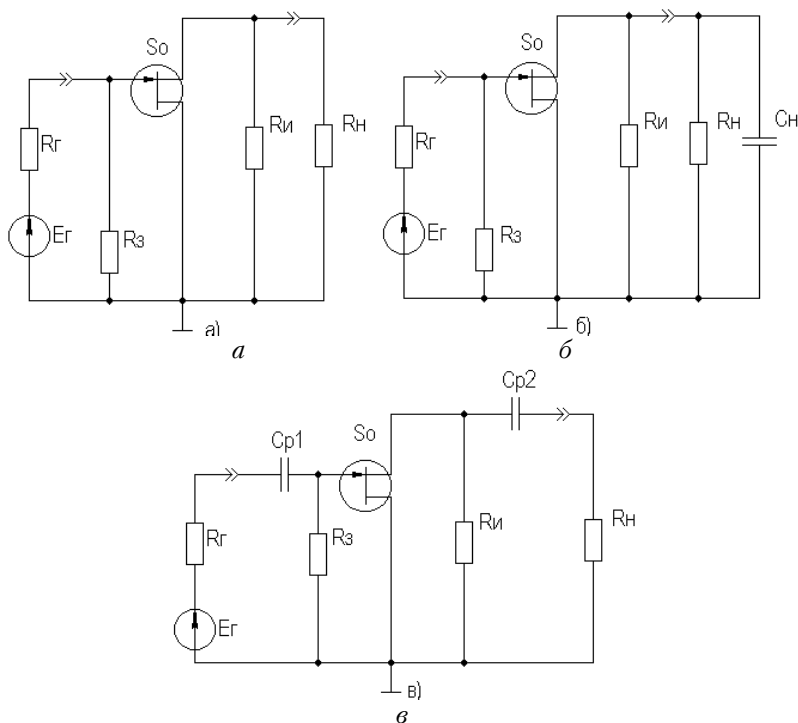


Рис. 2.37. Схемы каскада с ОС для СЧ, ВЧ и НЧ

Для расчета параметров каскада с ОС по переменному току используем методику разд. 2.3, а ПТ представим моделью, предложенной в подразд. 2.4.2.

Проведя анализ, получим **для области СЧ**:

$$K_0 = \frac{S_0 R_{\text{ЭКВ}}}{F},$$



где  $R_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{И}} \parallel R_{\text{Н}}$ ;  $F = 1 + S_0 R_{\text{ЭКВ}}$  — глубина ООС;

$$R_{\text{ВХ}} \approx R_{\text{З}}, \quad R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{И}} \parallel R_{\text{ВЫХ Т}},$$

$R_{\text{ВЫХ Т}}$  — выходное сопротивление собственно транзистора,

$$R_{\text{ВЫХ Т}} \approx 1/S_0.$$

В целом

$$R_{\text{ВЫХ}} \approx 1/S_0,$$

потому что, как правило,  $R_{\text{И}} \gg 1/S_0$ .

**В области ВЧ** получим

$$\dot{K}_{\text{В}} \approx \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_{\text{В}}/F},$$

где  $\tau_{\text{В}}$  — постоянная времени каскада в области ВЧ, определяемая аналогично ОИ;

$$Y_{\text{ВХ}} \approx 1/R_{\text{З}} + j\omega C_{\text{ВХ ДИН}},$$

$$C_{\text{ВХ ДИН}} = C_{\text{ЗН}} + C_{\text{Н}}(K_0 + 1);$$

$$\dot{Y}_{\text{ВЫХ}} \approx S_0 + j\omega C_{\text{СН}}.$$

Выражения для относительного коэффициента передачи, коэффициента частотных искажений  $M_{\text{В}}$  и соотношения для построения АЧХ и ФЧХ каскада с ОК аналогичны приведенным в разд. 2.5 для каскада с ОЭ.

**В области НЧ** получим

$$K_{\text{Н}} = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_{\text{Н}}),$$

где  $\tau_{\text{Н}}$  — постоянная времени разделительной цепи в области НЧ. Далее все так же, как для каскада с ОИ.

Усилительный каскад с ОЗ (рис. 2.38) на практике используется редко, поэтому отдельно рассматриваться не будет. Отметим только, входное сопротивление каскада определяется аналогично выходному для истокового повторителя ( $\approx 1/S_0$ ), а остальные параметры — аналогично ОИ.

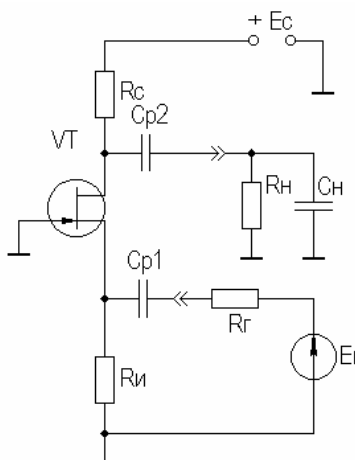


Рис. 2.38. Усилительный каскад с ОЗ

Характеристики ПТ при различных схемах включения приведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

**Характеристики ПТ при различных схемах включения**

Параметр	Схема		
	ОИ	ОЗ	ОС
$R_{вх}$	Единицы МОм	Единицы, десятки Ом	Единицы МОм
$R_{вых}$	Единицы кОм	Единицы кОм	Единицы, десятки Ом
$K_U$	$\gg 1$	$\gg 1$	$< 1$
$K_I$	—	$\cong 1$	—

## 2.12. Временные характеристики усилительных каскадов

### 2.12.1. Метод анализа импульсных искажений

Рассмотренные усилительные каскады могут быть использованы для усиления импульсных сигналов. Для оценки искажений формы усиливаемых импульсных сигналов необходимо рассмотреть переходные процессы в усилительных каскадах. При анализе переходных процессов будем считать каскады линейными, т.е. амплитуда сигналов в них существенно меньше постоянных составляющих токов и напряжений в рабочей точке. В этом случае наиболее удобным методом анализа является преобразование Лапласа (операторный метод).

Временной процесс в электрической цепи описывается системой интегродифференциальных уравнений (СИДУ). Применяя прямое преобразование Лапласа (ППЛ), приводят СИДУ к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), которая просто решается относительно некоторой промежуточной функции, по которой с помощью обратного преобразования Лапласа (ОПЛ) находится решение для исходной СИДУ.

ППЛ функции вещественного переменного  $f(t)$  («оригинала») служит для нахождения преобразованной функции  $f(p)$  («изображения») и определяется соотношением

$$\int_0^{\infty} f(t) \exp(-pt) dt = f(p) \cdot$$

ОПЛ определяется формулой




$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-\infty}^{c+\infty} f(p) \exp(pt) dp \quad (t \geq 0),$$

где  $p = \alpha + j\omega$ .

Практически «оригинал»  $f(t)$  находят по изображению  $f(p)$  с помощью таблиц [6], три примера приведены в табл. 2.3.

Таблица 2.3

**Обратное преобразование Лапласа**

$f(p)$	$f(t)$	Вид $f(t)$
$\frac{1}{p}$	1	
$\frac{1}{p(p+b)}$	$\frac{1-e^{-bt}}{b}$	
$\frac{1}{p+b}$	$e^{-bt}$	

Из теоремы о предельных значениях следует, что если  $f(t) \equiv f(p)$ , то

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{p \rightarrow 0} pf(p),$$

$$\lim_{t \rightarrow 0} f(t) = \lim_{p \rightarrow \infty} pf(p).$$

Применительно ПХ  $h(t)$  получим

$$\lim_{t \rightarrow \infty} h(t) = \lim_{p \rightarrow 0} Y(p),$$

$$\lim_{t \rightarrow 0} h(t) = \lim_{p \rightarrow \infty} Y(p),$$

где  $Y(p)$  получается из АЧХ заменой  $j\omega$  на  $p$  и с учетом того, что «изображение» единичного скачка равно  $1/p$  (см. табл. 2.3).

Из последнего выражения следует, что при временном анализе усилительного каскада возможно отдельное рассмотрение областей малых времен (МВ) и больших времен (БВ) по схемам каскада для областей ВЧ и НЧ соответственно и нахождения  $t_y$  и  $\Delta$  (см. рис. 2.5).

Итак, анализ усилительных каскадов при импульсных сигналах сводится к следующим операциям:

- зная  $Y(j\omega)$ , заменой  $j\omega$  на  $p$  и делением на  $p$  полученного выражения переводят его в «изображение» ПХ  $h(p)$ ;
- пользуясь таблицей, по  $h(p)$  находят «оригинал» ПХ  $h(t)$ ;
- рассматривая  $h(t)$  для схемы каскада в ВЧ-области, находят  $t_y$ ,  $\delta$  и их зависимость от элементов;
- рассматривая  $h(t)$  для схемы каскада в НЧ-области, находят  $\Delta$  и его зависимость от элементов;
- исходя из допустимых искажений импульсного сигнала, получают формулы для выбора элементов схемы каскада.

Из-за сильного изменения параметров транзистора от тока при больших амплитудах импульсного сигнала (одного порядка с амплитудами напряжения и тока в рабочей точке) и использовании упрощенных моделей ПТ и БТ (до  $0,5f_T$ ), что не позволяет вести учет высших гармонических составляющих спектра сигнала, вносящих существенный вклад в искажения формы сигнала, эскизный расчет усилительных каскадов во временной области характеризуется большей (в сравнении с расчетом в частотной области) погрешностью.

В какой-то степени скорректировать погрешность можно путем учета времени запаздывания  $t_3$  (см. рис. 2.4) и усреднением параметров транзистора за время действия импульсного сигнала (рис. 2.39).

В отличие от усилительных каскадов гармонических сигналов, при выборе транзисторов для импульсных каскадов следует учитывать полярность выходного сигнала при выборе типа проводимости транзистора с целью экономии энергии источника питания. Если ИУ предназначен для усиления однополярного сигнала, то с энергетических соображений рекомендуется брать транзистор проводимости  $p-n-p$  для выходного сигнала положительной полярности  $n-p-n$  — для отрицательной.

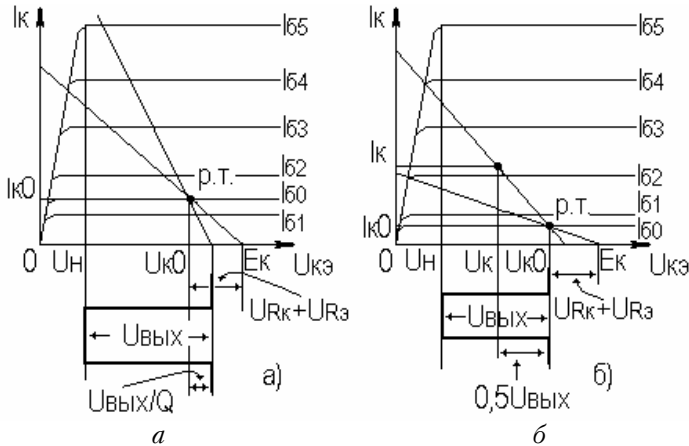


Рис. 2.39. Выходные ДХ каскада с ОЭ импульсного усилителя

На рис. 2.39, *а* проиллюстрирован процесс выбора рабочей точки для импульсных сигналов с малой скважностью ( $Q \leq 10$ ). Скважность  $Q$  определяется как отношение длительности периода следования импульсов к их длительности. Определить координаты рабочей точки (и точки, для которой рассчитываются параметры транзистора) можно, используя следующие соотношения:

$$I_{к0} \geq \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\approx Q}}; \quad U_{к0} \geq U_{\text{Н}} + U_{\text{ВЫХ}} \left( \frac{Q-1}{Q} \right).$$

На рис. 2.39, *б* проиллюстрирован процесс выбора рабочей точки для импульсных сигналов с большой скважностью ( $Q > 10$ ). Определить координаты рабочей точки можно, используя следующее соотношение:

$$U_{к0} \geq U_{\text{Н}} + U_{\text{ВЫХ}}.$$

Выбор  $I_{к0}$  ограничен снизу нелинейной областью характеристик транзистора и необходимым допуском на возможное его уменьшение при изменении температуры, обычно  $I_{к0} \approx (3 \dots 10) \text{ мА}$ .

Расчет усредненных параметров транзистора в этом случае следует вести для точки с координатами:

$$U_{\text{К}} \geq U_{\text{Н}} + 0,5U_{\text{ВЫХ}}; \quad I_{\text{К}} \geq \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{2R_{\approx}}.$$

Для импульсных сигналов типа «меандр» ( $Q = 2$ ) выбор рабочей точки и типа проводимости транзистора аналогичен случаю гармонического сигнала.

Хотя приведенные выше соотношения ориентированы на БТ, на них следует ориентироваться и при расчете каскадов на ПТ, учитывая особенности последних.

### 2.12.2. Анализ усилительных каскадов в области малых времен

Выражение для относительного коэффициента передачи усилительных каскадов на БТ и ПТ в области ВЧ имеет вид

$$Y_B(j\omega) = 1/(1 + j\omega\tau_B).$$

Получим выражение для переходной характеристики:

$$h_B(p) = Y_B(p)/p = 1/p(1 + p\tau_B).$$

По табл. 2.3 получим «оригинал»:

$$h_B(t) = 1 - \exp(-t/\tau_B).$$

Воспользовавшись определением времени установления (см. рис. 2.4), получим

$$h_B(t_1) = -\exp(-t_1/\tau_B) = 0,1,$$

отсюда  $\exp(-t_1/\tau_B) = 0,9$ ;

$$h_B(t_2) = -\exp(-t_2/\tau_B) = 0,9,$$

отсюда  $\exp(-t_2/\tau_B) = 0,1$ ; тогда  $\exp[(t_2 - t_1)/\tau_B] = \exp(t_1/\tau_B) = 9$ ;

и окончательно получаем

$$t_y = 2,2\tau_B.$$

Из анализа выражения для  $h_B(t)$  следует, что процесс установления амплитуды заканчивается через  $t = (3...4)\tau_B$ , следовательно, чтобы не было уменьшения  $K_0$  каскада из-за недостижения установившегося режима, необходимо, чтобы длительность импульса была

$$T_H \geq (3...4)\tau_B.$$

Учесть время запаздывания  $t_3$  для каскада на БТ можно следующим образом:

$$t_3 \approx \frac{0,23\tau}{S_0 r_6}.$$

### 2.12.3. Анализ усилительных каскадов в области больших времен

Выражение для относительного коэффициента передачи усилительных каскадов на БТ и ПТ в области НЧ имеет вид

$$Y_H(j\omega) = j\omega\tau_H / (1 + j\omega\tau_H).$$

Получим выражение для переходной характеристики:

$$h_H(p) = Y_H(p) / p = \tau_H / (1 + p\tau_H).$$

По табл. 2.3 получим «оригинал»:

$$h_H(t) = -\exp(-t/\tau_H).$$

При  $T_H \leq \tau_H$ , разлагая  $h_H(t)$  в степенной ряд и ограничившись двумя членами, при  $t = T_H$  (рис. 2.40) получаем для случая малых искажений плоской вершины импульса ( $\Delta \leq 20\%$ ):

$$h_H(t) = \exp(-t/\tau_H) \approx 1 - T_H/\tau_H = 1 - \Delta,$$

откуда:

$$\Delta = T_H/\tau_H.$$

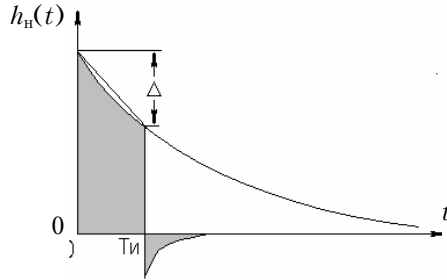


Рис. 2.40. Переходный процесс в области БВ

### 2.12.4. Связь временных и частотных характеристик усилительных каскадов

Поскольку временные и частотные характеристики каскадов выражаются через постоянные времени  $\tau_B$  и  $\tau_H$ , то легко получить связывающие их выражения. Итак:

$$f_B = 1/2\pi\tau_B, \quad f_H = 1/2\pi\tau_H, \quad t_y = 2,2\tau_B, \quad \Delta = T_H/\tau_H,$$

откуда при  $M_B = M_H = 3$  дБ получаем

$$f_B = 2,2/2\pi\tau_B = 0,35/t_y, \quad f_H = \Delta/2\pi T_H.$$

### 2.13. Простейшие схемы коррекции АЧХ и ПХ

Целью коррекции является расширение диапазона рабочих частот, как в области ВЧ, так и в области НЧ в усилителях гармонических сигналов либо уменьшение искажений в областях МВ и БВ в усилителях импульсных сигналов.

В **области ВЧ (МВ)** применяется простая параллельная индуктивная коррекция. Более сложные варианты индуктивной коррекции применяются редко из-за сложности настройки и трудности при реализации УУ в микроисполнении.

Схема каскада с простой параллельной индуктивной ВЧ-коррекцией на ПТ со схемой для области ВЧ (МВ) приведены на рис. 2.41.

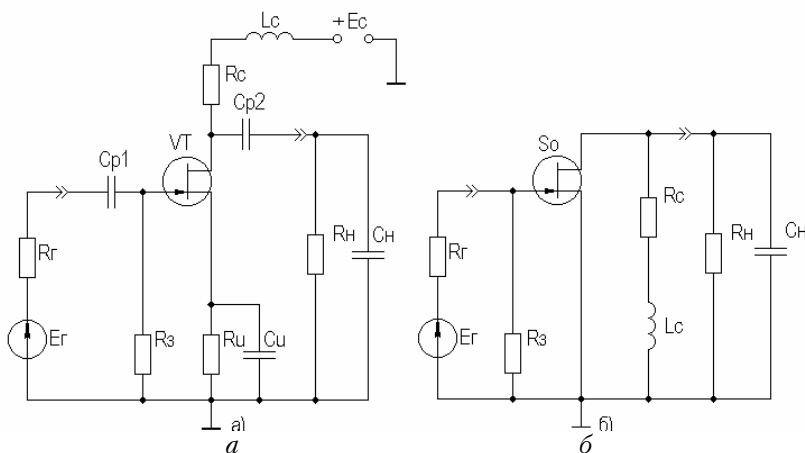


Рис. 2.41. Каскад на ПТ с простой параллельной индуктивной коррекцией

Физически эффект увеличения  $f_v$  объясняется относительным увеличением коэффициента передачи на ВЧ за счет увеличения эквивалентной нагрузки каскада (путем добавления индуктивного сопротивления  $Z_{L_c}$  в цепь стока). Эффект уменьшения  $t_y$  объясняется увеличением тока через емкость  $C_H$  (что сокращает время ее заряда и, следовательно, уменьшает  $t_y$ ) за счет того, что в начальный момент выходной ток транзистора практически весь направляется в цепь  $R_H C_H$ , его



ответвлению в стоковую цепь препятствует ЭДС самоиндукции в индуктивности  $L_c$ .

В [6] приводятся основные выражения для расчета каскадов с простой индуктивной параллельной ВЧ-коррекцией для случая, когда  $R_H \gg R_c$ , что практически всегда имеет место в промежуточных каскадах на ПТ:

$$Y_B(j\omega) = S_0 \dot{Z}_H / K_0 = \frac{1 + j\omega L_c / R_c}{1 + j\omega C_H R_c (1 + j\omega L_c / R_c)}.$$

После преобразования получаем:

$$\dot{Y}_B(j\Omega) = \frac{1 + jm\Omega}{(1 - m\Omega^2)^2 + j\Omega},$$

где  $\Omega$  – нормированная частота,  $\Omega = \omega\tau_B$ ,  $\tau_B = R_c C_H$ ;  $m$  – коэффициент коррекции, по физическому смыслу представляющий собой квадрат добротности ( $Q_K$ ) параллельного колебательного контура  $L_c R_c C_H R_H$  (см. рис. 2.41, б),  $m \approx L_c / (C_H R_c^2) = Q_K^2$ .

Модуль полученного выражения дает АЧХ скорректированного каскада:

$$Y_B(\Omega) = \sqrt{\frac{1 + m^2\Omega^2}{(1 - m\Omega^2)^2 + \Omega^2}}.$$

Максимально плоская АЧХ получается, когда  $m = 0,414$  [6]. Данное условие вытекает из равенства нулю производной  $Y_B(\Omega)$  при  $\Omega = 0$ , т.е. АЧХ не должна иметь наклона в точке  $\Omega = 0$ .

ФЧХ скорректированного каскада определяется выражением

$$\varphi_B = \arctg[(m-1)\Omega - m^2\Omega^3].$$

ФЧХ максимально линейна, если  $m = 0,322$  [6]. Добротность  $Q_K = 0,5$  соответствует границе между апериодическими и колебательными разрядами конденсатора контура  $L_c R_c C_H R_H$ , поэтому при  $m \leq 0,25$  выброса в ПХ не будет, так как не будет затухающих колебаний в контуре.

На рис. 2.42 приведены нормированные АЧХ и ПХ каскадов на ПТ с простой параллельной индуктивной коррекцией для различных коэффициентов коррекции  $m$ .

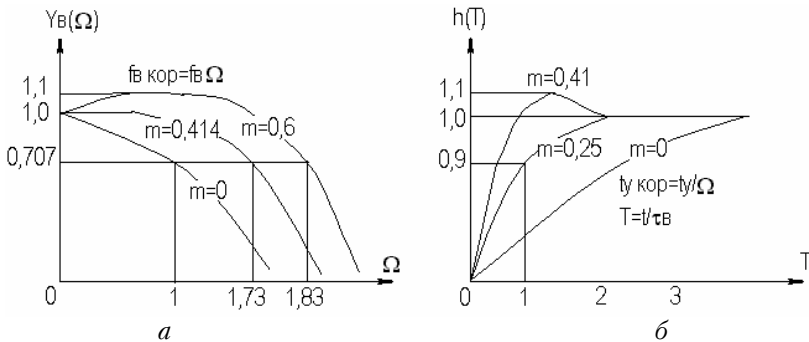


Рис. 2.42. АЧХ ПХ каскадов с простой параллельной индуктивной коррекцией

Для оценки эффективности УУ вводят понятие **площади усиления  $\Pi$**  для ШУ и **импульсной добротности  $D$**  для ИУ:

$$\Pi = K_0 f_{\text{в}}, \quad D = K_0 / t_y, \quad \Pi = 0,35D.$$

Как видно из рис. 2.42, максимальный выигрыш по этим параметрам в каскаде на ПТ для рассмотренного варианта коррекции и отсутствия подъема АЧХ на ВЧ (выброса ПХ в области МВ) составляет 1,73 раза [6]. Следует подчеркнуть, что данный выигрыш получается при условии, когда  $R_{\text{н}} \gg R_{\text{с}}$ , что обычно имеет место при использовании каскада на ПТ в качестве промежуточного в УУ.

В каскадах на БТ (схема не приводится ввиду ее подобия рис. 2.41) анализ эффективности простой параллельной индуктивной коррекции сложнее из-за необходимости учета частотной зависимости крутизны БТ,  $\dot{S} = S_0 / (1 + j\omega\tau)$ .

Выражение для относительного коэффициента передачи имеет вид [6]:

$$\dot{Y}_{\text{в}}(j\omega) = \frac{1 + j\omega m \tau_{\text{в}}}{1 + j\omega \tau_{\text{в}} (1 + j\omega m x \tau_{\text{в}})}.$$

Здесь  $\tau_{\text{в}} = \tau + \tau_1 + \tau_2$  — постоянная времени каскада без коррекции на ВЧ;  $m = L_{\text{с}} / (R_{\text{к}} \tau_{\text{в}})$  — коэффициент коррекции;  $x = (\tau + \tau_1) / \tau_{\text{в}}$  — отношение составляющих постоянной времени каскада.

Данное выражение не позволяет однозначно оценить выигрыш, даваемый простой параллельной индуктивной коррекцией в каскадах на БТ, поэтому либо приходится прибегать к помощи ЭВМ, либо пользоваться таблицами, приведенными, например, в [6]. Анализ показывает, что выигрыш в площади усиления (импульсной добротности) может достигать величины, равной  $0,5S_0r_G$ , т.е. величины, больше двух (теоретически до 20, практически 2...10).

Анализ также показывает, что простая параллельная индуктивная коррекция в каскаде на БТ наиболее эффективна при малых  $x$ , что соответствует случаю применения относительно низкочастотных транзисторов.

В целом же следует заметить, что, несмотря на некоторую эффективность, простая параллельная индуктивная коррекция в современной схемотехнике УУ используется редко. Это объясняется, в первую очередь, технологическими трудностями реализации индуктивностей в ИМС и сильной зависимостью эффекта коррекции от параметров транзистора, что требует подстройки схемы в случае их разброса. Возможно использование вместо катушки индуктивности индуктивного входного сопротивления каскада с ОБ (рис. 2.43).

Индуктивность транзистора VT2 между эмиттером и общим проводом равна:

$$L = (r_G + R) / 2\pi f_T k,$$

где  $k = (1,2 \dots 1,6)$ .

Резистор  $R$  служит для увеличения индуктивности и ее подстройки (при гибридно-пленочной технологии лазерной подгонкой или выносными резисторами).

В области НЧ (БВ) находит применение коррекция коллекторным (стоковым) фильтром.

Схема каскада с НЧ-коррекцией на БТ и его упрощенная (учитывающая влия-

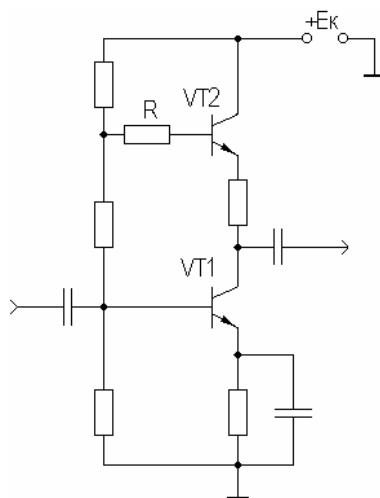


Рис. 2.43. Коррекция входным сопротивлением каскада с ОБ

ние только  $C_{p2}$ ) схема для области НЧ изображены на рис. 2.44.

Физически уменьшение  $f_H$  объясняется относительным увеличением коэффициента передачи в области НЧ за счет увеличения эквивалентной нагрузки каскада путем добавления емкостного сопротивления  $Z_{C\phi}$  в цепь коллектора на НЧ. Эффект уменьшения спада плоской вершины импульса  $\Delta$  поясняется эпюрами напряжения, приведенными на рис. 2.44, б.

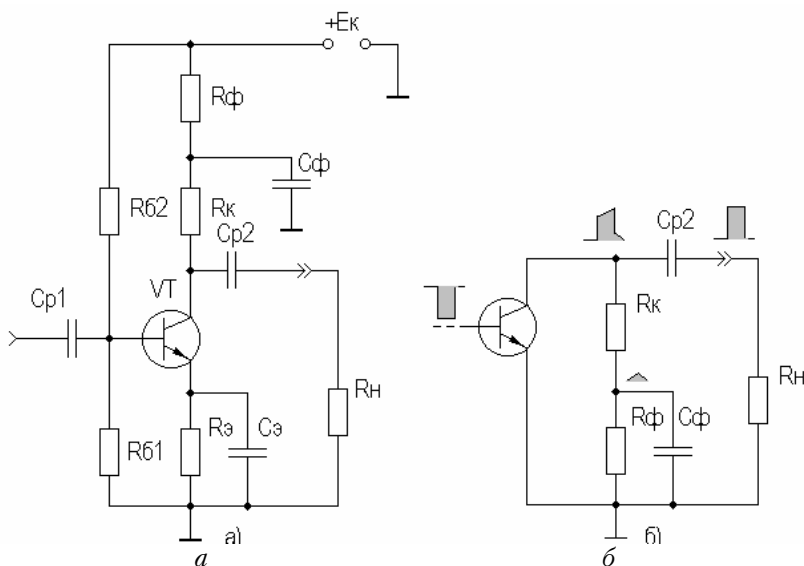


Рис. 2.44. Каскад на БТ с НЧ коррекцией

В идеальном случае, при  $R_{\phi} = \infty$ , условием коррекции будет равенство постоянных времен  $R_K C_{\phi}$  и  $R_H C_{p2}$  [6]. В реальных схемах рекомендуется брать  $R_{\phi} = (1...2)R_K$ , для подъема вершины импульса на (10...20)% можно воспользоваться соотношением

$$\Delta^{\uparrow} \approx T_H / (R_H C_{\phi}).$$

### 3. УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

#### 3.1. Общие сведения

Обратная связь (ОС) находит широкое применение в разнообразных АЭУ, в том числе и в УУ. В УУ введение ОС призвано улучшить ряд основных показателей или придать новые специфические свойства. Особую, принципиальную, роль ОС играет в микроэлектронных УУ. Можно утверждать, что без широкого использования ОС было бы крайне трудно осуществить серийный выпуск линейных ИМС.

Обратной связью называется передача части (или всей) энергии сигнала с выхода на вход устройства. Сниматься сигнал обратной связи может с выхода всего устройства или с какого-либо промежуточного каскада. ОС, охватывающую один каскад, принято называть местной, а охватывающую несколько каскадов или весь многокаскадный УУ — общей.

Структурная схема УУ с ОС приведена на рис. 3.1.

Обычно коэффициент усиления УУ  $\dot{K}$  и коэффициент передачи цепи ОС  $\dot{\beta}$  носят комплексный характер, что указывает на возможность фазового сдвига в областях НЧ и ВЧ за счет наличия реактивных элементов как в самом УУ, так и в цепи ОС.

Коэффициент передачи цепи ОС

$$\dot{\beta} = \dot{U}_{ос} / \dot{U}_{вых}.$$

Согласно классической теории ОС влияние ОС на качественные показатели УУ определяются возвратной разностью (глубиной ОС):

$$\dot{F} = \dot{\Delta} / \dot{\Delta}^0,$$

где  $\dot{\Delta}^0$  — определитель при равенстве нулю параметра прямой передачи. Равенство нулю этого параметра равносильно разрыву замкнутой петли передачи сигнала с сохранением нагружающих иммитансов в месте разрыва.

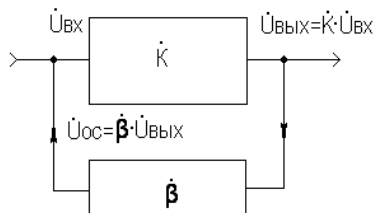


Рис. 3.1. УУ с ОС

Следование классической теории ОС приводит к сложности вычислений, преодолимой только с помощью ЭВМ.

Для эскизных расчетов пригодна элементарная теория ОС [6]. Ее применение допустимо тогда, когда есть возможность разделения цепей прямой передачи  $\dot{K}$  и обратной передачи  $\dot{\beta}$ . В реальных УУ четкое разделение этих цепей невозможно, поэтому расчеты с помощью элементарной теории ОС приводят к погрешности результатов, впрочем, вполне допустимой для эскизного проектирования. Согласно элементарной теории ОС глубина ОС определяется как

$$\dot{F} = 1 - \dot{\beta}\dot{K}.$$

Тогда

$$\dot{K}_{\text{ос}} = \dot{K} / \dot{F} = \dot{K} / (1 - \dot{\beta}\dot{K}).$$

Если  $\dot{\beta}\dot{K} > 0$  – ОС носит положительный характер (ПОС), если  $\dot{\beta}\dot{K} < 0$  – ОС отрицательная (ООС), в последнем случае

$$\dot{F} = 1 + \dot{\beta}\dot{K}, \quad \dot{K}_{\text{ос}} = \dot{K} / \dot{F} = \dot{K} / (1 + \dot{\beta}\dot{K}).$$

Нетрудно увидеть, что в случае ПОС фазы входного сигнала и сигнала обратной связи совпадают и амплитуды складываются, что приводит к увеличению коэффициента усиления, в случае же ООС несовпадение фаз входного сигнала и сигнала обратной связи приводит к их вычитанию и, следовательно, к уменьшению коэффициента усиления.

Обратная связь может специально вводиться в УУ для изменения его характеристик, а также возникать за счет влияния (обычно нежелательного) выходных цепей на входные (паразитная ОС).

ПОС находит применение в генераторах, а иногда и в частотно-избирательных усилителях, в большинстве усилителей ПОС является паразитной.

Основное применение в УУ находит ООС. Она позволяет повысить стабильность работы усилителей, а также улучшить другие важные параметры и характеристики. Сразу следует подчеркнуть, что снижение коэффициента усиления в современных УУ за счет ООС не является сегодня уж очень значительным фактором, так как широко используемые микроэлектронные структуры с большими собственными коэффициен-

ентами усиления позволяют иметь значительный по величине  $K$ . В дальнейшем основное внимание будет уделено именно ООС. Они классифицируются в зависимости от способов подачи сигналов ООС во входную цепь усилителя и снятия их с выхода усилителя. Если во входной цепи вычитается ток ОС из тока входного сигнала, то такую ООС называют параллельной (так как выход цепи ООС подключен параллельно входу усилителя).

Если же во входной цепи вычитаются напряжения входного сигнала и сигнала обратной связи, то такую ООС называют последовательной (так как выход цепи ООС подключен последовательно входу усилителя).

По способу снятия сигнала обратной связи различают ООС по напряжению, когда сигнал ООС пропорционален выходному напряжению усилителя (вход цепи ООС подключен параллельно нагрузке усилителя), и ООС по току, когда сигнал ООС пропорционален току через нагрузку (вход цепи ООС подключен последовательно с нагрузкой усилителя).

Таким образом, следует выделить четыре основных варианта цепей ОС (рис. 3.2):

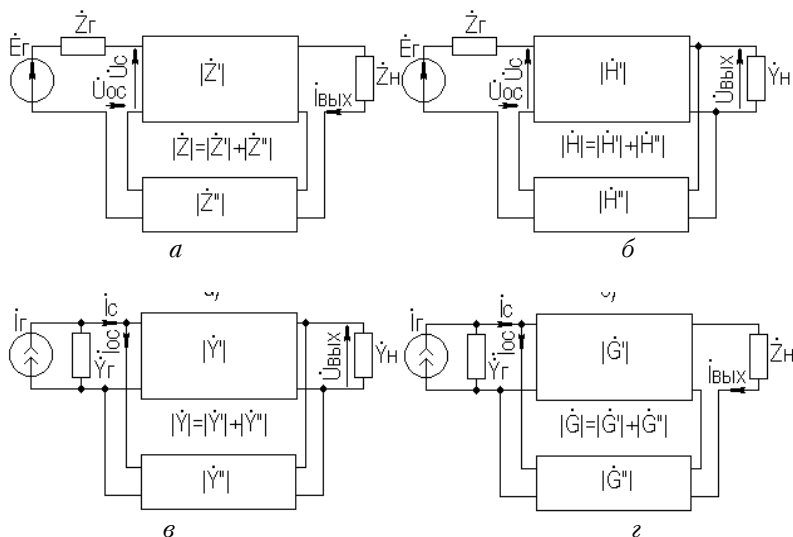


Рис. 3.2. Типы ОС

последовательная по току (последовательно-последовательная, *Z*-типа), последовательная по напряжению (последовательно-параллельная, *H*-типа), параллельная по напряжению (параллельно-параллельная, *Y*-типа) и параллельная по току (параллельно-последовательная, *G*-типа). Существуют и смешанные (комбинированные) ООС.

### 3.2. Последовательная ООС по току

Схема каскада с последовательной ООС по току (ПООСТ) на ПТ с ОИ приведена на рис. 3.3.

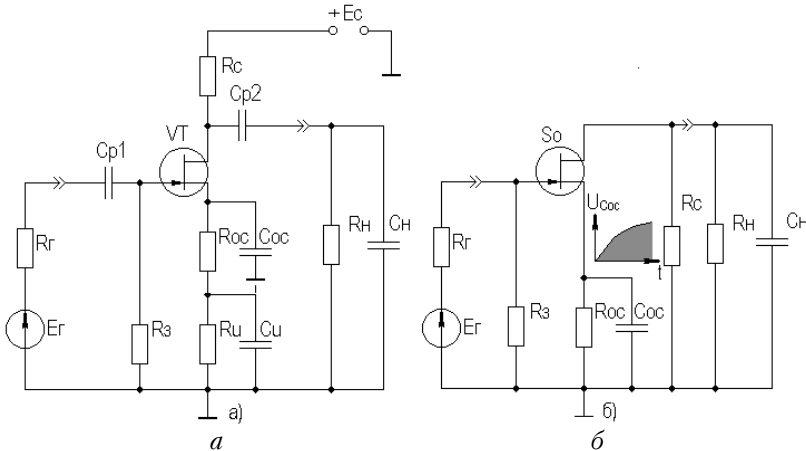


Рис. 3.3. Каскад на ПТ с ПООС

При ПООСТ в выходной цепи усилителя последовательно с нагрузкой включается специальная цепь (на рис. 3.3 это  $R_{oc} C_{oc}$ ), напряжение  $U_{oc}$  на которой пропорционально выходному току. Во входной цепи усилителя  $U_{oc}$  алгебраически складывается с входным напряжением. В **области СЧ** ( $C_{oc} = 0$ ) можно записать

$$K_{0oc} = K_0 / F = K_0 / (1 + \beta K_0).$$

Проведя анализ каскада по методике подразд. 2.3, получим:

$$K_{0oc} = K_0 / F = K_0 / (1 + S_0 R_{oc}).$$



Поскольку  $K_0 = S_0 R_{\text{эКВ}}$  (см. разд. 2.9), то при глубокой ООС ( $F > 10$ )  $K_0 \approx R_{\text{эКВ}} / R_{\text{ос}}$ . Из полученного выражения следует, что ПООСТ обеспечивает стабильность усиления по напряжению при условии постоянства нагрузки.

С помощью ПООСТ удастся уменьшить нелинейные искажения в УУ, поскольку с увеличением  $F$  будет уменьшаться напряжение управления усилителем, его работа станет осуществляться на меньшем участке ВАХ активного элемента (транзистора), а это приведет к уменьшению коэффициента гармоник. В разд. 8.1 приведены расчетные соотношения для коэффициента гармоник усилителя, охваченного ООС последовательного типа. Приблизительно оценить влияние ПОСТ на коэффициент гармоник можно по соотношению:

$$K_{\Gamma \text{ ос}} = K_{\Gamma} / F.$$

Все вышесказанное в равной мере относится и к каскаду на БТ с ОЭ и ПООСТ (схема каскада не приводится ввиду идентичности ее топологии схеме рис. 3.3).

Входное сопротивление усилителя с ООС определяется способом подачи напряжения ОС во входную цепь. Согласно элементарной теории ОС ПООСТ увеличивает входное сопротивление усилителя в  $F$  раз, т.е.

$$R_{\text{вх ос}} = R_{\text{вх}} F.$$

Выражение для входного сопротивления каскада с ОЭ на БТ с ПООСТ, определенное по методике подразд. 2.3, имеет вид

$$R_{\text{вх ос}} = R_{12} \parallel [r_6 + (1 + H_{21э})(r_9 + \Delta r + R_{\text{ос}})].$$

При известных допущениях последние два выражения дают близкие результаты.

Входное сопротивление каскада с ОИ на ПТ определяется  $R_3$  (см. разд. 2.9), поэтому практически не меняется при охвате каскада ПООСТ.

Выходное сопротивление усилителя с ООС определяется способом снятия напряжения ОС с нагрузки усилителя. Согласно элементарной теории ОС ПООСТ увеличивает выходное сопротивление усилителя в  $F$  раз, т.е.

$$R_{\text{вых ос}} = R_{\text{вых}} F.$$

На СЧ выходное сопротивление каскадов на ПТ (ОИ) и БТ (ОЭ) определяется в большинстве случаев соответственно номиналами  $R_c$  и  $R_k$ , поэтому данная ООС его практически не меняет.

На рис. 3.3, б приведена схема каскада с ОИ и ПООСТ **в области ВЧ**. Данный каскад еще носит название каскада с **истоковой коррекцией**, так как основной целью введения в каскад ООС является коррекция АЧХ в области ВЧ.

Поскольку цепь ООС ( $R_{oc} C_{oc}$ ) частотно-зависима, то  $|F|$  с ростом частоты уменьшается относительно своего значения на СЧ, что приводит к относительному возрастанию  $|K_{oc}|$  на ВЧ. С точки зрения коррекции временных характеристик, уменьшение  $t_y$  каскада объясняется зарядом  $C_{oc}$ , что приводит к медленному нарастанию  $U_{oc}$ , и, следовательно, к увеличению коэффициента усиления в области МВ, а это, в свою очередь, сокращает время заряда  $C_n$ , которое, собственно, и определяет  $t_y$ .

Анализ влияния ПООСТ вначале проведем для случая резистивной цепи ОС ( $C_{oc}=0$ ). Учитывая, что крутизна ПТ практически не зависит от частоты (см. подразд. 2.4.2), можно сказать, что во всем диапазоне рабочих частот глубина ООС  $F = \text{const}$ , уменьшение коэффициента усиления по всему диапазону рабочих частот одинаково и коррекция отсутствует.

Воспользовавшись рекомендациями разд. 2.3, получим выражение для комплексного коэффициента передачи каскада с токовой коррекцией (цепь ОС комплексная,  $R_{oc} C_{oc}$ ) на ВЧ:

$$\dot{K}_{oc} = \frac{K_0}{1 + S_0 R_{oc} [(1 + j\omega\tau_B)/(1 + j\omega\tau_{oc})] + j\omega\tau_B},$$

где  $\tau_{oc} = R_{oc} C_{oc}$ .

Анализ полученного выражения упрощается в предположении  $\tau_B = \tau_{oc}$ . При этом условии имеем

$$\dot{K}_{oc} = \frac{K_{0oc}}{1 + j\omega\tau_{B oc}},$$

где  $\tau_{B oc} = \tau_B / F$  (см. так же разд. 2.9).

Уменьшение постоянной времени каскада в области ВЧ приводит к увеличению верхней граничной частоты  $f_{\text{в}}$  (уменьшению  $t_y$ ) каскада. Площадь усиления каскада с ОИ и истоковой коррекцией при этом не меняется:

$$P_{\text{ос}} = K_{0\text{ос}} f_{\text{в ос}} = K_0 f_{\text{в}}.$$

Расчет каскада с истоковой коррекцией в **области НЧ** ничем не отличается от расчета некорректированного каскада за исключением того, что формула для постоянной времени цепи истока будет выглядеть иначе:

$$\tau_{\text{н и}} \approx C_{\text{н}}(1/S + R_{\text{ос}}).$$

В зависимости от цели введения ООС в каскад глубину ООС можно определить по следующим соотношениям:

$$F = K_0 / K_{0\text{ос}} \quad \text{либо} \quad F = f_{\text{в ос}} / f_{\text{в}}.$$

При этом  $R_{\text{ос}} = (F - 1) / S_0$  и  $C_{\text{ос}} = 1 / (\omega_{\text{вос}} R_{\text{ос}})$ .

Каскад с ОЭ и ПООСТ еще носит название каскада с **эмиттерной коррекцией**.

В отличие от ПТ, в БТ крутизна частотно-зависима, поэтому даже при частотно-независимой цепи ООС ( $C_{\text{ос}} = 0$ ) наблюдается эффект коррекции АЧХ и ПХ за счет уменьшения глубины ООС на ВЧ:

$$\dot{K}_{\text{ос}} = \frac{K_{0\text{ос}}}{1 + j\omega\tau_{\text{в ос}}},$$

где  $\tau_{\text{в ос}} = \tau / F + \tau_1 / F + \tau_2$  (см. также разд. 2.5).

Нетрудно увидеть, что эмиттерная коррекция каскада на БТ при частотно-независимой цепи ООС ( $C_{\text{ос}} = 0$ ) эффективна при  $\tau_2 \ll (\tau + \tau_1)$ , т.е. в каскадах с малой емкостью нагрузки.

Воспользовавшись рекомендациями разд. 2.3, получим выражение для комплексного коэффициента передачи каскада с эмиттерной коррекцией в **области ВЧ**:

$$\dot{K}_{\text{ос}} = \frac{K_{0\text{ос}}(1 + j\omega\tau)}{1 + j\omega[(\tau_{\text{в}} + \tau_{\text{ос}} + \tau') / F] + (j\omega)^2 \tau_{\text{в}} \tau_{\text{ос}} / F},$$

где  $\tau_{\text{ос}} = R_{\text{ос}} C_{\text{ос}}$ ,  $\tau' = K_0 R_{\text{ос}} C_{\text{н}}$ .

Эмиттерная коррекция позволяет значительно увеличить  $f_{\text{в}}$  (уменьшить  $t_y$ ) при заданных величинах подъема АЧХ на

ВЧ (выброса ПХ  $\delta$  в области МВ). Готовые таблицы и графики для расчета каскада с эмиттерной коррекцией приведены в [6].

Входная емкость каскада с ПООСТ уменьшится примерно в  $F$  раз:

$$C_{\text{вх дин ос}} = \tau / r_6 / F + (1 + K_{0\text{ос}}) C_k \approx C_{\text{вх дин}} / F.$$

Расчет каскада с ОЭ и ПООСТ в **области НЧ** ничем не отличается от каскада без ОС (следует только учитывать изменение  $R_{\text{вх}}$  при расчете постоянных времени разделительных цепей), исключение составляет расчет постоянной времени цепи эмиттера:

$$\tau_{\text{нэ ос}} = C_3 (1 / S_0 + R_{\text{ос}}).$$

### 3.3. Последовательная ООС по напряжению

Входное сопротивление усилителя с ООС определяется способом подачи напряжения ОС во входную цепь. Согласно элементарной теории ОС последовательная ООС по напряжению (ПООСН) увеличивает входное сопротивление усилителя в  $F$  раз, т.е.

$$R_{\text{вх ос}} = R_{\text{вх}} F.$$

Выходное сопротивление усилителя с ООС определяется способом снятия напряжения ОС с нагрузки усилителя. Согласно элементарной теории ОС ПООСН уменьшает выходное сопротивление усилителя в  $F$  раз, т.е.

$$R_{\text{вых ос}} = R_{\text{вых}} / F.$$

Уменьшение выходного сопротивления УУ снижает зависимость выходного напряжения от изменения величины нагрузки, следовательно, можно утверждать, что ПООСН стабилизирует коэффициент усиления по напряжению при изменении нагрузки. Ранее были рассмотрены эмиттерный и истоковый повторители, в которых имеет место 100%-я ПООСН (разд. 2.8, 2.11), поэтому ограничимся иллюстрацией применения ПООСН — трехкаскадным интегральным усилителем с внешней цепью ОС (резистор  $R_{\text{ос}}$ , рис. 3.4).

Возможность менять глубину общей ООС значительно расширяет сферу применения данного усилителя и делает ИМС многоцелевой.

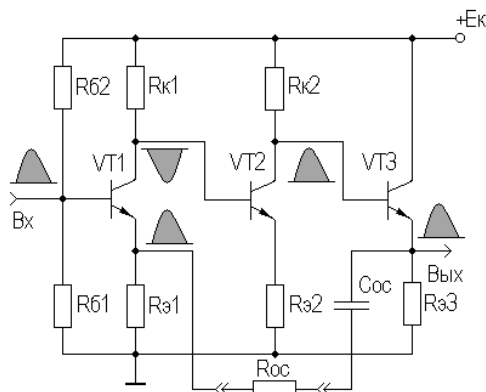


Рис. 3.4. Усилитель с общей ПООСН

### 3.4. Параллельная ООС по напряжению

Согласно элементарной теории ОС параллельная ООС по напряжению ( $\parallel$ ООСН) не меняет коэффициент усиления по напряжению  $K_0$  усилителя, но за счет изменения его входного сопротивления меняется сквозной коэффициент усиления  $K_E$ . В результате уменьшения входного сопротивления  $R_{ВХ}$  к входу усилителя приложится напряжение

$$U_{ВХ} = E_{Г} v_{ВХ},$$

где  $v_{ВХ}$  — коэффициент передачи входной цепи УУ.

По аналогии с  $K_{0\text{ос}}$  можно записать:

$$K_{E\text{ос}} = K_E / (1 + \beta K_0) = v_{ВХ} K_0 / (1 + \beta K_0).$$

При глубокой  $\parallel$ ООСН ( $\beta K_0 \gg 1$ ) получаем

$$K_{E\text{ос}} \approx v_{ВХ} / \beta.$$

Входное сопротивление усилителя с  $\parallel$ ООСН определится как

$$R_{ВХ\text{ос}} = R_{ВХ} / F_I,$$

где глубина ООС по току  $F_I = 1 + \beta I K_I$ ;  $\beta I = I_{\text{ос}} / I_{\text{вых}}$ .

Величину выходного сопротивления УУ, охваченного  $\parallel$ ООСН, можно приближенно оценить по уже известному соотношению:

$$R_{ВЫХ\text{ос}} \approx R_{ВЫХ} / F.$$

Из изложенного следует, что  $\parallel$ ООСН стабилизирует сквозной коэффициент усиления по напряжению при постоянном сопротивлении источника сигнала, уменьшает входное и выходное сопротивления усилителя.

Каскад на БТ с ОЭ и  $\parallel$ ООСН представлен на рис. 3.5.

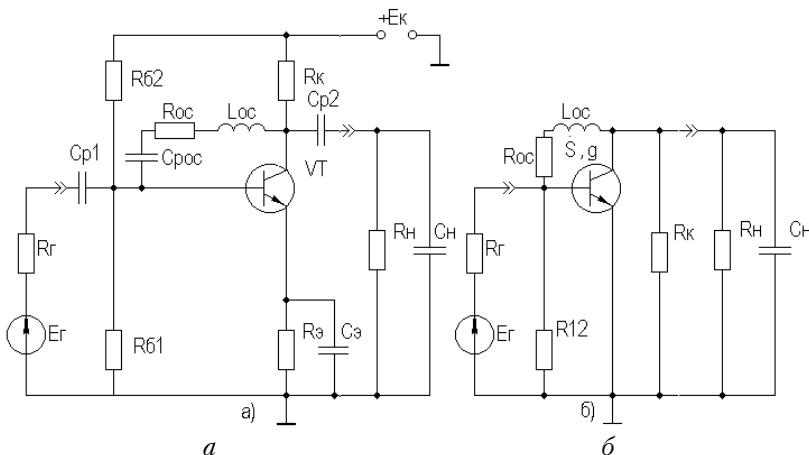


Рис. 3.5. Усилительный каскад на БТ с ОЭ и  $\parallel$ ООСН

При  $\parallel$ ООСН выходное напряжение каскада вызывает ток ОС, протекающий через цепь ОС  $R_{oc}L_{oc}C_{poc}$ . Ранее (см. разд. 2.6) рассматривалась схема коллекторной термостабилизации, работа которой основана на действии  $\parallel$ ООСН. В данном же каскаде  $\parallel$ ООСН действует только на частотах сигнала, что отражено на рис. 3.5, б.

Воспользовавшись рекомендациями подразд. 2.3, получим выражения для основных параметров в **области СЧ**. Для коэффициента усиления по напряжению получим

$$K_{0oc} = (S_0 R_{oc} - 1) \frac{R_{экв}}{R_{экв} + R_{oc}} \approx K_0 \frac{R_{oc}}{R_{экв} + R_{oc}},$$

так как  $S_0 R_{oc} \gg 1$ ,  $R_{экв} = R_k \parallel R_n$ . В большинстве случаев  $R_{oc} > R_{экв}$ , поэтому  $K_0$  меняется незначительно. Само же изменение  $K_0$  объясняется тем, что, в отличие от классиче-

ской структуры УУ с ||ООСН, в реальной схеме каскада нет столь четкого разделения цепи ОС и цепи прямого усиления.

Входное сопротивление каскада с ||ООСН

$$R_{\text{вх ос}} = R_{12} \parallel \frac{R_{\text{ос}} + R_{\text{эКВ}}}{1 + g(R_{\text{ос}} + R_{\text{эКВ}}) + K_0}.$$

Обычно  $K_0 \gg g(R_{\text{ос}} + R_{\text{эКВ}})$ ,  $R_{\text{ос}} > R_{\text{эКВ}}$  и  $K_0 \gg 1$ , тогда

$$R_{\text{вх ос}} \approx R_{12} \parallel \frac{R_{\text{ос}}}{K_0}.$$

Выходное сопротивление каскада с ||ООСН

$$R_{\text{вых ос}} = R_{\text{к}} \parallel \frac{R_{\text{г}}(1 + gR_{\text{ос}}) + R_{\text{ос}}}{1 + R_{\text{г}}(g + S_0)} \approx R_{\text{к}} \parallel \frac{1 + R_{\text{ос}}(g + 1/R_{\text{г}})}{S_0},$$

так как, как правило,  $S_0 \gg g$  и  $S_0 R_{\text{г}} \gg 1$ .

Для определения параметров каскада в **области ВЧ** следует воспользоваться соотношениями для каскада с ОЭ (см. разд. 2.5), принимая во внимание, что при расчете постоянной времени каскада  $\tau_{\text{в}}$  следует учитывать выходное сопротивление каскада с ||ООСН, т.е.  $R_{\text{эКВ}} = R_{\text{вых}} \parallel R_{\text{н}}$  и влияние ||ООСН на крутизну —  $S_{0\text{ос}} = S_0 - 1/R_{\text{ос}}$ .

Следует заметить, что существует возможность коррекции АЧХ (ПХ) в области ВЧ (МВ) путем включения последовательно с  $R_{\text{ос}}$  корректирующей индуктивности  $L_{\text{ос}}$ . Эффект коррекции объясняется уменьшением глубины ООС в области ВЧ (МВ). Расчет каскада с ОЭ и ||ООСН в **области НЧ** ничем не отличается от расчета каскада без ОС (следует только учитывать изменение  $R_{\text{вх}}$  и  $R_{\text{вых}}$  при расчете постоянных времени разделительных цепей), исключение составляет расчет разделительной емкости  $C_{\text{р ос}}$  из условия  $X_{\text{с р ос}} \leq R_{\text{ос}} / (10 \dots 20)$ .

Следует заметить, что существует возможность коррекции АЧХ (ПХ) в области НЧ (БВ) путем уменьшения емкости  $C_{\text{р ос}}$ . Эффект коррекции объясняется уменьшением глубины ООС в области НЧ (БВ).

Механизм действия ||ООСН в каскаде на ПТ с ОИ (схема не приводится ввиду совпадения ее топологии рис. 3.5) во многом идентичен только что рассмотренному. Приведем рас-

четные соотношения для основных параметров каскада на ПТ с  $\parallel$ ООСН:

$$K_{0\text{ос}} = (S_0 R_{\text{ос}} - 1) \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{R_{\text{ЭКВ}} + R_{\text{ос}}} \approx K_0 \frac{R_{\text{ос}}}{R_{\text{ЭКВ}} + R_{\text{ос}}},$$

так как  $S_0 R_{\text{ос}} \gg 1$ ,  $R_{\text{ЭКВ}} = R_c \parallel R_n$ ;

$$R_{\text{вх ос}} = R_3 \parallel \frac{R_{\text{ос}} + R_{\text{ЭКВ}}}{1 + K_0}.$$

Как правило,  $R_{\text{ос}} > R_{\text{ЭКВ}}$  и  $K_0 \gg 1$ , тогда

$$R_{\text{вх ос}} \approx R_3 \parallel \frac{R_{\text{ос}}}{K_0};$$

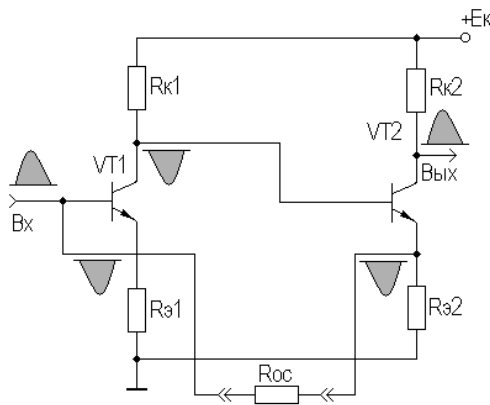
$$R_{\text{вых ос}} = R_c \parallel \frac{R_r + R_{\text{ос}}}{1 + R_r S_0} \approx R_c \parallel \frac{R_{\text{ос}} + R_r}{S_0 R_r},$$

так как чаще всего  $S_0 R_r \gg 1$ .

Все вышесказанное о влиянии  $\parallel$ ООСН на АЧХ (ПХ) каскада на БТ справедливо и для каскада на ПТ.  $\parallel$ ООСН обычно применяют тогда, когда требуется понизить входное сопротивление каскада, что необходимо во входных каскадах УУ, работающих в низкоомном согласованном тракте передачи.

### 3.5. Параллельная ООС по току

На рис. 3.6 приведена схема двухкаскадного усилителя, охваченного общей параллельной ООС по току ( $\parallel$ ООСТ),



которая вводится в усилитель путем включения резистора  $R_{\text{ос}}$ .

Напряжение ОС снимается с резистора  $R_{\text{э2}}$ , включенного последовательно с нагрузкой усилителя. Напря-

Рис. 3.6. Усилитель с общей  $\parallel$ ООСТ



жение ОС, пропорциональное выходному току усилителя, образует ток  $I_{oc}$ , протекающий через  $R_{oc}$ . Во входной цепи УУ происходит алгебраическое сложение токов  $I_{вх}$  и  $I_{oc}$ . Поскольку ||ООСТ применяется в основном в усилителях тока, то логично оценить ее воздействие на коэффициент усиления по току:

$$K_{I_{oc}} = K_I / F_I,$$

где  $F_I = 1 + \beta_I K_I$  – глубина ОС по току.

Если принять, что  $K_I$  усилителя без ОС велик и источник сигнала имеет большое внутреннее сопротивление (т.е. представляет собой источник тока), то  $K_{I_{oc}} \approx (R_{oc} + R_{э2}) / R_{э2}$ . Если  $R_{oc} \gg R_{э2}$ , то  $K_{I_{oc}} \approx R_{oc} / R_{э2}$ . Следовательно, ||ООСТ стабилизирует коэффициент передачи по току УУ.

Входное сопротивление УУ с ОС определяется способом подачи сигнала ОС во входную цепь, поэтому:

$$R_{вх\ oc} = R_{вх} / F_I.$$

Выходное сопротивление УУ с ОС определяется способом снятия сигнала ОС в выходной цепи, поэтому:

$$R_{вых\ oc} \approx R_{вых} F_I.$$

Описанный усилитель целесообразно выполнить в виде ИМС с внешней цепью ОС, что позволяет в широких пределах изменять его характеристики.

### 3.6. Дополнительные сведения по ОС

#### 3.6.1. Комбинированная ООС

В УУ возможно применение различных видов ООС одновременно. Характерным примером в этом отношении является каскад с ОЭ и комбинированной ООС (рис. 3.7) – ПООСТ за счет  $R_1$  и ||ООСН за счет  $R_2$ .

Применение подобной комбинированной ООС (КООС) целесообразно в случае выполнения усилителя в виде гибридно-пленочной ИМС, поскольку резисторы, выполненные по толсто- или тонкопленочной технологии, имеют уход параметров в одну сторону (в плюс или минус). Влияния  $R_1$  и  $R_2$ , например, на коэффициент усиления противоположны по

знаку, поэтому одновременное их уменьшение или увеличение практически не скажется на результирующем коэффициенте усиления.

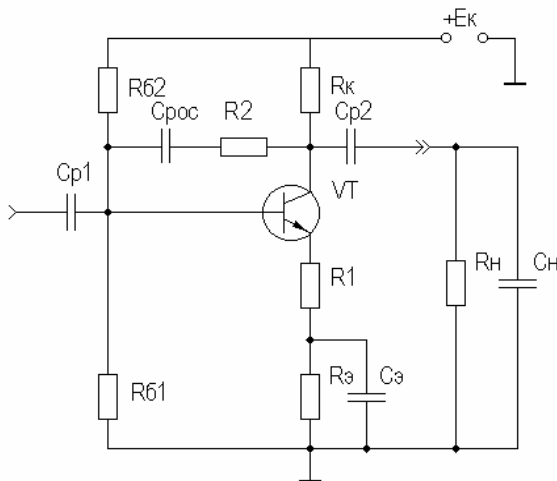


Рис. 3.7. Усилительный каскад с комбинированной ООС

При приближенном анализе каскада с КООС следует учитывать, что коэффициент усиления будет в основном определяться ПООСТ, а  $R_{ВХ}$  и  $R_{ВЫХ}$  —  $\parallel$ ООСН, поэтому

$$K_{0\text{oc}} \approx K_0 / F_1, \quad R_{ВХ\text{oc}} \approx R_{12} \parallel \frac{R_2}{K_{0\text{oc}}},$$

$$R_{ВЫХ\text{oc}} \approx R_K \parallel \frac{1 + R_2(g_{\text{oc}} + 1/R_r)}{S_{0\text{oc}}},$$

Где

$$g_{\text{oc}} = 1/[r_6 + (1 + H_{21\beta})(r_э + \Delta r + R_1)]; \quad S_{0\text{oc}} = S_0 / F_1, \quad F_1 = 1 + S_0 R_1.$$

Более подробно анализ каскадов с КООС представлен в [8].

### 3.6.2. Многокаскадные усилители с ООС

Для получения ООС в УУ необходимо, чтобы суммарный фазовый сдвиг  $\varphi$ , вносимый усилителем и цепью ОС, был равен  $180^\circ$  во всем диапазоне рабочих частот. В многокаскадном усилителе это требование обычно выполняется, строго

говоря, только на одной частоте. На остальных частотах, особенно на границах и за пределами полосы рабочих частот АЧХ,  $\varphi \neq 180^\circ$ . Это происходит за счет дополнительных фазовых сдвигов, вносимых реактивными элементами схемы усилителя, причем эти сдвиги будут тем больше, чем большее число каскадов охвачено общей цепью ООС. При дополнительном фазовом сдвиге  $180^\circ \varphi = 360^\circ$  (баланс фаз), ООС превратится в ПОС и, если  $\beta K \gg 1$  (баланс амплитуд), усилитель превратится в генератор.

Теоретически одно- и двухкаскадный усилитель с частотно-независимой ООС устойчив при любой глубине ОС, трехкаскадный – при  $F \leq 9$ , однако практически, с учетом запаса по устойчивости и возможностью дополнительных фазовых сдвигов, рекомендуют брать  $F \leq 5$  для однокаскадного,  $F \leq 4$  для двух- и  $F \leq 3$  для трехкаскадного усилителя, охваченного общей ООС. Не рекомендуется охватывать общей ООС более трех каскадов, если же это необходимо, то возможно использование специальных корректирующих цепей, которые будут рассмотрены в разд. 6.6.

### ***3.6.3. Паразитные ОС в многокаскадных усилителях***

Поскольку для различных каскадов многокаскадного усилителя обычно применяют один и тот же источник питания, то из-за наличия его внутреннего сопротивления  $Z_{\Pi}$  (рис. 3.8) в усилителе возникают паразитные (нежелательные) ОС. Переменная составляющая тока каскадов (преимущественно оконечного) создает на  $Z_{\Pi}$  переменную составляющую  $U_{\Pi}$ , которая поступает в цепи питания предыдущих каскадов и тем самым замыкает сразу несколько петель паразитных ОС, что может привести к самовозбуждению.

Для недопущения самовозбуждения необходимо, чтобы петлевое усиление  $\beta K < 1$  (если принять запас устойчивости в два раза, то  $\beta K < 0,5$ ). При уменьшении запаса устойчивости возможно увеличение неравномерности АЧХ и ФЧХ из-за увеличения глубины паразитной ПОС  $F_{\Pi}$ . Полагая, что неравномерность АЧХ усилителя возрастает приблизительно в  $F_{\Pi}$  раз, и ограничившись неравномерностью АЧХ порядка 0,5 дБ (1,06 раза), получаем допустимое петлевое усиление

любой петли паразитной ОС  $\beta K < 0,06$ , т.е. требования к глубине паразитных ОС, вытекающие из условия стабильности характеристик, гораздо жестче, чем из условия стабильности.

Самым эффективным и достаточно простым способом, исключающим использование сложных стабилизированных источников питания, является применение развязывающих (устраняющих ОС) фильтров, состоящих из  $R_{\Phi}$  и  $C_{\Phi}$  и включаемых последовательно или параллельно источнику питания (рис. 3.8 и 3.9).

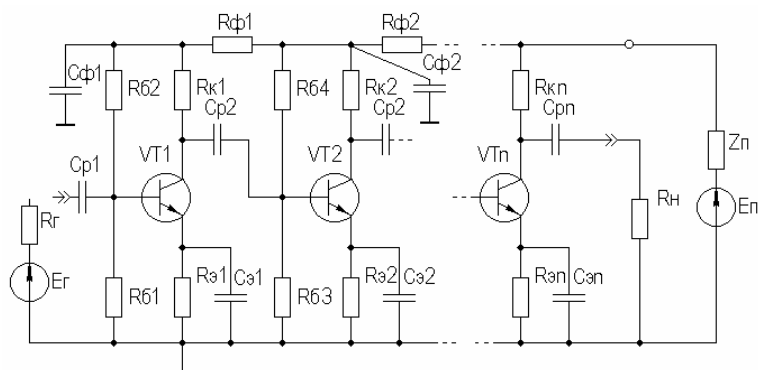


Рис. 3.8. Усилитель с последовательным включением фильтров развязки по питанию

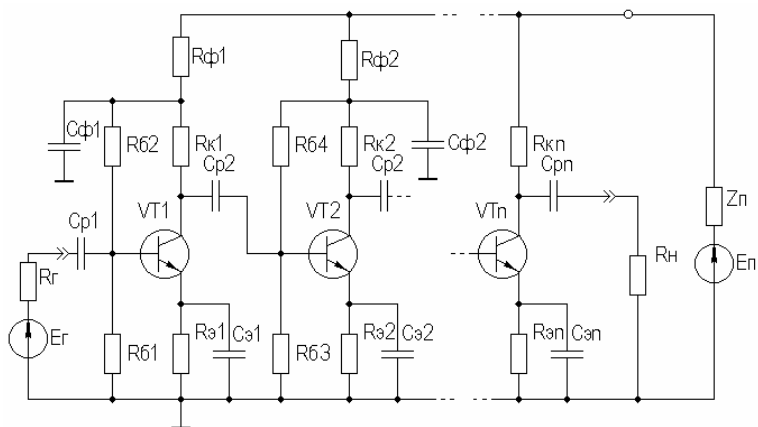


Рис. 3.9. Усилитель с параллельным включением фильтров развязки по питанию

Фильтры включаются на пути обратной передачи в петле ОС и создают делитель переменного напряжения, сопротивления плеч которого равны  $R_{\phi}$  и  $X_{C\phi}$ . Ослабление делителем напряжения паразитной ОС на нижней граничной частоте характеризуется коэффициентом развязки

$$K_{\text{раз}} = \sqrt{1 + (\omega_{\text{H}} C_{\phi} R_{\phi})^2},$$

откуда

$$C_{\phi} = \sqrt{K_{\text{раз}}^2 - 1} / \omega_{\text{H}} R_{\phi}.$$

Номинал резистора  $R_{\phi}$  определяется требуемым напряжением питания предварительных каскадов, которое, как правило, меньше, чем у окончного.

Кроме ослабления паразитных ОС, развязывающие фильтры одновременно сглаживают пульсации напряжения питания с частотой 50 и 100 Гц, если усилитель питается от сетевого выпрямителя. Уровень напряжения на выходе усилителя задают, исходя из требования, чтобы в любой точке УУ амплитуда напряжения фона, добавляющегося к основному сигналу, была бы, по меньшей мере, в  $(2...3)D$  раз меньше максимальной амплитуды последнего ( $D$  — динамический диапазон УУ).

## 4. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

### 4.1. Общие сведения

Усилители мощности (УМ) предназначены для передачи больших мощностей сигнала без искажений в низкоомную нагрузку. Обычно они являются выходными каскадами многокаскадных усилителей. Основной задачей УМ является выделение в нагрузке возможно большей мощности сигнала, усиление напряжения в нем является второстепенным фактором.

Основными задачами при проектировании УМ являются:

- обеспечение режима согласования выходного сопротивления УМ с нагрузкой с целью передачи в нагрузку максимальной мощности;
- достижение минимальных нелинейных искажений сигнала;
- получение максимального КПД.

УМ классифицируются по:

- способу усиления – на одноконтурные и двухконтурные;
- способу согласования – на трансформаторные и бестрансформаторные;
- классу усиления – на классы *A*, *B*, *AB*, *C*, *D*.

В качестве методов проектирования могут применяться:

- графоаналитические (построение ДХ и т.д.);
- по усредненным параметрам.

### 4.2. Классы усиления

Для всех рассмотренных ранее усилительных каскадов предполагалось. Что они работают в режиме класса *A*. Выбор рабочей точки покоя, например для БТ (см. рис. 2.10), производится таким образом, чтобы входной сигнал полностью помещался на линейном участке входной ВАХ транзистора, а значение  $I_{60}$  располагалось на середине этого линейного участка. На выходной ВАХ транзистора в режиме класса *A* рабочая точка ( $I_{к0}, U_{к0}$ ) располагается на середине нагрузочной прямой так, чтобы амплитудные значения сигналов не выходили за те пределы нагрузочной прямой, где изменения тока коллектора прямо пропорциональны изменениям тока базы.

Поскольку режим *A* характерен работой транзисторов на почти линейных участках своих ВАХ, то УМ в этом режиме будет иметь минимальные НИ (обычно  $K_{\Gamma} \leq 1\%$ ).

При работе в режиме класса *A* транзистор все время находится в открытом состоянии, следовательно, угол отсечки (половина времени за период, в течение которого транзистор открыт)  $\varphi_{отс} = 180^\circ$ . Потребление мощности источника питания происходит в любой момент, поэтому каскады, работающие в режиме класса *A*, характеризуются невысоким КПД (в идеале – 50%, реально – (35...45)%). Режим усиления класса *A* в УМ применяется в тех случаях, когда необходимы минимальные НИ, а мощность и КПД не имеют решающего значения.

Более мощные варианты выходных каскадов работают в режиме класса *B*, характеризующемся  $\varphi_{отс} = 90^\circ$  (рис. 4.1).

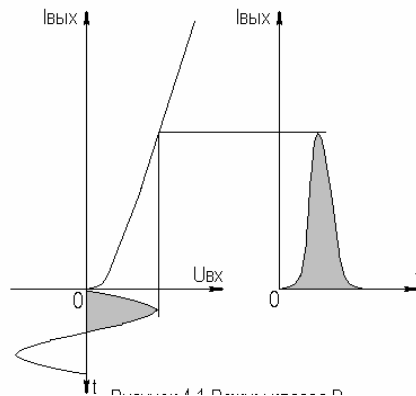


Рис. 4.1. Режим класса *B*

В режиме покоя транзистор закрыт и не потребляет мощности от источника питания, а открывается только в течение половины периода входного сигнала. Относительно небольшая потребляемая мощность позволяет получить в УМ класса *B* значение КПД до 70%. Режим класса *B* обычно применяется в двухтактных УМ. Основной недостаток УМ класса *B* – большой уровень НИ ( $K_{\Gamma} \leq 10\%$ ).

Режим класса *AB* занимает промежуточное значение между режимами класса *A* и *B* и применяется в двухтактных УМ. В режиме покоя через транзистор протекает небольшой ток покоя  $I_{к0}$  (рис. 4.2), выводящий основную часть рабочей полуволны входного гармонического сигнала на участок ВАХ с относительно малой нелинейностью.

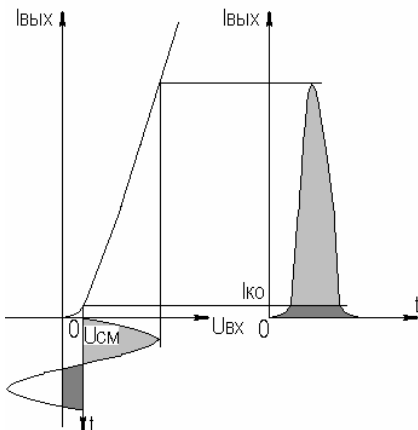


Рис. 4.2. Режим класса *AB*

Угол отсечки в режиме класса *AB* достигает ( $120 \dots 130^\circ$ ), КПД и НИ — средние между значениями для режимов классов *A* и *B*.

В режиме класса *C* транзистор заперт смещением  $U_{см}$  (рис. 4.3),  $\phi_{отс} < 90^\circ$ , поэтому УМ класса *C* более экономичны, чем УМ класса *B*.

Однако в режиме класса *C* велики НИ, поэтому класс *C* применяется, в основном, в генераторах и

резонансных усилителях, где высшие гармонические составляющие отфильтровываются резонансным контуром в цепи нагрузки.

В мощных усилителях — преобразователях находит применение режим класса *D* или ключевой режим работы усилительных элементов. Данный режим, в сочетании с широтно-импульсной модуляцией, позволяет мощные экономичные УМ, в том числе и для систем звуковой трансляции.

Таким образом, активный элемент в УМ может работать как без отсечки тока (класс *A*), так и с отсечкой (классы *AB*, *B*, *C*, *D*). Класс усиления задается положением рабочей точки в режиме покоя.

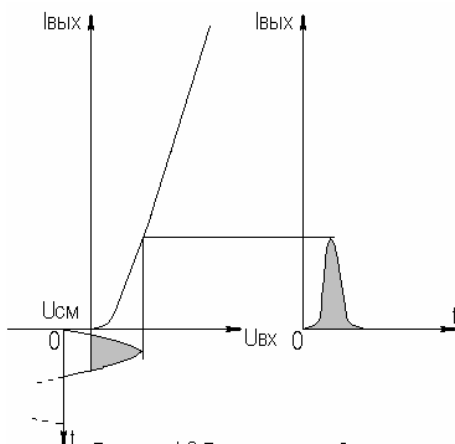


Рис. 4.3. Режим класса *C*



### 4.3. Однотактные УМ

В качестве **однотактных бестрансформаторных УМ** могут быть применены уже рассмотренные каскады с ОЭ (ОИ) и ОК (ОС), выполненные на мощных БТ или ПТ, причем эмиттерный (истоковый) повторитель эффективен при низкоомной (порядка единиц Ом) нагрузке. Основным недостатком таких каскадов – в режиме согласования с нагрузкой КПД  $\leq 25\%$ .

**Однотактные трансформаторные УМ** имеют КПД  $\leq 50\%$  за счет оптимального согласования с нагрузкой с помощью трансформатора (рис. 4.4).

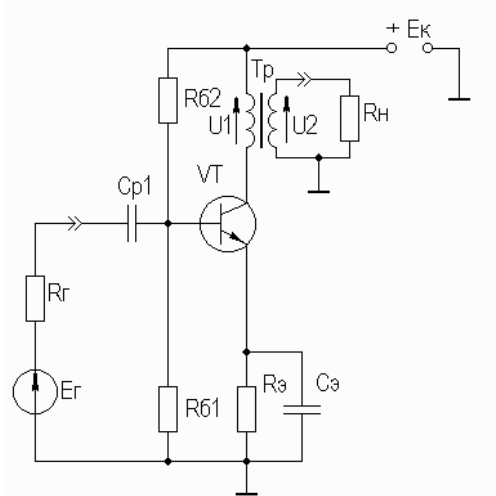


Рис. 4.4. Однотактный трансформаторный УМ

Сопротивление нагрузки по переменному току

$$R_{H \approx} \approx R_H n^2,$$

где  $n$  – коэффициент трансформации,  $n = U_1 / U_2$ .

Данный каскад находит ограниченное применение в современной схемотехнике УМ из-за ряда существенных недостатков:

- малого КПД;
- больших частотных искажений за счет трансформатора;

- больших НИ за счет тока подмагничивания трансформатора;
  - невозможности реализации в виде ИМС.
- Трансформаторные УМ подробно описаны в классических учебниках по УУ, например в [5, 6].

#### 4.4. Двухтактные УМ

Двухтактные УМ ввиду возможности использования режимов *AB*, *B*, *C* и *D* характеризуются лучшими энергетическими показателями. На рис. 4.5 приведена схема **двухтактного УМ с трансформаторной связью**.

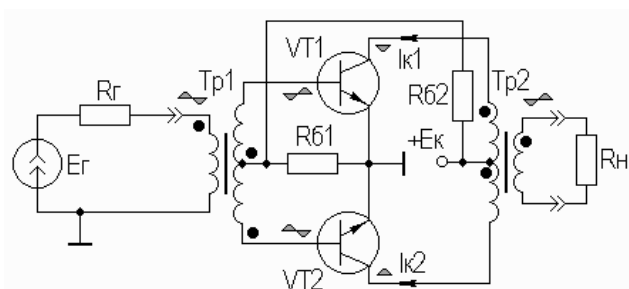


Рис. 4.5. Двухтактный трансформаторный УМ

При работе данного УМ в режиме класса *B*, цепь резистора  $R_{62}$  отсутствует. Трансформатор  $Tr_1$  осуществляет согласование входа УМ с источником сигнала, трансформатор  $Tr_2$  согласует выходное сопротивление УМ с сопротивлением нагрузки. Трансформатор  $Tr_1$  выполняет еще и функции фазоинвертора (см. на рис. 4.5 фазировку его обмоток).

Усиление сигнала в рассматриваемом УМ происходит в два такта работы устройства. Первый такт сопровождается усилением положительной полуволны гармонического сигнала с помощью транзистора  $VT_2$ , второй — усилением отрицательной полуволны гармонического сигнала с помощью  $VT_1$ .

Графический и энергетический расчеты двухтактного трансформаторного УМ достаточно полно представлены в классических учебниках по усилительным устройствам, на-

пример в [5, 6]. Энергетический расчет показывает, что КПД такого УМ реально достигает порядка 70%, что примерно в 1,5 раза больше, чем у одноктактных УМ.

При выборе типа для УМ следует учитывать то обстоятельство, что на коллекторе закрытого транзистора действует напряжение, равное примерно  $2E_K$ , что объясняется суммированием  $E_K$  и напряжения на секции первичной обмотки  $Tr_2$ .

Вследствие того, что каждый транзистор пропускает ток только для одной полуволны гармонического сигнала, режим класса  $B$  характеризуется лучшим использованием транзистора по току.

Поскольку токи в секциях обмоток трансформаторов протекают в разных направлениях, отсутствует подмагничивание их сердечников. Отметим также, что в двухтактном УМ исключена (при симметрии плеч УМ) паразитная ОС по источнику питания и в выходном сигнале отсутствуют четные гармонические составляющие.

Как уже отмечалось выше, отсутствие тока покоя в УМ класса  $B$  приводит к появлению значительных НИ. Вследствие нелинейности входных ВАХ выходной сигнал в двухтактном УМ класса  $B$  имеет переходные искажения типа «ступеньки» (рис. 4.6).

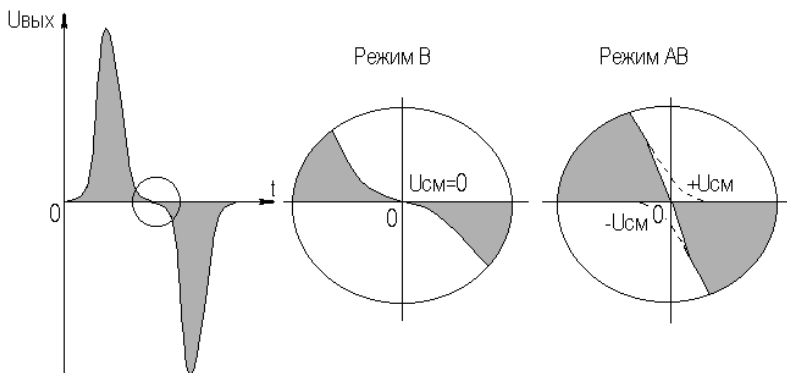


Рис. 4.6. Искажения сигнала в двухтактном УМ

Уменьшение НИ возможно путем перехода к режиму класса  $AB$  (см. рис. 4.2 и 4.6). Поскольку токи покоя в ре-

жиме класса  $AB$  малы, то они практически не влияют на энергетические показатели УМ.

Поскольку трансформатор является весьма «неудобным» элементом при выполнении УМ в виде ИМС и вносит существенные искажения в выходной сигнал усилителя, УМ с трансформаторами находят ограниченное применение в современной схемотехнике УУ.

В современной электронике наиболее широко применяются **бестрансформаторные двухтактные УМ**. Такие УМ имеют хорошие массогабаритные показатели и просто реализуются в виде ИМС.

Возможно построение двухтактных бестрансформаторных УМ по структурной схеме, показанной на рис. 4.7.

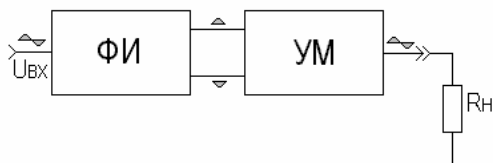


Рис. 4.7. Структурная схема УМ с использованием ФИ

Здесь ФИ — фазоинверсный каскад предварительного усиления (драйвер), УМ — двухтактный каскад усиления мощности.

В качестве драйвера может использоваться **каскад с разделенной нагрузкой** (рис. 4.8).

Можно показать, что при

$$R_3 = \frac{I_{\varepsilon 0}}{I_{k0}} R_k \approx R_k = R,$$

$$K_{01} \approx K_{02} = \frac{S_0 R}{1 + S_0 R} \approx 1.$$

Несмотря на такие достоинства, как простота и малые частотные и нелинейные искажения, каскад с разделенной нагрузкой находит ограниченное применение из-за малого  $K_0$  и разных  $R_{\text{ВЫХ}}$ , что при-

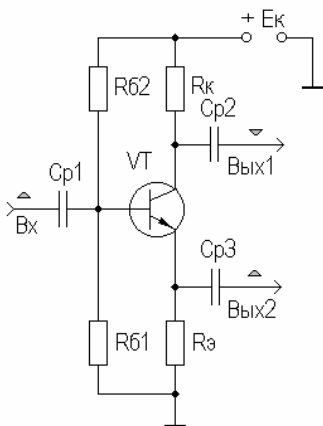


Рис. 4.8. Каскад с разделенной нагрузкой

водит к несимметричности АЧХ выходов в областях ВЧ и НЧ.

Гораздо чаще применяются **ФИ на основе дифференциального каскада** (ДК) (рис. 4.9).

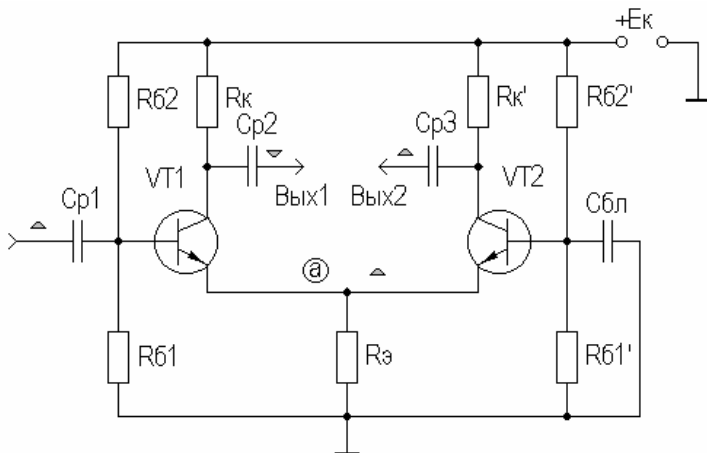


Рис. 4.9. Фазоинверсный каскад на основе ДК

Дифференциальные каскады будут рассмотрены далее, пока же отметим, что через  $R_э$  будет протекать удвоенный ток покоя транзисторов VT1 и VT2 и, следовательно, номинал резистора  $R_э$  в схеме фазоинверсного каскада уменьшается вдвое по сравнению с расчетом каскада с ОЭ.

При рассмотрении, например, левой половины фазоинверсного каскада видно, что в цепи эмиттера транзистора VT1 (включенного с ОЭ) присутствует  $R_э$  и параллельно ему — входное сопротивление транзистора VT2 (включенного с ОБ),  $R_{вхОБ} \approx 1/S_0$ .

Обычно берут  $R_э \gg R_{вхОБ}$  (или заменяют  $R_э$  эквивалентом высокоомного сопротивления в виде источника стабильного тока, который будет рассмотрен в дальнейшем вместе с ДК), поэтому можно подставить вместо  $R_{ос}$  в выражение для глубины ПООСТ (см. разд. 3.2)  $R_{вхОБ}$ :

$$A = 1 + S_0 R_{вхОБ} \approx 1 + S_0 / S_0 = 2.$$

Следовательно, можно считать, что в фазоинверсном каскаде присутствует ПООСТ с глубиной, равной двум. Принимая во внимание, что относительно эмиттера VT2 транзистор VT1 включен по схеме с ОК, нетрудно показать, что при идентичности параметров транзисторов  $K_{01} \approx K_{02} \approx K_0/2$ , т.е. коэффициенты передачи по напряжению плеч фазоинверсного каскада на основе ДК равны половине коэффициента передачи каскада с ОЭ.

Довольно широко применяется ФИ на комплементарных транзисторах, вариант схемы которого представлен на рис. 4.10.

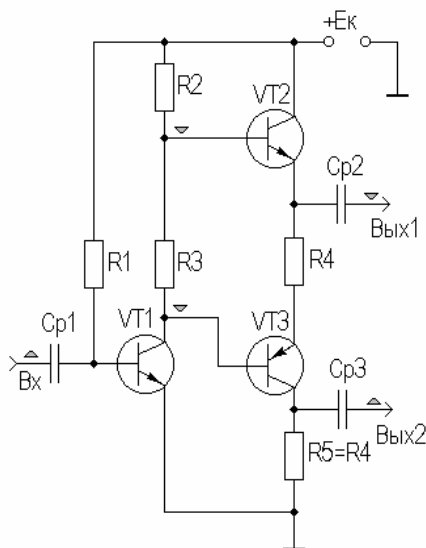


Рис. 4.10. ФИ на комплементарных БТ

Использование комплементарной пары транзисторов VT2 и VT3, имеющих разную проводимость, но одинаковые параметры (например, КТ315-КТ361, КТ502-КТ503, КТ814-КТ815 и др.), позволяет инвертировать фазу входного сигнала на  $180^\circ$  на первом выходе.

Кроме рассмотренных выше каскадов, в качестве фазоинверсных также применяются каскады с ОЭ, включенные согласно структурной схеме, показанной на рис. 4.11. Отметим, что ФИ, построенный по такой схеме, имеет разбаланс АЧХ и ФЧХ выходов.

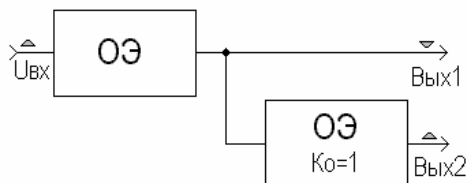


Рис. 4.11. ФИ на основе каскадов с ОЭ

В качестве выходного каскада УМ, подключаемого к выходам ФИ, может использоваться каскад, одна из разновидностей которого приведена на рис. 4.12.

В данном каскаде возможно использование режимов классов *B*, *AB*, *C*. К достоинствам каскада следует отнести возможность использования мощных транзисторов одного типа проводимости. При использовании двухполярного источника питания возможно непосредственное подключение нагрузки, что позволяет обойтись без разделительного конденсатора на выходе, который обычно имеет большую емкость и габариты и, следовательно, трудно реализуем в микроисполнении.

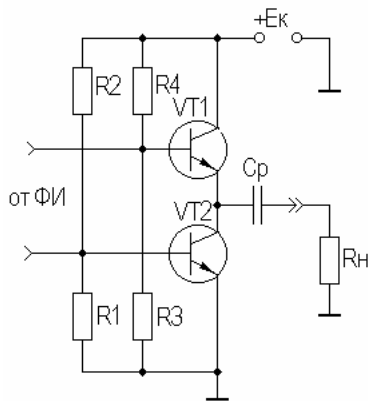


Рис. 4.12. Выходной каскад УМ с ФИ

В целом в УМ, выполненных по структурной схеме, представленной на рис. 4.7, недостижим высокий КПД вследствие необходимости применения в ФИ режима класса *A*.

Гораздо лучшими параметрами обладают двухтактные бестрансформаторные УМ, выполненные на комплементарных транзисторах. Такие УМ принято называть **бустерами**. Различают бустеры напряжения и тока. Поскольку усиление напряжения обычно осуществляется предварительными каскадами многокаскадного усилителя, а нагрузка УМ, как правило, низкоомная, то наибольшее распространение получили выходные каскады в виде бустера тока.

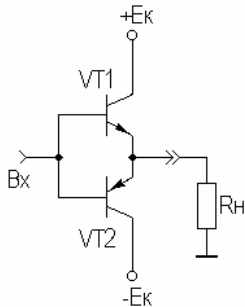


Рис. 4.13. Токовый бустер класса *B*

На рис. 4.13 приведена схема простейшего варианта бустера тока класса *B* на комплементарных транзисторах и с двухполярным питанием.

При подаче на вход бустера положительной полуволны входного гармонического сигнала открывается транзистор

VT1 и через нагрузку потечет ток. При подаче на вход бустера отрицательной полуволны входного гармонического сигнала открывается транзистор VT2 и через нагрузку потечет ток в противоположном направлении. Таким образом, на  $R_H$  будет формироваться выходной сигнал.

Включение транзисторов с ОК позволяет получить малое выходное сопротивление, что необходимо для согласования с низкоомной нагрузкой для передачи в нее максимальной выходной мощности. Большое входное сопротивление позволяет хорошо согласовать каскад с предварительным усилителем напряжения. За счет 100% ПООСН  $K_0 \approx 1$ .

Благодаря использованию двухполярного источника питания возможна гальваническая связь каскада с нагрузкой, что делает возможным применение токовых бустеров в усилителях постоянного тока. Кроме того, это обстоятельство весьма благоприятно при реализации бустера в виде ИМС.

Существенным недостатком рассматриваемого бустера являются большие НИ ( $K_T > 10\%$ ), что и ограничивает его практическое использование. Свободен от этого недостатка токовый бустер класса AB, схема которого приведена на рис. 4.14.

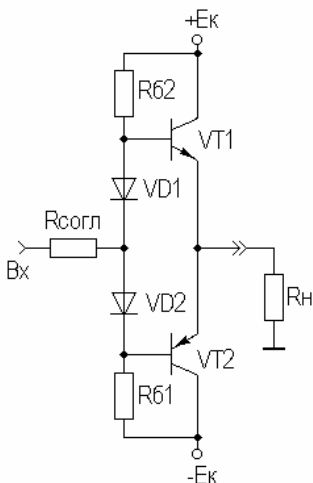


Рис. 4.14. Токовый бустер класса AB

Начальные токи покоя баз транзисторов здесь задаются с помощью резисторов  $R_{61}$  и  $R_{62}$ , а также диодов VD1 и VD2. При интегральном исполнении в качестве диодов используются транзисторы в диодном включении. Напомним, что падение напряжения на прямосмещенном диоде  $\Delta\varphi \approx 0,7$  В, а в кремниевых ИМС с помощью диодов осуществляется параметрическая термостабилизация (см. разд. 2.6). Сопротивление  $R_{согл}$  вводится для лучшего согласования с предыдущим каскадом усилителя.

При положительной полуволне входного гармонического сигнала диод VD1 подзапирается и на базе



VT1 будет «отслеживаться» входной потенциал, что приведет к его отпиранию и формированию на сопротивлении нагрузки положительной полуволны выходного гармонического сигнала. При отрицательной полуволне входного гармонического сигнала работают VD2 и VT2 и на нагрузке формируется отрицательная полуволна выходного гармонического сигнала.

Для увеличения выходной мощности могут быть использованы бустеры на составных транзисторах, включенных по схеме Дарлингтона (рис. 4.15), у которой коэффициент передачи по току равен произведению коэффициентов передачи тока базы транзисторов VT1 и VT2, причем возможна однокристалльная реализация данной структуры, например составной транзистор КТ829.

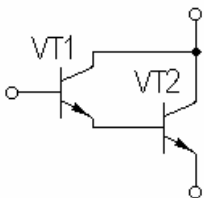


Рис. 4.15. Схема Дарлингтона

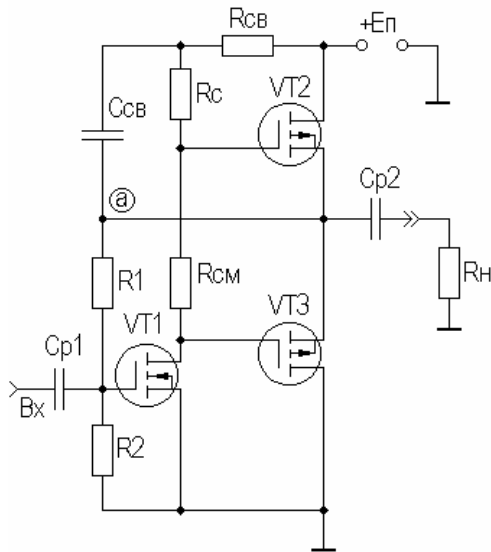


Рис. 4.16. УМ на ПТ

Из полевых транзисторов в УМ более пригодны МОП-транзисторы с индуцированными каналами  $n$ - и  $p$ -типа, имеющими такой же характер смещения в цепи затвор–исток, как и у биполярных, но имеющих более линейную входную ВАХ, приводящую к меньшему уровню ВАХ. Схема УМ на ПТ указанного типа приведена на рис. 4.16.

В данном каскаде введена положительная ОС по питанию путем включения резистора  $R_{CB}$  последовательно с  $R_C$ .

В точку **a** выходное напряжение подается через конденсатор  $C_{CB}$  и служит «вольтодобавкой», увеличивающей напряжение питания предоконечного каскада в тот полупериод, в который ток транзистора  $VT1$  уменьшается. Это позволяет снять с него достаточную амплитуду напряжения, необходимую для управления оконечным истоковым повторителем, повышает выходную мощность и КПД усилителя. Аналогичная схема «вольтодобавки» применяется и в УМ на БТ.

Широкое применение находят УМ, у которых в качестве предварительных каскадов применены операционные усилители. На рис. 4.17 приведены соответствующие схемы УМ режимов класса *B* и *AB*.

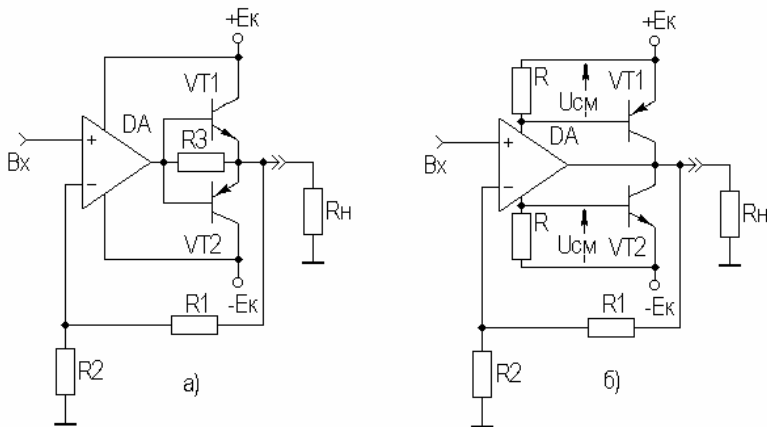


Рис. 4.17. УМ на основе операционных усилителей

Данные примеры иллюстрируют еще одно направление в разработке УМ – применение общей ООС, служащей, в частности, для снижения уровня НИ.

Более подробное описание схем УМ содержится в [1, 9].

## 5. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА (УПТ)

### 5.1. Общие сведения

Усилителями постоянного тока (УПТ) называются устройства, предназначенные для усиления медленно изменяющихся сигналов вплоть до нулевой частоты. На рис. 5.1 приведена АЧХ УПТ.

Для осуществления передачи сигналов частот, близких к нулю, в УПТ используется непосредственная (гальваническая) связь между каскадами. Однако такая связь приводит к необходимости решения специфических задач:

- согласование потенциальных уровней в соседних каскадах;
- уменьшения дрейфа (нестабильности) выходного уровня напряжения или тока.

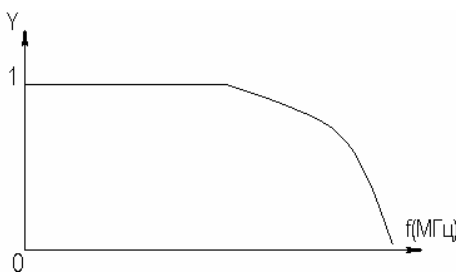


Рис. 5.1. АЧХ УПТ

### 5.2. Способы построения УПТ

Основная проблема, с которой сталкиваются разработчики УПТ, является дрейф нуля. Дрейфом нуля (нулевого уровня) называется самопроизвольное отклонение напряжения или тока на выходе УПТ от начального значения. Поскольку дрейф нуля наблюдается и при отсутствии сигнала на входе УПТ, то его невозможно отличить от истинного сигнала.

К физическим причинам, вызывающим дрейф нуля в УПТ, относятся:

- нестабильность источников питания;
- временная нестабильность («старение») параметров транзисторов и резисторов;
- температурная нестабильность параметров транзисторов и резисторов;
- низкочастотные шумы;
- помехи и наводки.

Наибольшую нестабильность вносит температурный фактор. Положение усугубляется наличием гальванической связи между каскадами, хорошо передающей медленные изменения сигнала, что приводит к эффекту каскадирования температурных нестабильностей каскадов от входа к выходу.

Поскольку температурные изменения параметров усилительных элементов имеют закономерный характер (см. разд. 2.2 и 2.10), то они могут быть в некоторой степени скомпенсированы теми же методами, что и в усилителях гармонических сигналов.

Абсолютным дрейфом нуля  $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  называется максимальное самопроизвольное отклонение выходного напряжения УПТ при замкнутом входе за определенный промежуток времени. Качество УПТ оценивают по напряжению дрейфа нуля, приведенного к входу усилителя:

$$e_{\text{др}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / K_U.$$

Приведенный к входу дрейф нуля эквивалентен ложному входному сигналу, он ограничивает минимальный входной сигнал, т.е. определяет чувствительность УПТ.

С целью снижения дрейфа нуля в УПТ используются:

- глубокие ООС;
- термокомпенсирующие элементы;
- преобразование постоянного тока в переменный, его усиление и последующее детектирование;
- построение УПТ по балансной схеме.

**УПТ прямого усиления**, по сути, являются обычными многокаскадными усилителями с непосредственной связью. В качестве УПТ может использоваться усилитель, схема которого приведена на рис. 3.4.

В этом усилителе резисторы  $R_{э1}$ ,  $R_{э2}$  и  $R_{э3}$ , помимо создания местных и общих цепей ООС, обеспечивают необходимое напряжение смещения в своих каскадах. В многокаскадном УПТ можно обеспечить требуемый режим транзисторов по постоянному току путем последовательного повышения потенциалов эмиттеров от входа к выходу, что обусловлено непосредственной межкаскадной связью «коллектор – эмиттер», потенциалы коллекторов тоже возрастают от входа к выходу. Возможно обеспечение режима каскадов УПТ

путем уменьшения  $R_k$  от входа к выходу, однако в том и другом случае следствием будет уменьшение коэффициента усиления УПТ.

В многокаскадных УПТ прямого усиления может происходить частичная компенсация дрейфа нуля. Так, положительное приращение тока коллектора первого транзистора вызовет отрицательное приращение тока базы и, следовательно, тока коллектора второго транзистора. На практике полная компенсация дрейфа нуля недостижима даже для одной температурной точки, тем не менее в УПТ с четным числом каскадов наблюдается его снижение.

В связи с тем, что данный УПТ имеет однополярное питание, на его входе и выходе присутствует некоторый постоянный потенциал, что не позволяет подключать низкоомные источник сигнала и нагрузку непосредственно между ними и общим проводом. В этом случае используется мостовая схема с включением  $R_{Г}$  и  $R_{Н}$  в диагонали входного и выходного мостов (рис. 5.2).

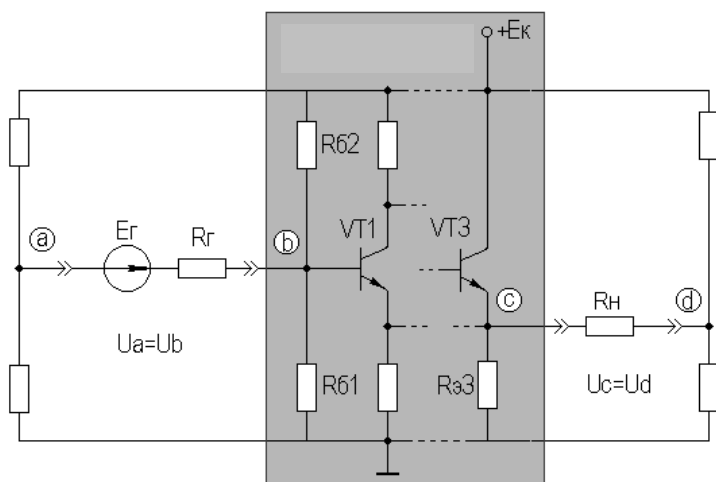


Рис. 5.2. Мостовая схема включения источника сигнала и нагрузки в УПТ

Для расчета частотных и временных характеристик УПТ с прямым усилением можно использовать материалы разд. 2.5 и 3.3, а также разд. 2.9 в случае построения УПТ на ПТ.

Для целей согласования потенциалов используют транзисторы различной проводимости, для лучшей температурной компенсации применяют диоды и стабилитроны. Применение двухполярного источника питания позволяет непосредственно подключать источник сигнала и нагрузку к УПТ, так как в этом случае обеспечены нулевые потенциалы на его входе и выходе. Указанные меры реализованы в схеме УПТ, приведенной на рис. 5.3.

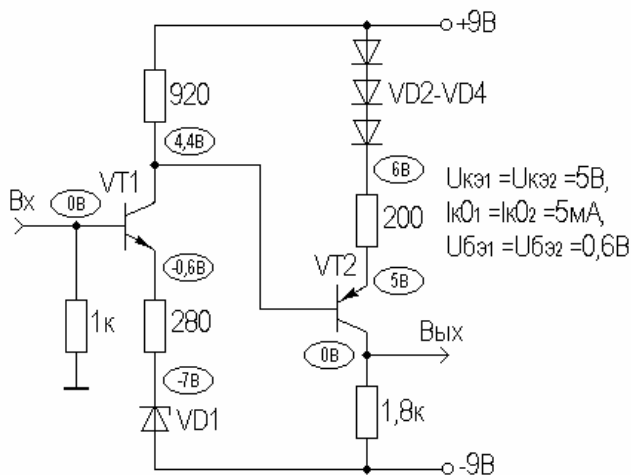


Рис.5.3. Двухкаскадный УПТ

УПТ с прямым усилением на основе непосредственной связи между каскадами и глубокими ООС позволяют получить  $K_0 \leq 40$  дБ при  $U_{вх}$  порядка десятков милливольт. В таких УПТ возникает проблема устранения паразитной ОС по цепям питания, ибо не представляется возможным применение обычных фильтров.

УПТ прямого усиления имеют большой температурный дрейф ( $e_{др}$  составляет единицы милливольт на градус). Кроме температурного дрейфа в таких УПТ существенное влияние оказывают временной дрейф, нестабильность источников питания и низкочастотные шумы.

Отмеченные недостатки в значительной мере преодолеваются в **УПТ с преобразованием (модуляцией) сигнала**. На рис. 5.4 приведена структурная схема УПТ с преобразованием постоянного тока в переменный и даны эпюры напряжений, поясняющие принцип его работы.

Входной сигнал постоянного напряжения  $U_{ВХ}$  преобразуется в пропорциональный ему сигнал переменного напряжения с помощью модулятора **М**, потом усиливается обычным усилителем гармонических сигналов **У**, а затем демодулятором **ДМ** преобразуется в сигнал постоянного напряжения  $U_{Н}$ . Поскольку в усилителях переменного тока дрейф нуля не передается от каскада к каскаду (из-за наличия разделительных емкостей между каскадами), то в данном УПТ реализуется минимальный дрейф нуля.

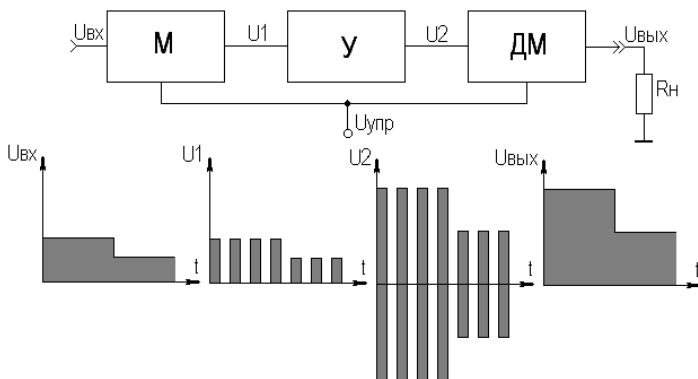


Рис. 5.4. Структурная схема УПТ с преобразованием сигнала

В качестве модулятора можно использовать управляемые ключевые схемы, выполненные обычно на ПТ. Простейшим демодулятором является обычный двухполупериодный выпрямитель с фильтром на выходе. Следует заметить, что существует большое многообразие схемных решений как модуляторов, так и демодуляторов, рассмотрение которых не позволяет ограниченный объем данного пособия.

В качестве недостатков УПТ с преобразованием сигнала следует отнести проблему реализации модуляторов малого уровня входного сигнала и повышенную сложность схемы.

Достичь существенного улучшения электрических, эксплуатационных и массогабаритных показателей УПТ можно за счет их построения на основе балансных схем.

### 5.3. Дифференциальные усилители (ДУ)

В настоящее время наибольшее распространение получили УПТ на основе дифференциальных (параллельно-балансных или разностных) каскадов. Такие усилители просто реализуются в виде монолитных ИМС и широко выпускаются промышленностью (КТ118УД, КР198УТ1 и др.). На рис. 5.5 приведена принципиальная схема простейшего варианта дифференциального усилителя (ДУ) на БТ.

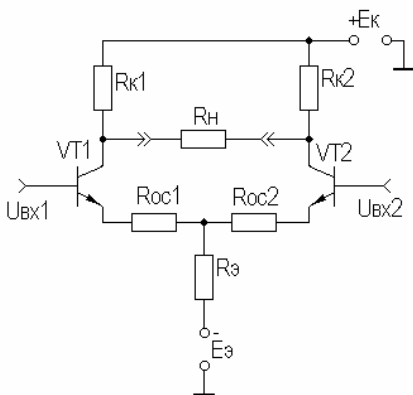


Рис. 5.5. Схема ДУ

Любой ДУ выполняется по принципу сбалансированного моста, два плеча которого образованы резисторами  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$ , а два других — транзисторами  $VT1$  и  $VT2$ . Сопротивление нагрузки  $R_{н}$  включено в диагональ моста. Резисторы цепи ПООСТ  $R_{oc1}$  и  $R_{oc2}$  обычно невелики или вообще отсутствуют, поэтому можно считать, что резистор  $R_{э}$  подключен к эмиттерам транзисторов.

Двухполярное питание позволяет обойтись на входах (выходах) ДУ без мостовых схем за счет снижения потенциалов баз (коллекторов) до потенциала общей шины.

Рассмотрим работу ДУ для основного рабочего режима — дифференциального. За счет действия  $U_{вх1}$  транзистор  $VT1$  приоткрывается, и его ток эмиттера получает приращение  $\Delta I_{э1}$ , а за счет действия  $U_{вх2}$  транзистор  $VT2$  прикрывается, и ток его эмиттера получает отрицательное приращение  $-\Delta I_{э2}$ . Следовательно, результирующее приращение тока в цепи резистора  $R_{э}$  при идеально симметричных плечах близ-



ко к нулю и, следовательно, ООС для дифференциального сигнала отсутствует.

При анализе ДУ выделяют два плеча, представляющие собой каскады с ОЭ, в общую цепь эмиттеров транзисторов которых включен общий резистор  $R_э$ . Им и задается их общий ток. В связи с этим представляется возможным при расчете частотных и временных характеристик ДУ пользоваться соотношениями разд. 2.5 и 2.12 с учетом замечаний, приведенных в разд. 4.4. Например, коэффициент усиления дифференциального сигнала  $K_{U_{диф}}$  будет равен в случае симметрии плеч (см. разд. 4.4)  $K_{U_{диф}} = 2K_{U_{пл}} = K_0$ , т.е. дифференциальный коэффициент усиления равен коэффициенту усиления каскада с ОЭ.

ДУ отличают малый дрейф нуля, большой коэффициент усиления дифференциального (противофазного) сигнала  $K_{U_{диф}}$  и большой коэффициент подавления синфазных помех, т.е. малый коэффициент передачи синфазного сигнала  $K_{U_{сф}}$ .

Для обеспечения качественного выполнения этих функций необходимо выполнить два основных требования. Первое из них состоит в обеспечении симметрии обоих плеч ДУ. Приблизиться к выполнению этого требования позволила микроэлектроника, поскольку только в монолитной ИМС близко расположенные элементы действительно имеют почти одинаковые параметры с одинаковой реакцией на воздействие температуры, старения и т.п.

Второе требование состоит в обеспечении глубокой ООС для синфазного сигнала. В качестве синфазного сигнала для ДУ выступают помехи, наводки, поступающие на входы в фазе. Поскольку  $R_э$  создает глубокую ПООСТ для обоих плеч ДУ, то для синфазного сигнала будет наблюдаться значительное уменьшение коэффициентов передачи каскадов с ОЭ, образующих эти плечи.

Коэффициент усиления каждого плеча для синфазного сигнала можно представить как  $K_{0_{ос}}$  каскада с ОЭ при глубокой ООС. Согласно разд. 3.2 имеем

$$K_{U_{сф1}} \approx R_{к1} / R_э, \quad K_{U_{сф2}} \approx R_{к2} / R_э.$$

Теперь можно записать для  $K_{U_{сф}}$  всего ДУ:

$$K_{U_{сф}} \approx \Delta R_K / R_3,$$

где  $\Delta R_K = |R_{K1} - R_{K2}|$ .

Для оценки подавления синфазного сигнала вводят коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС), равный отношению модулей коэффициентов передач дифференциального и синфазного сигналов.

Из сказанного следует, что увеличение КОСС возможно путем уменьшения разброса номиналов резисторов в цепях коллекторов (в монолитных ИМС — не более 3%) и путем увеличения  $R_3$ . Однако увеличение  $R_3$  требует увеличения напряжения источника питания (что неизбежно приведет к увеличению рассеиваемой тепловой мощности в ДУ) и не всегда возможно из-за технологических трудностей реализации резисторов больших номиналов в монолитных ИМС.

Решить эту проблему позволяет использование электронного эквивалента резистора большого номинала, которым является источник стабильного тока (ИСТ), варианты схем которого приведены на рис. 5.6.

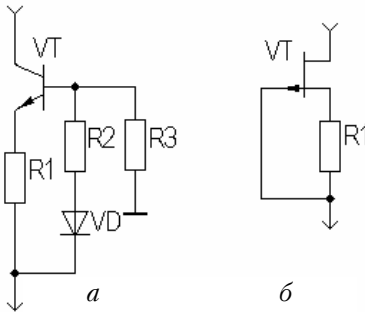


Рис. 5.6. ИСТ на БТ и ПТ

ИСТ подключается вместо  $R_3$  (см. рис. 5.5), а заданный ток и термостабильность обеспечивают элементы  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и  $VD_1$  (рис. 5.6, а) и  $R_1$  (рис. 5.6, б). Для реальных условий ИСТ представляет собой эквивалент сопротивления для изменяющегося сигнала номиналом до единиц МОм, а в режиме

покоя — порядка единиц кОм, что делает ДУ экономичным по питанию.

Использование ИСТ позволяет реализовать ДУ в виде экономичной ИМС, с КОСС порядка 100 дБ.

При использовании ПТ характер построения ДУ не меняется, следует только учитывать особенности питания и термостабилизации ПТ.

#### 5.4. Схемы включения ДУ

Можно выделить четыре схемы включения ДУ: симметричные вход и выход, несимметричный вход и симметричный выход, симметричный вход и несимметричный выход, несимметричный вход и выход.

Схема включения ДУ **симметричные вход и выход** приведена на рис. 5.7 и в особых комментариях не нуждается, такая схема включения применяется при каскадировании ДУ.

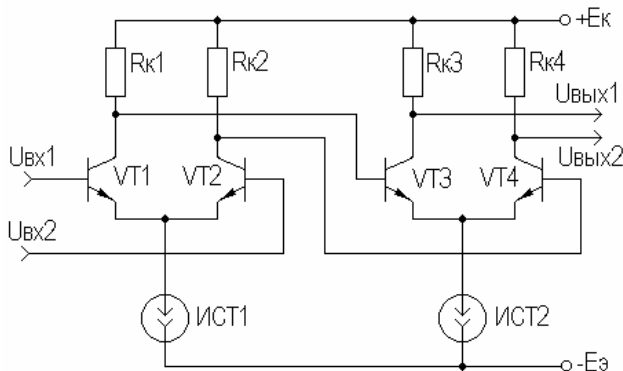


Рис. 5.7. Схема включения ДУ «симметричные вход и выход»

Схема включения ДУ **несимметричный вход и симметричный выход** рассматривалась ранее (см. рис. 4.9).

Схема включения ДУ **симметричный вход и несимметричный выход** приведена на рис. 5.8.

Такая схема включения ДУ применяется в случае необходимости перехода от симметричного источника сигнала (либо симметричного тракта передачи) к несимметричной нагрузке (несимметричному тракту передачи). Нетрудно показать, что дифференциальный коэффициент усиления при таком включении будет равен половине  $K_{U_{диф}}$  при симметричной нагрузке. Вместо резисторов  $R_k$  в ДУ часто используют транзи-

сторы, выполняющие функции динамических нагрузок. В рассматриваемом варианте включения ДУ целесообразно использовать в качестве динамической нагрузки так называемое **токовое зеркало**, образованное транзисторами VT3 и VT4 (рис. 5.9).

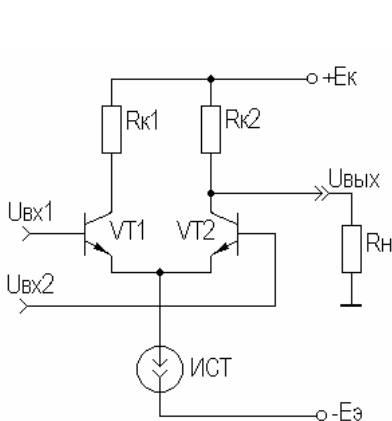


Рис. 5.8. Схема ДУ «симметричный вход – несимметричный выход»

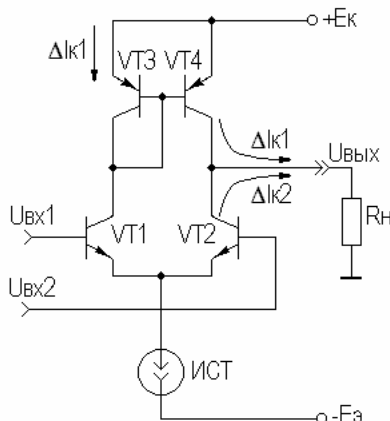


Рис. 5.9. Схема ДУ с токовым зеркалом

При подаче на базу транзистора VT1 положительной полуволны гармонического сигнала  $U_{вх1}$  в цепи транзистора VT3 (включенного по схеме диода) возникает приращение тока  $\Delta I_{к1}$ . За счет этого тока возникает приращение напряжения между базой и эмиттером VT3, которое является приращением входного напряжения для транзистора VT4. Таким образом, в цепи коллектор – эмиттер VT4 возникает приращение тока, практически равное  $\Delta I_{к1}$ , поскольку в ДУ плечи симметричны. В рассматриваемый момент времени на базу транзистора VT2 подается отрицательная полуволна входного гармонического сигнала  $U_{вх2}$ . Следовательно, в цепи его коллектора появилось отрицательное приращение тока  $\Delta I_{к2}$ . При этом приращение тока нагрузки ДУ равно  $\Delta I_{к1} + \Delta I_{к2}$ , т.е. ДУ с отражателем тока обеспечивает большее усиление дифференциального сигнала. Необходимо также отметить, что для

рассматриваемого варианта ДУ в режиме покоя ток нагрузки равен нулю.

При **несимметричных входе и выходе** работа ДУ в принципе не отличается от случая несимметричный вход — симметричный выход. В зависимости от того, с какого плеча снимается выходной сигнал, возможно получение синфазного или противофазного выходного сигнала, как это получается в фазоинверсном каскаде на основе ДУ (см. разд. 4.4).

### 5.5. Точностные параметры ДУ

К точностным параметрам ДУ относятся паразитные напряжения и токи, имеющие место в режиме покоя, но оказывающие влияние на качество усиления рабочего сигнала.

В реальном ДУ за счет асимметрии плеч на выходе устройства всегда присутствует паразитное напряжение между выходами. Для сведения его к нулю на вход (плеча) необходимо подать компенсирующий сигнал — напряжение смещения нуля  $U_{\text{см}}$ , представляющее собой кажущийся входной дифференциальный сигнал.

Напряжение  $U_{\text{см}}$  порождается, в основном, разбросом величин обратных токов эмиттерных переходов  $I_{\text{эб01}}$  и  $I_{\text{эб02}}$  ( $U'_{\text{см}}$ ) и номиналов резисторов  $R_{\text{к1}}$  и  $R_{\text{к2}}$  ( $U''_{\text{см}}$ ). Для этих напряжений можно записать:

$$U'_{\text{см}} = \varphi_{\text{T}} \ln(I_{\text{эб01}}/I_{\text{эб02}}), \quad U''_{\text{см}} = 2\varphi_{\text{T}} \Delta R_{\text{к}} / R_{\text{к}}.$$

Зависимость  $U_{\text{см}}$  от температуры представляется еще одним точностным параметром — температурной чувствительностью. Температурная чувствительность  $dU_{\text{см}}/dT$  имеет размерность мкВ/град, определяется как разность ТКН эмиттерных переходов транзисторов плеч и уменьшается пропорционально уменьшению  $U_{\text{см}}$ .

Следующим точностным параметром ДУ является ток смещения  $\Delta I_{\text{вх}}$ , представляющий собой разбаланс (разность) входных токов (токов баз транзисторов). Протекая через сопротивление источника сигнала  $R_{\text{Г}}$ , ток смещения создает на нем падение напряжения, действие которого равносильно ложному дифференциальному сигналу. Ток смещения можно представить как

$$\Delta I_{\text{вх}} = I_{\text{э01}} / H_{21\text{э1}} - I_{\text{э02}} / H_{21\text{э2}} .$$

Средний входной ток  $I_{\text{вх ср}}$  также является точностным параметром ДУ. Его можно представить как

$$I_{\text{вх ср}} = (I_{\text{б01}} + I_{\text{б02}}) / 2 = I_{\text{э0}} / 2H_{21\text{э}} .$$

Протекая через  $R_{\Gamma}$ , ток  $I_{\text{вх ср}}$  создает на нем падение напряжения, действующее как синфазный входной сигнал. Хотя и ослабленное в  $K_{U_{\text{сф}}}$  раз, оно все же вызовет на выходе ДУ разбаланс потенциалов.

Температурные зависимости тока смещения и среднего входного тока можно учесть через температурную зависимость  $H_{21\text{э}}$ . Отметим, что обычно  $I_{\text{вх ср}} > \Delta I_{\text{вх}}$ .

В ДУ на ПТ основным точностным параметром является  $U_{\text{см}}$ , которое обычно больше, чем в ДУ на БТ.

В настоящее время ДУ представляют собой основной базовый каскад аналоговых ИМС, в частности, ДУ является входным каскадом любого операционного усилителя.

## 6. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### 6.1. Общие сведения

Операционным усилителем (ОУ) принято называть интегральный усилитель постоянного тока с дифференциальным входом и двухтактным выходом, предназначенный для работы с цепями обратных связей. Название усилителя обусловлено первоначальной областью его применения – выполнением различных операций над аналоговыми сигналами (сложение, вычитание, интегрирование и др.). В настоящее время ОУ выполняют роль многофункциональных узлов при реализации разнообразных устройств электроники различного назначения. Они применяются для усиления, ограничения, перемножения, частотной фильтрации, генерации, стабилизации и т.д. сигналов в устройствах непрерывного и импульсного действия.

Необходимо отметить, что современные монолитные ОУ по своим размерам и цене незначительно отличаются от отдельных дискретных элементов, например транзисторов. Поэтому выполнение различных устройств на ОУ часто осуществляется значительно проще, чем на дискретных элементах или на усилительных ИМС.

Идеальный ОУ имеет бесконечно большой коэффициент усиления по напряжению ( $K_{иОУ} = \infty$ ), бесконечно большое входное сопротивление, бесконечно малое выходное сопротивление, бесконечно большой КОСС и бесконечно широкую полосу рабочих частот. Естественно, что на практике ни одно из этих свойств не может быть осуществлено полностью, однако к ним можно приблизиться в достаточной для многих областей мере.

На рис. 6.1 приведены два варианта условных обозначений ОУ – упрощенный (а) и с дополнительными выводами для подключения цепей питания и цепей частотной коррекции (б).

На основе требований к характеристикам идеального ОУ можно синтезировать его внутреннюю структуру, представленную на рис. 6.2.

Упрощенная электрическая схема простого ОУ, реализующая структурную схему рис. 6.2, показана на рис. 6.3.

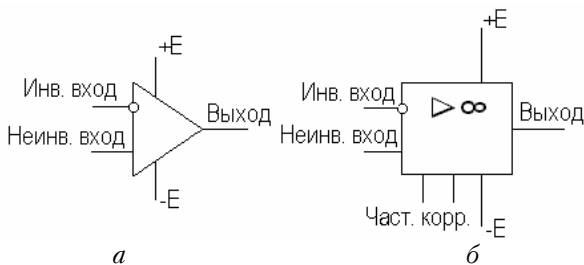


Рис.6.1. Условные обозначения ОУ



Рис. 6.2. Структурная схема ОУ

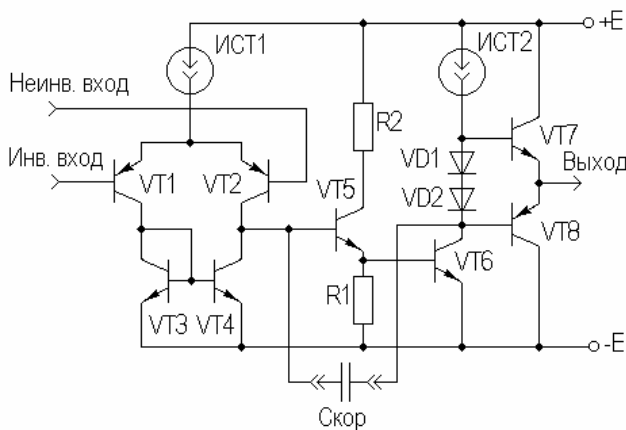


Рис. 6.3. Схема простого ОУ

Данная схема содержит входной ДУ (VT1 и VT2) с токовым зеркалом (VT3 и VT4), промежуточные каскады с ОК (VT5) и с ОЭ (VT6) и выходной токовый бустер на транзисторах VT7 и VT8. ОУ может содержать цепи частотной кор-



рекции ( $C_{кор}$ ), цепи питания и термостабилизации (VD1, VD2 и др.), ИСТ и т.д. Двухполярное питание позволяет осуществить гальваническую связь между каскадами ОУ и нулевые потенциалы на его входах и выходе в отсутствие сигнала. С целью получения высокого входного сопротивления входной ДУ может быть выполнен на ПТ. Следует отметить большое разнообразие схемных решений ОУ, однако основные принципы их построения достаточно полно иллюстрирует рис. 6.3.

## 6.2. Основные параметры и характеристики ОУ

Основным параметром ОУ является коэффициент усиления по напряжению без обратной связи  $K_{цОУ}$ , называемый также полным коэффициентом усиления по напряжению. В области НЧ и СЧ он иногда обозначается  $K_{цОУ0}$  и может достигать нескольких десятков и сотен тысяч.

Важными параметрами ОУ являются его точностные параметры, определяемые входным дифференциальным каскадом. Поскольку точностные параметры ДУ были рассмотрены в разд. 5.5, то здесь ограничимся их перечислением:

- напряжение смещения нуля  $U_{см}$ ;
- температурная чувствительность напряжения смещения нуля  $dU_{см}/dT$ ;
- ток смещения  $\Delta I_{вх}$ ;
- средний входной ток  $I_{вх ср}$ .

Входные и выходные цепи ОУ представляются входным  $R_{вхОУ}$  и выходным  $R_{выхОУ}$  сопротивлениями, приводимыми для ОУ без цепей ООС. Для выходной цепи даются также такие параметры, как максимальный выходной ток  $I_{выхОУ}$  и минимальное сопротивление нагрузки  $R_{н min}$ , а иногда и максимальная емкость нагрузки. Входная цепь ОУ может включать емкость между входами и общей шиной. Упрощенные эквивалентные схемы входной и выходной цепи ОУ представлены на рис. 6.4.

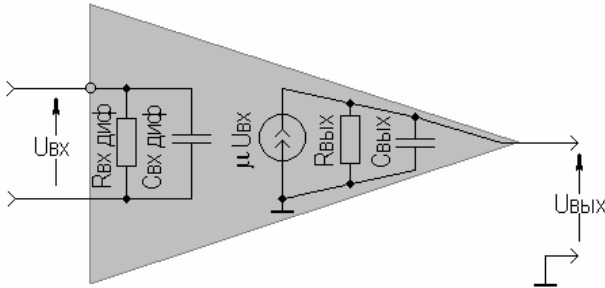


Рис. 6.4. Простая линейная модель ОУ

Среди параметров ОУ следует отметить КОСС и коэффициент ослабления влияния нестабильности источника питания  $K_{ОВНП} = 20 \lg(\Delta E / \Delta U_{ВХ})$ . Оба этих параметра в современных ОУ имеют свои значения в пределах (60...120) дБ.

К энергетическим параметрам ОУ относятся напряжение источников питания  $\pm E$ , ток потребления (покоя)  $I_{П}$  и потребляемая мощность. Как правило,  $I_{П}$  составляет десятые доли — десятки миллиампер, а потребляемая мощность, однозначно определяемая  $I_{П}$ , единицы — десятки милливатт.

К максимально допустимым параметрам ОУ относятся:

- максимально возможное (неискаженное) выходное напряжение сигнала  $U_{ВЫХ \max}$  (обычно чуть меньше  $E$ );
- максимально допустимая мощность рассеивания;
- рабочий диапазон температур;
- максимальное напряжение питания;
- максимальное входное дифференциальное напряжение и др.

К частотным параметрам относится абсолютная граничная частота или частота единичного усиления  $f_T (f_1)$ , т.е. частота, на которой  $K_{цОУ} = 1$ . Иногда используется понятие скорости нарастания и времени установления выходного напряжения, определяемые по реакции ОУ на воздействие скачка напряжения на его входе. Для некоторых ОУ приводятся также дополнительные параметры, отражающие специфическую область их применения.

Амплитудные (передаточные) характеристики ОУ представлены на рис. 6.5 в виде двух зависимостей  $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$  для инвертирующего и неинвертирующего входов.

Когда на обоих входах ОУ  $U_{\text{ВХ}} = 0$ , то на выходе будет присутствовать напряжение ошибки  $U_{\text{ОШ}}$ , определяемое точностными параметрами ОУ (на рис. 6.5  $U_{\text{ОШ}}$  не показано ввиду его малости).

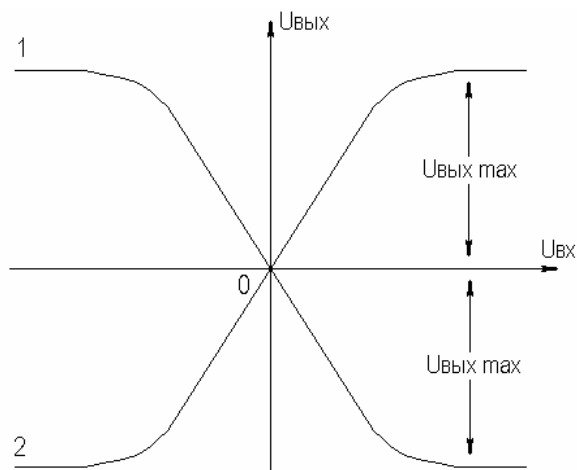


Рис. 6.5. АХ ОУ

Частотные свойства ОУ представляются его АЧХ, выполненной в логарифмическом масштабе,  $K_{\text{иОУ}} = \phi(\lg f)$ . Такая АЧХ называется логарифмической (ЛАЧХ), ее типовой вид приведен на рис. 6.6 (для ОУ К140УД10).

Частотную зависимость  $K_{\text{иОУ}}$  можно представить в виде

$$K_{\text{иОУ}} = K_{\text{иОУ}0} / \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{В}})^2}.$$

Здесь  $\tau_{\text{В}}$  — постоянная времени ОУ, которая при  $M_{\text{В}} = 3$  дБ определяет частоту сопряжения (среза) ОУ (см. рис. 6.6);  $\omega_{\text{В}} = 1/\tau_{\text{В}} = 2\pi f_{\text{В}}$ .

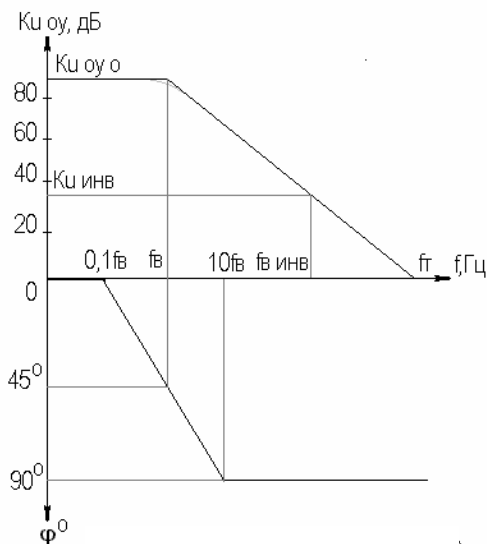


Рис. 6.6. ЛАЧХ и ЛФЧХ ОУ  
К140УД10

Заменив в выражении для  $K_{uOУ}$   $\tau_B$  на  $1/\omega_B$ , получим запись ЛАЧХ:

$$K_{uOУ} = 20 \lg K_{uOУ0} - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega / \omega_B)^2}.$$

На НЧ и СЧ  $K_{uOУ} = 20 \lg K_{uOУ0}$ , т.е. ЛАЧХ представляет собой прямую, параллельную оси частот. С некоторым приближением можем считать, что в области ВЧ спад  $K_{uOУ}$  происходит со скоростью 20 дБ на декаду (6 дБ на октаву). Тогда при  $\omega \gg \omega_B$  можно упростить выражение для ЛАЧХ:

$$K_{uOУ} = 20 \lg K_{uOУ0} - 20 \lg(\omega / \omega_B).$$

Таким образом, ЛАЧХ в области ВЧ представляется прямой линией с наклоном к оси частот 20 дБ/дек. Точка пересечения рассмотренных прямых, представляющих ЛАЧХ, соответствует частоте сопряжения  $\omega_B$  ( $f_B$ ). Разница между реальной ЛАЧХ и идеальной на частоте  $f_B$  составляет поряд-

ка 3 дБ (см. рис. 6.6), однако для удобства анализа с этим мирятся, и такие графики принято называть **диаграммами Бode**.

Следует заметить, что скорость спада ЛАЧХ 20 дБ/дек характерна для скорректированных ОУ с внешней или внутренней коррекцией, основные принципы которой будут рассмотрены ниже.

Для скорректированного ОУ можно рассчитать  $K_{цОУ}$  на любой частоте  $f$  как  $K_{цОУ} = f_T / f$ , а  $K_{цОУ0} = f_T / f_B$ .

На рис. 6.6 приведена также логарифмическая ФЧХ (ЛФЧХ), представляющая собой зависимость фазового сдвига  $\varphi$  выходного сигнала относительно входного от частоты. Реальная ЛФЧХ отличается от представленной не более чем на  $6^\circ$ . Отметим, что и для реального ОУ  $\varphi = 45^\circ$  на частоте  $f_B$ , а на частоте  $f_T$  —  $90^\circ$ . Таким образом, собственный фазовый сдвиг рабочего сигнала в скорректированном ОУ в области ВЧ может достигнуть  $90^\circ$ .

Рассмотренные выше параметры и характеристики ОУ описывают его при отсутствии цепей ООС. Однако, как отмечалось, ОУ практически всегда используется с цепями ООС, которые существенно влияют на все его показатели.

### 6.3. Инвертирующий усилитель

Наиболее часто ОУ используется в инвертирующих и неинвертирующих усилителях. Упрощенная принципиальная схема инвертирующего усилителя на ОУ приведена на рис. 6.7.

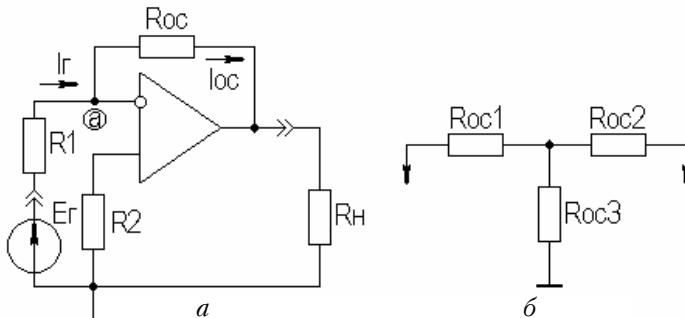


Рис. 6.7. Инвертирующий усилитель на ОУ

Резистор  $R_1$  представляет собой внутреннее сопротивление источника сигнала  $E_\Gamma$ , посредством  $R_{oc}$  ОУ охвачен  $\parallel$ ООСН.

При идеальном ОУ разность напряжений на входных зажимах стремиться к нулю, а поскольку неинвертирующий вход соединен с общей шиной через резистор  $R_2$ , то потенциал в точке **a** тоже должен быть нулевым («виртуальный нуль», «кажущаяся земля»). В результате можем записать:  $I_\Gamma = I_{oc}$ , т.е.  $E_\Gamma / R_1 = -U_{вых} / R_{oc}$ . Отсюда получаем

$$K_{U_{инв}} = U_{вых} / E_\Gamma = -R_{oc} / R_1,$$

т.е. при идеальном ОУ  $K_{U_{инв}}$  определяется отношением величин внешних резисторов и не зависит от самого ОУ.

Для реального ОУ необходимо учитывать его входной ток  $I_{вх}$ , т.е.  $I_\Gamma = I_{oc} + I_{вх}$  или  $(E_\Gamma - U_{вх}) / R_1 = (U_{вх} - U_{вых}) / R_{oc} + U_{вх} / R_{вхОУ}$ , где  $U_{вх}$  — напряжение сигнала на инвертирующем входе ОУ, т.е. в точке **a**. Тогда для реального ОУ получаем

$$K_{U_{инв}} = \frac{-R_{oc} / R_1}{1 + \frac{1}{K_U} \left( 1 + \frac{R_{oc}}{R_1} + \frac{R_{oc}}{R_{вхОУ}} \right)}.$$

Нетрудно показать, что при глубине ООС более 10, т.е.  $K_{U_{ОУ}} / K_{U_{инв}} = F > 10$ , погрешность расчета  $K_{U_{инв}}$  для случая идеального ОУ не превышает 10%, что вполне достаточно для большинства практических случаев.

Номиналы резисторов в устройствах на ОУ не должны превышать единиц МОм, в противном случае возможна нестабильная работа усилителя из-за токов утечки, входных токов ОУ и т.п. Если в результате расчета величина  $R_{oc}$  превысит предельное рекомендуемое значение, то целесообразно использовать Т-образную цепочку ООС, которая при умеренных номиналах резисторов позволяет выполнить функцию эквивалента высокоомного  $R_{oc}$  (рис. 6.7, б). В этом случае можно записать

$$K_{U_{инв}} = -\frac{R_{oc1}}{R_1} \frac{R_{oc2}}{R_{oc3}}.$$

На практике часто полагают, что  $R_{oc1} = R_{oc2} \gg R_{oc3}$ , а величина  $R_1$  обычно задана, поэтому  $R_{oc3}$  определяется достаточно просто.

Входное сопротивление инвертирующего усилителя на ОУ  $R_{вх\ инв}$  имеет относительно небольшое значение, определяемое параллельной ООС:

$$R_{вх\ инв} = R_1 + (R_{oc} / K_{U\ ОУ} + 1) \parallel R_{вх\ ОУ} \approx R_1,$$

т.е. при больших  $K_{u\ ОУ}$  входное сопротивление определяется величиной  $R_1$ .

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя  $R_{вых\ инв}$  в реальном ОУ отлично от нуля и определяется как величиной  $R_{вых\ ОУ}$ , так и глубиной ООС  $F$ . При  $F > 10$  можно записать:

$$R_{вых\ инв} = R_{вых\ ОУ} / F = R_{R_{вх\ инв}} / K_{U\ инв} / K_{u\ ОУ}.$$

С помощью ЛАЧХ ОУ можно представить частотный диапазон инвертирующего усилителя (см. рис. 6.6), причем

$$f_{в\ oc} = f_T / K_{U\ инв}.$$

В пределе можно получить  $K_{U\ инв} = 1$ , т.е. получить инвертирующий повторитель. В этом случае получаем минимальное выходное сопротивление усилителя на ОУ:

$$R_{вых\ пов} = R_{вых\ ОУ} / K_{u\ ОУ}.$$

В усилителе на реальном ОУ на выходе усилителя при  $U_{вх} = 0$  всегда будет присутствовать напряжение ошибки  $U_{ош}$ , порождаемое  $U_{см}$  и  $\Delta I_{вх}$ . С целью снижения  $U_{ош}$  стремятся выровнять эквиваленты резисторов, подключенных к входам ОУ, т.е. взять  $R_2 = R_1 \parallel R_{oc}$  (см. рис. 6.7, а). При выполнении этого условия для  $K_{U\ инв} > 10$  можно записать

$$U_{ош} \approx U_{см} K_{U\ инв} + \Delta I_{вх} R_{oc}.$$

Уменьшение  $U_{ош}$  возможно путем подачи дополнительного смещения на неинвертирующий вход (с помощью дополнительного делителя) и уменьшения номиналов применяемых резисторов.

На основе рассмотренного инвертирующего УПТ возможно создание усилителя переменного тока путем включения на вход и выход разделительных конденсаторов, номиналы которых определяют исходя из заданного коэффициента частотных искажений  $M_H$  (см. разд. 2.5).

#### 6.4. Неинвертирующий усилитель

Упрощенная принципиальная схема неинвертирующего усилителя на ОУ приведена на рис. 6.8.

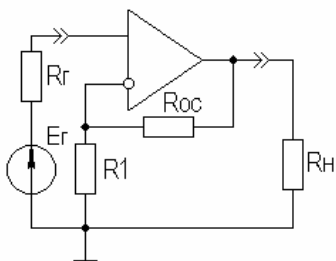


Рис. 6.8. Неинвертирующий усилитель на ОУ

Нетрудно показать, что в неинвертирующем усилителе ОУ охвачен ПООСН. Поскольку  $U_{вх}$  и  $U_{ос}$  подаются на разные входы, то для идеального ОУ можно записать:

$$U_{вх} = U_{вых} R_1 / (R_1 + R_{ос}),$$

откуда коэффициент усиления по напряжению неинвертирующего усилителя

$$K_{U_{неинв}} = 1 + R_{ос} / R_1,$$

или

$$K_{U_{неинв}} = 1 + |K_{U_{инв}}|.$$

Для неинвертирующего усилителя на реальном ОУ полученные выражения справедливы при глубине ООС  $F > 10$ .

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя  $R_{вх_{неинв}}$  велико и определяется глубокой последовательной ООС и высоким значением  $R_{вх_{ОУ}}$ :

$$R_{вх_{неинв}} = R_{вх_{ОУ}} F = R_{вх_{ОУ}} K_{u_{ОУ}} / K_{U_{неинв}}.$$

Выходное сопротивление неинвертирующего усилителя на ОУ определяется как для инвертирующего, так как в обоих случаях действует ООС по напряжению:

$$R_{вых_{неинв}} = R_{вых_{ОУ}} F = R_{вых_{ОУ}} / K_{U_{неинв}} / K_{u_{ОУ}}.$$

Расширение полосы рабочих частот в неинвертирующем усилителе достигается так же, как и в инвертирующем, т.е.

$$f_{в_{ос}} = f_T / K_{U_{неинв}}.$$



Для снижения токовой ошибки в неинвертирующем усилителе, аналогично инвертирующему, следует выполнить условие

$$R_T = R_1 \parallel R_{oc}.$$

Неинвертирующий усилитель часто используют при больших  $R_T$  (что возможно за счет большого  $R_{вх\ неинв}$ ), поэтому выполнение этого условия не всегда возможно из-за ограничения на величину номиналов резисторов.

Наличие на инвертирующем входе синфазного сигнала (передаваемого по цепи: неинвертирующий вход ОУ  $\Rightarrow$  выход ОУ  $\Rightarrow R_{oc} \Rightarrow$  инвертирующий вход ОУ) приводит к увеличению  $U_{ош}$ , что является недостатком рассматриваемого усилителя.

При увеличении глубины ООС возможно достижение  $KU_{неинв} = 1$ , т.е. получение неинвертирующего повторителя, схема которого приведена на рис. 6.9.

Здесь достигнута 100% ПООСН, поэтому данный повторитель имеет максимально большое входное и минимальное выходное сопротивления и используется, как и любой повторитель, в качестве согласующего каскада.

Для неинвертирующего повторителя можно записать

$$U_{ош} \approx U_{см} + I_{вх\ ср} R_T \approx I_{вх\ ср} R_T,$$

т.е. напряжение ошибки может достигать довольно большой величины.

На основе рассмотренного неинвертирующего УПТ также возможно создание усилителя переменного тока путем включения на вход и выход разделительных конденсаторов, номиналы которых определяют исходя из заданного коэффициента частотных искажений  $M_H$  (см. разд. 2.5).

Помимо инвертирующего и неинвертирующего усилителей на основе ОУ выполняются различные варианты УУ, некоторые из них будут рассмотрены ниже.

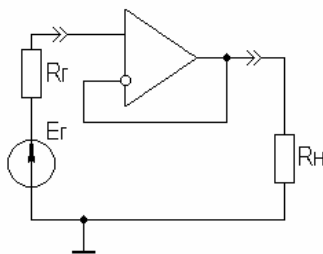


Рис. 6.9. Неинвертирующий повторитель на ОУ

## 6.5. Разновидности УУ на ОУ

На основе ОУ может быть выполнен **разностный (дифференциальный) усилитель**, схема которого приведена на рис. 6.10.

Разностный усилитель на ОУ можно рассматривать как совокупность инвертирующего и неинвертирующего вариантов усилителя. Для  $U_{\text{ВЫХ}}$  разностного усилителя можно записать:

$$U_{\text{ВЫХ}} = K U_{\text{ИНВ}} U_{\text{ВХ1}} + K U_{\text{НЕИНВ}} U_{\text{ВХ2}} R_3 / (R_2 + R_3).$$

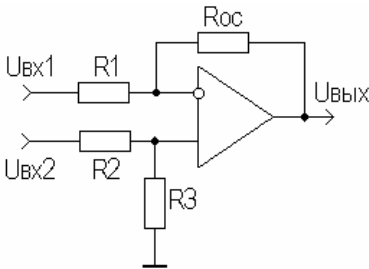


Рис. 6.10. Разностный усилитель на ОУ

Как правило,  $R_1 = R_2$  и  $R_3 = R_{\text{ОС}}$ , следовательно,  $R_3/R_2 = R_{\text{ОС}}/R_1 = m$ . Раскрыв значения коэффициентов усиления, получим

$$U_{\text{ВЫХ}} = m(U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}).$$

Для частного случая при  $R_2 = R_3$  получим:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}.$$

Последнее выражение четко разъясняет происхождение

названия и назначение рассматриваемого усилителя.

В разностном усилителе на ОУ при одинаковой полярности входных напряжений имеет место синфазный сигнал, который увеличивает ошибку усилителя. Поэтому в разностном усилителе желательно использовать ОУ с большим КОСС. К недостаткам рассмотренного разностного усилителя можно отнести разную величину входных сопротивлений и трудность в регулировании коэффициента усиления. Эти трудности устраняются в устройствах на нескольких ОУ, например в разностном усилителе на двух повторителях (рис. 6.11).

Данная схема симметрична и характеризуется одинаковыми входными сопротивлениями и малым напряжением ошибки, но работает только на симметричную нагрузку.

На основе ОУ может быть выполнен **логарифмический усилитель**, принципиальная схема которого приведена на рис. 6.12.

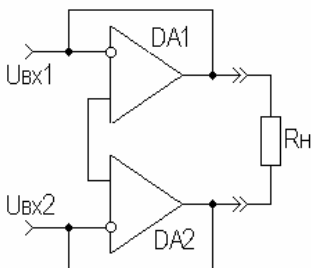


Рис. 6.11. Разностный усилитель на повторителях

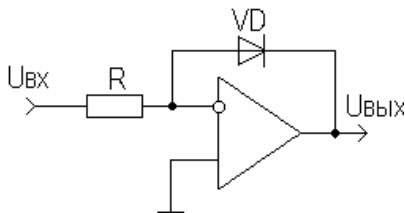


Рис. 6.12. Логарифмический усилитель на ОУ

Переход  $p-n$  диода  $VD$  смещен в прямом направлении. Полагая ОУ идеальным, можно приравнять токи  $I_1$  и  $I_2$ . Используя выражение для ВАХ  $p-n$ -перехода  $\{I = I_0[\exp(U/\varphi_T) - 1]\}$ , нетрудно записать:

$$U_{\text{вх}} / R = I_0[\exp(U/\varphi_T) - 1],$$

откуда после преобразований получим

$$U_{\text{ввых}} = \varphi_T \ln(U_{\text{вх}} / I_0 R) = \varphi_T (\ln U_{\text{вх}} - \ln I_0 R),$$

из чего следует, что выходное напряжение пропорционально логарифму входного, а член  $\ln I_0 R$  представляет собой ошибку логарифмирования. Следует заметить, что в данном выражении используются напряжения, нормированные относительно 1В.

При замене местами диода  $VD$  и резистора  $R$  получается **антилогарифмический усилитель**.

Широкое распространение получили инвертирующие и неинвертирующие **сумматоры** на ОУ, называемые еще суммирующими усилителями или аналоговыми сумматорами. На рис. 6.13 приведена принципиальная схема инвертирующего сумматора с тремя входами. Это устройство является разновидностью инверти-

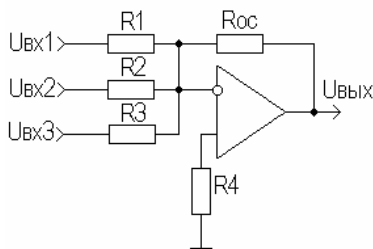


Рис. 6.13. Инвертирующий сумматор на ОУ

рующего усилителя, многие свойства которого проявляются и в инвертирующем сумматоре.

При использовании идеального ОУ можно считать, что сумма входных токов усилителя, вызванных входными напряжениями  $U_{\text{ВХ1}}$ ,  $U_{\text{ВХ2}}$  и  $U_{\text{ВХ3}}$ , равна току, протекающему по  $R_{\text{ОС}}$ , т.е.

$$U_{\text{ВХ1}}/R_1 + U_{\text{ВХ2}}/R_2 + U_{\text{ВХ3}}/R_3 = -U_{\text{ВЫХ}}/R_{\text{ОС}},$$

откуда

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1} U_{\text{ВХ1}} + \frac{R_{\text{ОС}}}{R_2} U_{\text{ВХ2}} + \frac{R_{\text{ОС}}}{R_3} U_{\text{ВХ3}}.$$

Из полученного выражения следует, что выходное напряжение устройства представляет собой сумму входных напряжений, умноженную на коэффициент усиления  $K_{U_{\text{ИНВ}}}$ .

При  $R_{\text{ОС}} = R_1 = R_2 = R_3$   $K_{U_{\text{ИНВ}}} = 1$  и  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}} + U_{\text{ВХ3}}$ .

При выполнении условия  $R_4 = R_{\text{ОС}} \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel R_3$  токовая ошибка мала, и ее можно рассчитать по формуле  $U_{\text{ОШ}} = U_{\text{СМ}}(K_{U_{\text{ОШ}}} + 1)$ , где  $K_{U_{\text{ОШ}}} = R_{\text{ОС}} / (R_1 \parallel R_2 \parallel R_3)$  — коэффициент усиления сигнала ошибки, который имеет большее значение, чем  $K_{U_{\text{ИНВ}}}$ .

**Неинвертирующий сумматор** реализуется также как и инвертирующий сумматор, но для него следует использовать неинвертирующий вход ОУ по аналогии с неинвертирующим усилителем.

При замене резистора  $R_{\text{ОС}}$  конденсатором  $C$  (рис. 6.14) получаем устройство, называемое **аналоговым интегратором** или просто интегратором.

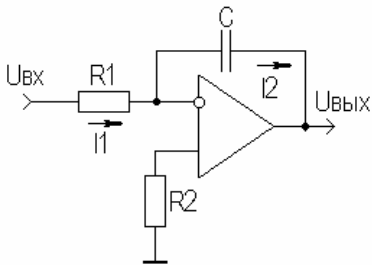


Рис. 6.14. Аналоговый интегратор на ОУ

При идеальном ОУ можно приравнять токи  $I_1$  и  $I_2$ , откуда следует

$$U_{\text{ВХ}}/R_1 = -C \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt},$$

или

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t U_{\text{ВХ}} dt.$$

Точность интегрирования тем выше, тем больше  $K_{UOУ}$ .

Кроме рассмотренных УУ, ОУ находят применение в целом ряде устройств непрерывного действия, которые будут рассмотрены ниже.

### 6.6. Коррекция частотных характеристик

Под коррекцией частотных характеристик будем понимать изменение ЛАЧХ и ЛФЧХ для получения от устройств на ОУ необходимых свойств и, прежде всего, обеспечения устойчивой работы. ОУ обычно используется с цепями ООС, однако при некоторых условиях, из-за дополнительных фазовых сдвигов частотных составляющих сигнала, ООС может превратиться в ПОС и усилитель потеряет устойчивость. Поскольку ООС очень глубокая ( $\beta K_U \gg 1$ ), то особенно важно обеспечить фазовый сдвиг между входным и выходным сигналом, гарантирующий отсутствие возбуждения.

Ранее на рис. 6.6 были приведены ЛАЧХ и ЛФЧХ для скорректированного ОУ, по форме эквивалентные ЛАЧХ и ЛФЧХ одиночного усилительного каскада, из которых видно, что максимальный фазовый сдвиг  $\varphi < 90^\circ$  при  $K_{uOУ} > 1$ , а скорость спада коэффициента усиления в области ВЧ составляет 20 дБ/дек. Такой усилитель устойчив при любой глубине ООС.

Если ОУ состоит из нескольких каскадов (например, трех), каждый из которых имеет скорость спада 20 дБ/дек и не содержит цепей коррекции, то его ЛАЧХ и ЛФЧХ имеют более сложную форму (рис. 6.15) и содержит область неустойчивости.

Для обеспечения устойчивой работы устройств на ОУ используются внутренние и внешние цепи коррекции, с помощью которых добиваются общего фазового сдвига при разомкнутой цепи ООС менее  $135^\circ$  на максимальной рабочей частоте. При этом автоматически получается, что спад  $K_{UOУ}$  составляет порядка 20 дБ/дек.

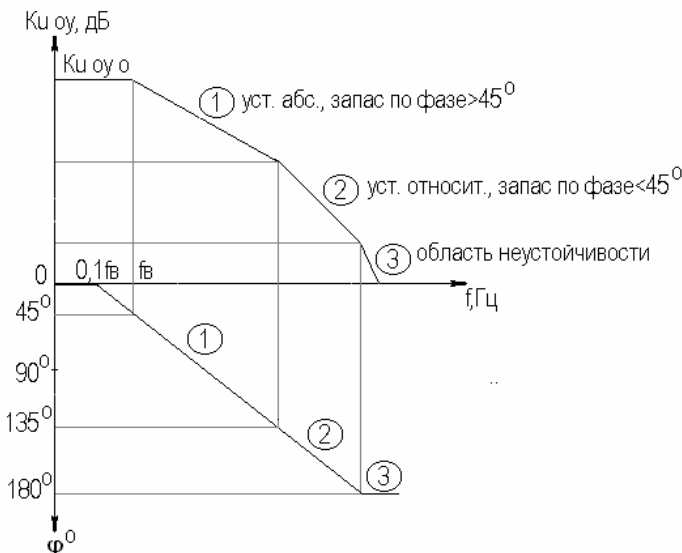


Рис. 6.15. ЛАЧХ и ЛФЧХ нескорректированного ОУ

В качестве критерия устойчивости устройств на ОУ удобно использовать **критерий Боде**, формулируемый следующим образом: **«Усилитель с цепью обратной связи устойчив, если прямая его коэффициента усиления в децибелах пересекает ЛАЧХ на участке со спадом 20 дБ/дек»**. Таким образом, можно заключить, что цепи частотной коррекции в ОУ должны обеспечивать скорость спада  $K_{U_{инв}}$  ( $K_{U_{неинв}}$ ) на ВЧ порядка 20 дБ/дек.

Цепи частотной коррекции могут быть как встроенные в полупроводниковый кристалл, так и созданными внешними элементами. Простейшая цепь частотной коррекции осуществляется с помощью подключения к выходу ОУ конденсатора  $C_{кор}$  достаточно большого номинала. Необходимо, чтобы постоянная времени  $\tau_{кор} = R_{вых}C_{кор}$  была больше, чем  $1/2\pi f_b$ . При этом сигналы высоких частот на выходе ОУ будут шунтироваться  $C_{кор}$  и полоса рабочих частот сузится, большей частью весьма значительно, что является существен-

ным недостатком данного вида коррекции. Полученная в этом случае ЛАЧХ показана на рис. 6.16.

Спад  $K_{U_{OУ}}$  здесь не будет превышать 20 дБ/дек, а сам ОУ будет устойчив при введении ООС, поскольку  $\varphi$  никогда не превысит  $135^\circ$ .

Более совершенны корректирующие цепи интегрирующего (запаздывающая коррекция) и дифференцирующего (опережающая коррекция) типов. В общем виде коррекция интегрирующего типа проявляется аналогично действию корректирующей (нагрузочной) емкости. Корректирующая  $RC$ -цепь включается между каскадами ОУ (рис. 6.17).

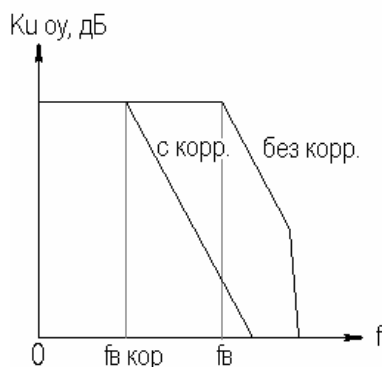


Рис. 6.16. Частотная коррекция внешним конденсатором

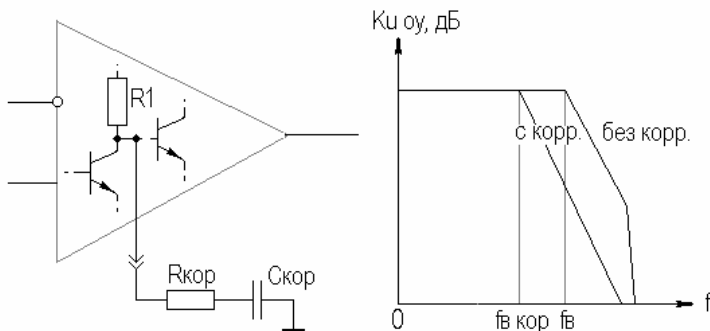


Рис. 6.17. Частотная коррекция интегрирующего типа

Резистор  $R_1$  является входным сопротивлением каскада ОУ, а сама цепь коррекции содержит  $R_{кор}$  и  $C_{кор}$ . Постоянная времени этой цепи должна быть больше постоянной времени любого из каскадов ОУ. Поскольку цепь коррекции является простейшей однозвенной  $RC$ -цепью, то наклон ее ЛАЧХ равен 20 дБ/дек, что и гарантирует устойчивую работу усилителя. И в этом случае цепь коррекции сужает полосу

рабочих частот усилителя, однако широкая полоса все равно ничего не дает, если усилитель неустойчив.

Устойчивая работа ОУ при относительно широкой полосе обеспечивается коррекцией дифференцирующего типа. Сущность такого способа коррекции ЛАЧХ и ЛФЧХ заключается в том, что ВЧ сигналы проходят внутри ОУ в обход части каскадов (или элементов), обеспечивающих максимальный  $K_{U_{OУ0}}$ , ими не усиливаются и не задерживаются по фазе. В результате ВЧ-сигналы будут усиливаться меньше, но их малый фазовый сдвиг не приведет к потере устойчивости усилителя. Для реализации коррекции дифференцирующего типа к специальным выводам ОУ подключается корректирующий конденсатор (рис. 6.18).

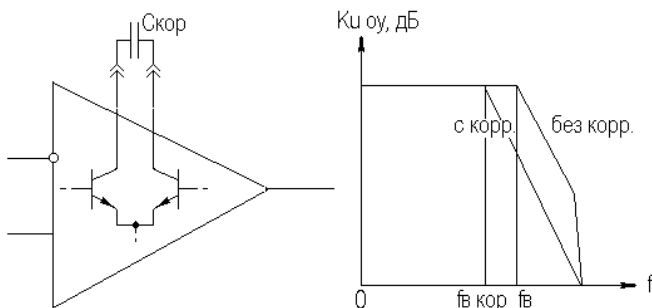


Рис. 6.18. Частотная коррекция дифференцирующего типа

Помимо рассмотренных корректирующих цепей известны и другие (см., например [2]). При выборе схем коррекции и номиналов их элементов следует обращаться к справочной литературе (например, [10]).



## 7. АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

### 7.1. Регулируемые усилители

В регулируемых усилителях имеется возможность управления коэффициентом усиления (уровнем выходного сигнала) с целью предотвращения перегрузки оконечного устройства (или выходных каскадов УУ), создание комфортных условий прослушивания аудиопрограмм (в усилителях звуковых частот), калибровки измерительных усилителей и т.д. Регулировка может быть ручной или автоматической, плавной или ступенчатой. Регулировка усиления может осуществляться как специальными цепями, включаемыми в схему усилителя, так и отдельными устройствами, называемыми аттенуаторами. Аттенуаторы, в свою очередь, могут как встраиваться в усилитель, так и подключаться к его входу. Выполняются аттенуаторы как на пассивных элементах, так и на активных.

Эффективность регулировки оценивается ее глубиной  $D_p$  — отношением коэффициентов усиления, соответствующих двум крайним положениям регулятора. Глубину регулировки часто выражают в децибелах.

При решении вопроса о месте постановки регулятора в многокаскадный усилитель следует учитывать то обстоятельство, что помимо коэффициента усиления регулирующая цепь может менять и другие параметры усилительных каскадов, например  $R_{вх}$ . Поэтому регулировку не рекомендуется вводить во входной каскад усилителя, поскольку это скажется на входном сопротивлении усилителя в целом. Постановка регулятора в выходной каскад может привести к перегрузке промежуточных каскадов, т.е. наиболее целесообразно вводить регулировку в один из промежуточных каскадов. Не рекомендуется вводить регулировку в петлю общей ООС из-за снижения ее эффективности.

Чаще всего в усилителях звуковых частот применяется потенциометрическая схема регулировки усиления (рис. 7.1, а), осуществляемая включением регулирующего переменного резистора  $R_p$  по схеме потенциометра, который изменяет коэффициент деления поданного на него напряжения.

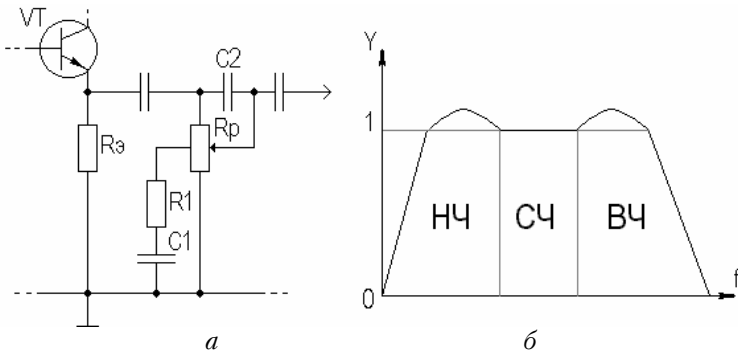


Рис. 7.1. Потенциометрический регулятор усиления

При малых громкостях человеческое ухо хуже воспринимает звуки низких и высоких частот. Поэтому в усилителях звуковых частот применяют так называемый тонкомпенсированный регулятор. На рис. 7.1, а тонкомпенсирующие цепи образованы элементами  $R_1 C_1 C_2$ . При малых уровнях громкости за счет цепи  $R_1 C_1$  происходит «завал» АЧХ в областях СЧ и ВЧ, с помощью конденсатора  $C_2$  на ВЧ этот «завал» компенсируется, в результате АЧХ имеет вид, показанный на рис. 7.1, б.

Потенциометрический регулятор обеспечивает глубину плавной регулировки не более 40 дБ, для получения большей глубины регулировки возможно последовательное включение нескольких подобных регуляторов.

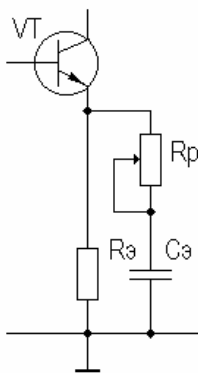


Рис. 7.2. Регулировка введением ООС

Плавную регулировку усиления глубиной до 20 дБ можно осуществить введением в каскад с ОЭ (ОИ) ПООСТ путем включения регулировочного резистора  $R_p$  в цепь эмиттера (истока), как показано на рис. 7.2.

Величину регулировочного резистора можно определить из соотношения

$$R_p = (D_p - 1) / S_0,$$

где  $S_0$  — крутизна усилительного элемента (БТ или ПТ);  $D_p$  — в относительных единицах.

Глубина регулировки такого типа регуляторов ограничивается действием паразитной емкости, шунтирующей резистор  $R_p$ , приводящей к шунтированию регулировочного резистора в потенциометрическом регуляторе в области ВЧ, и подъему АЧХ в области ВЧ (выброса ПХ в области МВ) за счет перекоррекции (см. разд. 2.13) в регуляторе с помощью введения ПООСТ.

Ступенчатые регуляторы представляют собой делители напряжения, состоящие из резисторов (рис. 7.3).

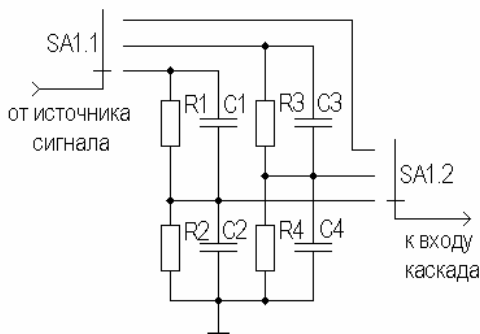


Рис. 7.3. Компенсированный ступенчатый регулятор

Из-за входной емкости каскада, следующего за делителем, коэффициент передачи резисторного делителя зависит от частоты. Для устранения частотной зависимости все резисторы делителей шунтируются подстроечными конденсаторами, емкость которых определяется из условия равенства постоянных времени плеч делителя, например  $R_1C_1 = R_2C_2$ , причем  $C_2$  выбирается с учетом входной емкости следующего каскада, в качестве  $C_2$  может выступать входная емкость каскада без дополнительного конденсатора, однако в этом случае влияние изменения  $C_{вх}$  будет сказываться сильнее.

Если усилитель предназначен для работы в согласованном тракте передачи (т.е.  $R_{вх} = R_T = R_0$ , где  $R_0$  — характеристическое сопротивление тракта передачи), то ступенчатый регулятор целесообразно выполнить на основе симметричных аттенуаторов Т- и П-типов [11] (рис. 7.4).

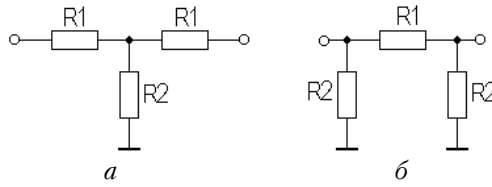


Рис. 7.4. Т- и П-образные симметричные аттенюаторы

Для П-образной схемы аттенюатора номиналы элементов определяются из следующих соотношений:

$$R_1 \approx \frac{R_0(D_p + 1)}{D_p - 1},$$

$$R_2 \approx \frac{R_0(D_p^2 - 1)}{2D_p}.$$

Номиналы Т-образной схемы аттенюатора определяются следующим образом:

$$R_1 \approx \frac{R_0(D - 1)}{D + 1},$$

$$R_2 \approx \frac{2D_p R_0}{D_p^2 - 1}.$$

Практическая схема ступенчатого регулятора на 18 дБ для 75-омного тракта передачи, работающего в диапазоне рабочих частот (0 ... 150) МГц, приведена на рис. 7.5.

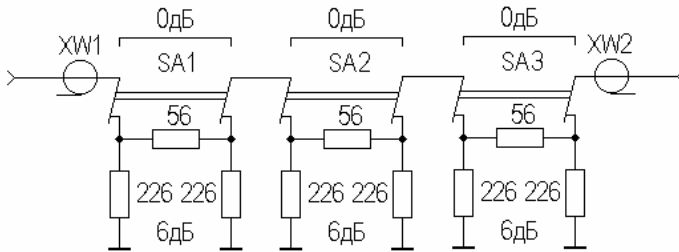


Рис. 7.5. Ступенчатый аттенюатор

Схема построена на основе одинаковых П-образных звеньев с затуханием в 6 дБ. В зависимости от положения

переключателей  $SA_1 + SA_3$  данный регулятор обеспечивает затухание от 0 до 18 дБ с шагом 6 дБ.

Подобный регулятор обычно располагают между источником сигнала и входом усилителя. В связи с тем что входное и выходное сопротивления данного регулятора не зависят от уровня вносимого затухания, величина частотных и временных искажений, создаваемых входной цепью, также остается постоянной при разных уровнях затухания.

В усилительных устройствах, применяемых в современной аудио- и видеоаппаратуре, широко применяются электронные регуляторы [12], позволяющие вручную или автоматически изменять коэффициент передачи тракта по закону, определяемому функцией управления.

В электронных регуляторах потенциометрического типа (рис. 7.6) в качестве управляемых сопротивлений используются диоды, фотосопротивления, БТ и ПТ.

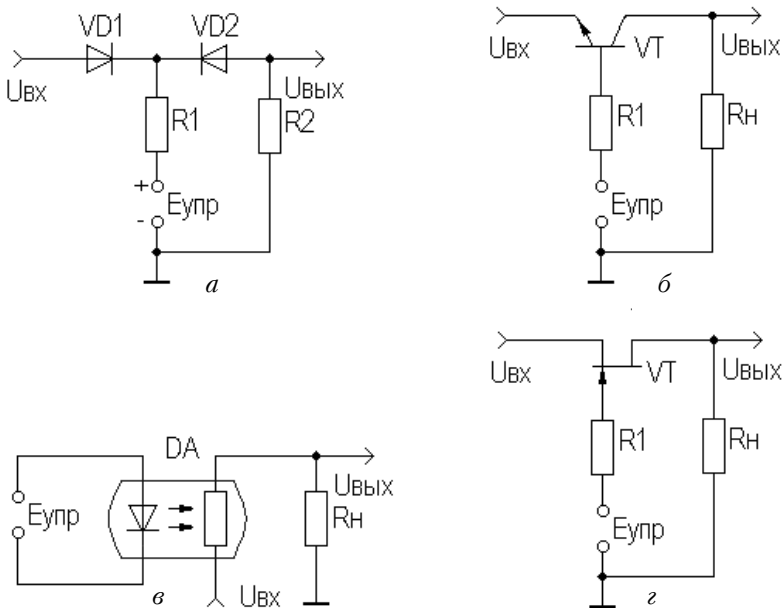


Рис. 7.6. Электронные аттенуаторы потенциометрического типа

В диодном потенциометрическом регуляторе (рис. 7.6, *а*) в качестве управляемых сопротивлений используются диоды VD1 и VD2, управляемые прямым током. Диапазон регулирования диодных аттенюаторов достигает 40 дБ при токах регулирования (0 ... 2,2) мА. Диодным регуляторам свойственны существенные недостатки:

- отсутствие развязки цепей управления и сигнала;
- значительная мощность, потребляемая цепью управления;
- существенные нелинейные искажения сигнала при большом затухании.

Подобными свойствами обладает и аттенюатор на БТ (рис. 7.6, *б*), так как переходы транзистора выполняют функции диодов.

Электронный регулятор на основе оптрона (рис. 7.6, *в*) обеспечивает практически идеальную развязку цепей управления и сигнала, но требует затраты значительной мощности в цепи управления светодиодами.

По совокупности свойств наилучшими показателями обладает регулятор на основе ПТ (рис. 7.6, *г*), используемого в качестве управляемого сопротивления. Цепь управления практически не потребляет мощности ввиду практического отсутствия тока затвора у ПТ. Поскольку в цепи сигнала нет *p-n*-переходов, а имеется лишь омическое сопротивление, то нелинейные искажения, вносимые подобным аттенюатором, минимальны. В отличие от ранее рассмотренных схем регуляторов данная схема позволяет работать без постоянной составляющей в выходной цепи.

Регулировку коэффициента передачи усилительных каскадов можно осуществить путем изменения режима работы усилительных элементов, поскольку в этом случае изменяются их эквивалентные параметры, в частности крутизна  $S_0$  (см. разд. 2.4). На рис. 7.7 показано, как осуществляется такая регулировка в каскаде на БТ (рис. 7.7, *а*), каскаде на ПТ (рис. 7.7, *б*) и в дифференциальном усилителе (рис. 7.7, *в*). Регулируемый каскад на основе ДУ позволяет достичь глубины регулировки порядка (60 ... 70) дБ при повышенной термостабильности  $D_p$ .

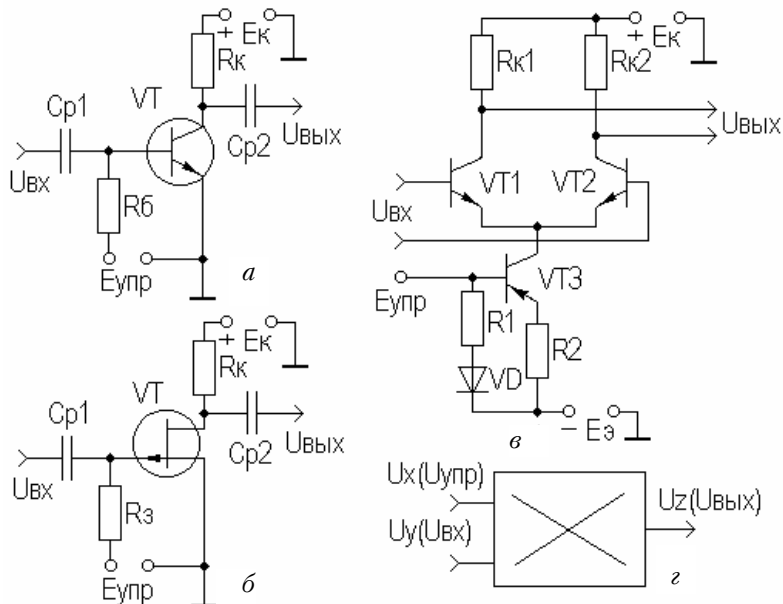


Рис. 7.7. Регуляторы с изменением режима работы элементов

Перспективным является способ регулировки на основе ИМС перемножителя (рис. 7.7, з). Интегральные перемножители реализуют функцию

$$U_z = KU_x U_y,$$

где  $K$  – масштабный коэффициент.

Регуляторы на основе перемножителей способны осуществлять регулировку напряжения с амплитудой порядка десятков вольт и точностью порядка 1% [12], однако сама ИМС перемножителя имеет достаточно сложное схемное решение.

Возможно включение электронного регулятора в цепь ООС. Примером подобного решения может служить регулятор на основе ОУ, в цепь ООС которого включен ПТ, используемый в качестве управляемого сопротивления (рис. 7.8).

Напряжение управления  $E_{упр}$  в рассмотренных электронных регуляторах можно менять в необходимых пределах с помощью переменного резистора, который может быть установлен в удобном для эксплуатации месте, например на пе-

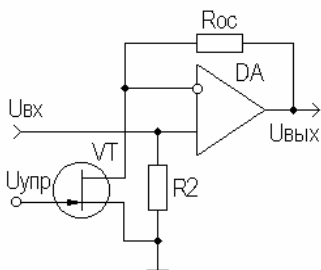


Рис. 7.8. Регулятор на основе ОУ

редней панели корпуса прибора. Из-за развязки цепи управления и цепи сигнала влияние соединительных проводников будет минимальным.

Напряжение управления  $E_{упр}$  может быть получено с выхода детектора, если используется автоматическая регулировка усиления (АРУ). Схемы усилителей с АРУ и авторегуляторами уровня рассмотрены в [12].

## 7.2. Усилители диапазона СВЧ\*

В настоящее время разработаны и успешно эксплуатируются различные системы передачи информации СВЧ-диапазона: радиорелейные линии, системы космической связи «Орбита», «Экран», «Москва» и т.п., системы непосредственного телевидения диапазона 12 Гц, системы космической навигации, службы погоды и т.д.

Важными компонентами этих систем являются широкополосные усилители (ШУ), работающие в качестве предварительных усилителей, усилителей промежуточных частот (ПЧ), видеоусилителей и т.д.

Как правило, подобные усилители работают в согласованном тракте передачи с характеристическим сопротивлением 50 и 75 Ом. Тракт передачи может быть реализован в виде волновода, коаксиального кабеля, микрополосковой линии и т.п.

В качестве активных элементов в ШУ наиболее часто используют биполярные СВЧ-транзисторы и полевые транзисторы с барьером Шоттки. БТ используют в диапазоне частот до 2 ГГц, ПТ с барьером Шоттки – до 100 ГГц.

Транзисторные усилители СВЧ могут выполняться по схемам каскадных усилителей, усилителей распределенного усиления, каскадно-распределенных и балансных.

---

\* См. замечания в разд. 2.1.



В каскадных усилителях наиболее часто используют каскады с ОЭ (ОИ), реже с ОБ (ОЗ) из-за проблемы согласования с характеристическим сопротивлением тракта в широком частотном диапазоне. Поскольку коэффициент усиления транзистора с ростом частоты уменьшается, то расчет ШУ и согласование нагрузок проводят для верхней частоты рабочего диапазона. Избыточное усиление в области НЧ и СЧ устраняют так называемыми выравнивающими цепями, которые могут быть реактивными и диссипативными (с потерями).

Диссипативные выравнивающие цепи рассчитывают так, чтобы обеспечить требуемый  $K_p$ , хорошее согласование с характеристическим сопротивлением тракта передачи (малый КСВН) и устойчивость в диапазоне рабочих частот. В дециметровом диапазоне рабочих частот выравнивающие цепи могут быть реализованы в виде цепей с сосредоточенными параметрами, на более высокочастотном – с распределенными параметрами. Примеры простейших диссипативных выравнивающих цепей приведены на рис. 7.9, причем более сложный вариант (рис. 7.9, б) – для сверхширокополосных усилителей ( $f_B/f_H > 2$ ).

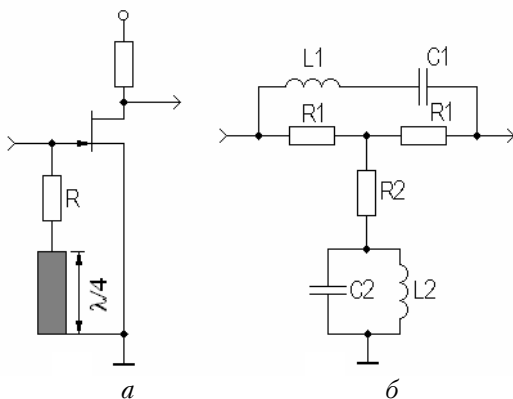


Рис. 7.9. Простейшие диссипативные выравнивающие цепи

Задача согласования и выравнивания коэффициента передачи в диапазоне рабочих частот облегчается при использовании ООС. При резистивной ООС (рис. 7.10, а) достигается широкополосное согласование в каскаде на ПТ. В сверхширо-

копосных усилителях используют комбинированные резистивно-индуктивные цепи ООС (рис. 7.10, б), с помощью которых осуществляется эффективное выравнивание АЧХ.

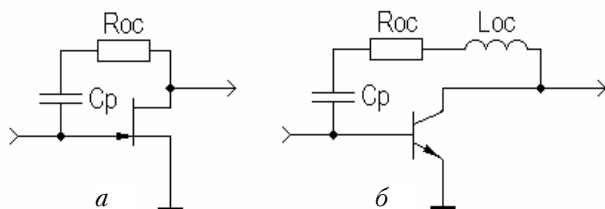


Рис. 7.10. ООС в СВЧ ШУ

Усилители с распределенным усилением (УРУ) (рис. 7.11) позволяют достичь большой мощности выходного сигнала на низкоомной нагрузке за счет сложения токов транзисторов в выходной линии. Однако УРУ отличают сложная схемная реализация и низкий КПД.

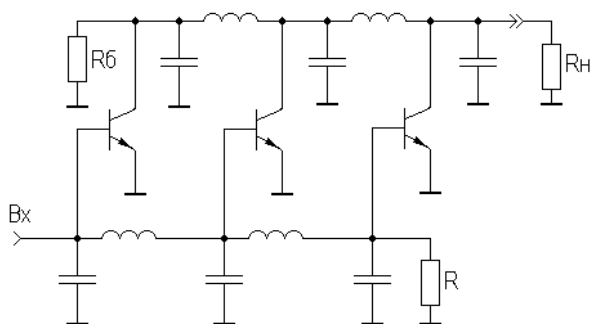


Рис. 7.11. УРУ

Каскадно-распределенные усилители (рис. 7.12), сочетая достоинства каскадных и УРУ, позволяют получить хорошие мощностные характеристики в широкой полосе рабочих частот при относительно простой схемной реализации. Выбором  $R_{э1}$  и  $R_{э2}$  добиваются одинакового усиления по току транзисторов VT1 и VT2. Поскольку выходные токи транзисторов складываются в нагрузке, то возможно использование данного каскада на частотах, близких к  $f_T$  используемых транзисторов.

Балансные ШУ (рис. 7.13) позволяют уменьшить паразитную обратную связь между транзисторами при их каскадировании, что позволяет увеличить устойчивый коэффициент усиления. Наличие направленных ответвителей (НО) существенно увеличивает габариты балансных усилителей.

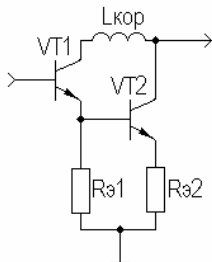


Рис. 7.12. Каскадно-распределительный усилитель

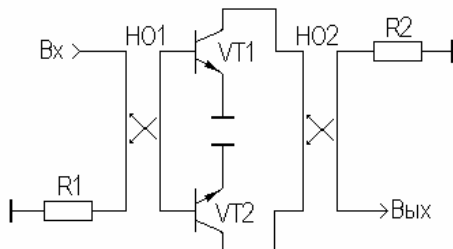
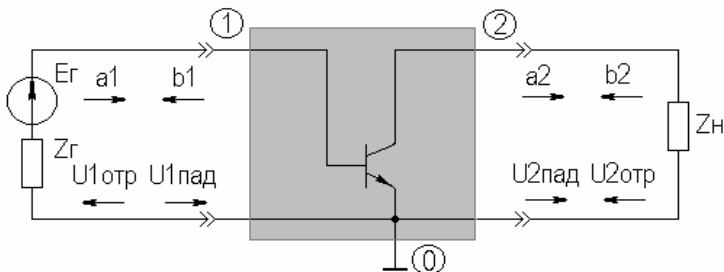


Рис. 7.13. Балансный усилитель

Для расчета СВЧ-усилителей наиболее широко используется система  $S$ -параметров (параметров рассеяния). При этом транзистор представляют в виде четырехполюсника, нагруженного на стандартные опорные сопротивления, как правило, равные волновому сопротивлению применяемых передающих линий (рис. 7.14).



$$U_{1отр} = S_{11} U_{1пад} + S_{12} U_{2пад}$$

$$U_{2отр} = S_{21} U_{1пад} + S_{22} U_{2пад}$$

или

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{22} a_2$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{12} a_2$$

или

$$\dot{b} = [S] \dot{a}$$

Рис. 7.14. Транзистор как четырехполюсник в системе  $S$ -параметров

Выбор  $S$ -параметров обусловлен относительной простотой обеспечения режима согласования на СВЧ (по сравнению, скажем, с режимом короткого замыкания при измерении  $Y$ -параметров) и, следовательно, корректностью их экспериментального определения, а также ясным физическим смыслом, а именно:

$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0}$  — коэффициент отражения от входа при согласованном выходе;

$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0}$  — коэффициент отражения от выхода при согласованном входе;

$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}$  — коэффициент усиления в прямом направлении при согласованном выходе;

$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}$  — коэффициент усиления в обратном направлении при согласованном входе.

Для анализа передаточных характеристик СВЧ усилительных устройств также используют обобщенный метод узловых потенциалов, эквивалентные  $Y$ -параметры определяют через измеренные параметры рассеяния:

$$Y_{11} = \frac{2}{Z_\Gamma} \frac{S_{22} + 1}{\Delta_\Gamma} - \frac{1}{Z_\Gamma}, \quad Y_{12} = \frac{2}{\sqrt{Z_\Gamma Z_H}} \frac{S_{12}}{\Delta_S},$$

$$Y_{21} = \frac{2}{\sqrt{Z_\Gamma Z_H}} \frac{S_{21}}{\Delta_S}, \quad Y_{22} = \frac{2}{Z_H} \frac{S_{11} + 1}{\Delta_S} - \frac{1}{Z_H},$$

где  $\Delta_S = (S_{11} + 1)(S_{22} + 1) - S_{12}S_{21}$ .

Параметры рассеяния транзистора (или любого четырехполюсника) можно рассчитать по его эквивалентной схеме, используя все тот же обобщенный метод узловых потенциалов:

$$S_{ij} = k_{ij} \Delta_{ji} / \Delta - \delta_{ij},$$

где  $k_{ij}$  — нормировочный коэффициент, равный:  $1/Z_\Gamma$  — для

$S_{ii}$ ;  $1/Z_H$  — для  $S_{jj}$ ;  $\frac{2}{\sqrt{Z_\Gamma Z_H}}$  для  $S_{ij}$  и  $S_{ji}$ ;  $\delta_{ij}$  — символ

Кroneкера,  $\delta_{ij} = 1$ , если  $i = j$ , и  $\delta_{ij} = 0$ , если  $i \neq j$ .

Ввиду сложности эквивалентных схем усилительных элементов и наличия распределенных структур расчет передаточных характеристик усилителей СВЧ-диапазона возможен только с помощью ЭВМ. Используя современные пакеты проектирования РЭУ, базы данных элементов и готовых схемных решений, разработчики имеют возможность, не проводя дорогостоящего натурального моделирования, получить ожидаемые реальные значения передаточных характеристик. С помощью ЭВМ возможно построение оптимальной топологии подложки усилителей, что позволяет полностью автоматизировать процесс проектирования усилителей СВЧ.

В настоящее время транзисторные СВЧ-усилители выполняются, как правило, в гибридно-интегральном исполнении или в виде полупроводниковой интегральной микросхемы (монокристаллическая технология) со стандартным напряжением питания. В качестве подложки при гибридном исполнении наиболее часто используются поликор, сапфир. Пассивные элементы выполняются по тонко- или толсто пленочной технологии. Наилучшим материалом для выполнения контактных площадок, перемычек, выводов бескорпусных транзисторов является золото. Корпуса СВЧ-усилителей выполняют из металла, имеющего одинаковый температурный коэффициент расширения с материалом подложки (например, поликор – титан). Для подключения СВЧ-усилителей к тракту передачи используют СВЧ-разъемы различной конструкции.

Самой современной является технология выполнения СВЧ-усилителей по монокристаллической технологии. Этому способствовали успехи в создании высококачественного эпитаксиального арсенида галлия с высокой однородностью параметров по площади больших размеров, промышленно освоенная технология получения полевых транзисторов с длиной затвора до 0,5 мкм, изучение методов расчета и исследование технологии изготовления сосредоточенных пассивных элементов в диапазоне рабочих частот до 20 ГГц, промышленное освоение технологии селективного ионного легирования арсенида галлия, создание математических моделей активных и пассивных элементов в сочетании с развитием методов машинного проектирования.

При изготовлении ИС СВЧ-усилителей в большинстве случаев используется полупроводниковый арсенид галлия. Его конкурентом является сапфир, используемый в технологии «кремний на сапфире». В ИС миллиметрового диапазона волн в качестве подложки применяется чистый кремний.

При создании ИС СВЧ-процессы схемотехнического проектирования, конструирования и технологии неразделимы. Технология изготовления ИС СВЧ основана на использовании уникальных свойств арсенида галлия в сочетании с методами ионной имплантации. Изолирующие свойства подложки из арсенида галлия, имеющего удельное сопротивление до  $10^9$  Ом·см, дают возможность изготовить на одном кристалле арсенида галлия ИС, содержащую активные приборы, пассивные цепи СВЧ и схемы питания.

Преимуществом ИС СВЧ, выполненных в виде монолитных ИС, являются малые габаритные размеры и масса, широкая полоса рабочих частот из-за отсутствия стыковок и паразитных реактивностей, уменьшение доли ручного труда, воспроизводство рабочих характеристик и т.д.

Недостатками ИС СВЧ-усилителей являются сложность технологии изготовления, высокие затраты на разработку, низкий процент выхода годных схем, сложность с отводом тепла от активных элементов, худшие электрические параметры (без подстройки). Подстройка возможна, если в схеме и конструкции предусмотрена возможность изменения режима работы активных элементов и параметров корректирующих цепей, цепей ООС и т.д. Для ИС, выполненных по монолитной технологии, проводят разбраковку по допустимому интервалу допусков.

### **7.3. Устройства формирования АЧХ**

#### **7.3.1. Активные фильтры на ОУ**

Активные фильтры реализуются на основе усилителей (обычно ОУ) и пассивных RC-фильтров. Среди преимуществ активных фильтров по сравнению с пассивными следует выделить:

- отсутствие катушек индуктивности;
- лучшую избирательность;

— компенсацию затухания полезных сигналов или даже их усиление;

— пригодность к реализации в виде ИМС.

Активные фильтры имеют и недостатки:

— потребление энергии от источника питания;

— ограниченный динамический диапазон;

— дополнительные нелинейные искажения сигнала.

Отметим также, что использование активных фильтров с ОУ на частотах свыше десятков мегагерц затруднено из-за малой частоты единичного усиления  $f_T$  большинства ОУ широкого применения. Особенно преимущество активных фильтров на ОУ проявляется на самых низких частотах, вплоть до долей герца.

В общем случае можно считать, что ОУ в активном фильтре корректирует АЧХ пассивного фильтра за счет обеспечения разных условий для прохождения различных частот спектра сигнала, компенсирует потери на заданных частотах, что приводит к получению крутых спадов выходного напряжения на склонах АЧХ. Для этих целей используются разнообразные частотно-избирательные ОС в ОУ. В активных фильтрах обеспечивается получение АЧХ всех разновидностей фильтров: нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ) и полосовых (ПФ).

Первым этапом синтеза всякого фильтра является задание передаточной функции (в операторной или комплексной форме), которая отвечает условиям практической реализуемости и одновременно обеспечивает получение необходимой АЧХ или ФЧХ (но не обеих) фильтра. Этот этап называют аппроксимацией характеристик фильтра.

Операторная функция представляет собой отношение полиномов:

$$K(p) = A(p)/B(p),$$

и однозначно определяется нулями и полюсами. Простейший полином числителя — константа. Число полюсов функции (а в активных фильтрах на ОУ число полюсов обычно равно числу конденсаторов в цепях, формирующих АЧХ) определяет порядок фильтра. Порядок фильтра указывает на скорость спада его АЧХ, которая для первого порядка составляет 20 дБ/дек, для второго — 40 дБ/дек, для третьего — 60 дБ/дек и т.д.

Задачу аппроксимации решают для ФНЧ, затем с помощью метода инверсии частоты полученную зависимость используют для других типов фильтров. В большинстве случаев задают АЧХ, принимая нормированный коэффициент передачи:

$$Y(x) = 1 / \sqrt{1 + \varepsilon^2 \phi^2(x)},$$

где  $\phi(x)$  – функция фильтрации;  $x = \omega / \omega_c$  – нормированная частота;  $\omega_c$  – частота среза фильтра;  $\varepsilon$  – допустимое отклонение в полосе пропускания.

В зависимости от того, какая функция принимается в качестве  $\phi(x)$ , различают фильтры (начиная со второго порядка) Баттерворта, Чебышева, Бесселя и др. На рис. 7.15 приведены их сравнительные характеристики.

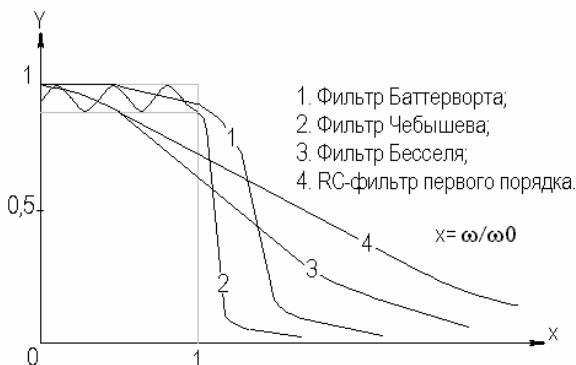


Рис. 7.15. Нормированные АЧХ фильтров

Фильтр Баттерворта (функция Баттерворта) описывает АЧХ с максимально плоской частью в полосе пропускания и относительно небольшой скоростью спада. АЧХ такого ФНЧ может быть представлена в следующем виде:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} / \sqrt{1 + (f / f_{\text{В}})^{2n}},$$

где  $n$  – порядок фильтра.

Фильтр Чебышева (функция Чебышева) описывает АЧХ с определенной неравномерностью в полосе пропускания, но не большей скоростью спада.

Фильтр Бесселя характеризуется линейной ФЧХ, в результате чего сигналы, частоты которых лежат в полосе про-



пускания, проходят через фильтр без искажений. В частности, фильтры Бесселя не дают выбросов при обработке колебаний прямоугольной формы.

Помимо перечисленных аппроксимаций АЧХ активных фильтров известны и другие, например, обратного фильтра Чебышева, фильтра Золотарева и т.д. Заметим, что схемы активных фильтров не изменяются в зависимости от типа аппроксимации АЧХ, а изменяются соотношения между номиналами их элементов.

Простейшие (первого порядка) ФВЧ, ФНЧ, ПФ и их ЛАЧХ приведены на рис. 7.16.

В этих фильтрах конденсатор, определяющий частотную характеристику, включен в цепь ООС.

Для ФВЧ (рис. 7.16, а) коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{R_2}{R_1} \frac{j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_1},$$

где  $\tau_1 = C_1 R_1$ .

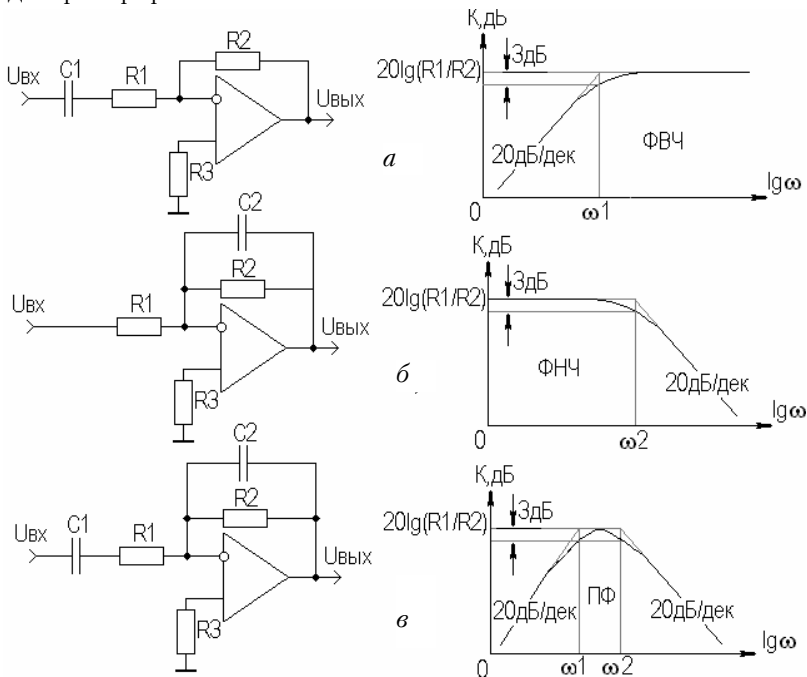


Рис. 7.16. Простейшие активные фильтры

Частоту сопряжения асимптот  $\omega_1$  находят из условия  $\omega_1\tau_1 = 1$ , откуда

$$f_1 = 1/2\pi\tau_1.$$

Для ФНЧ (рис. 7.16, б) имеем

$$K(j\omega) = \frac{R_2}{R_1} \frac{j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_2}, \quad f_2 = 1/2\pi\tau_2,$$

где  $\tau_2 = C_2R_2$ .

В ПФ (рис. 7.16, в) присутствуют элементы ФВЧ и ФНЧ.

Можно увеличить крутизну спада ЛАЧХ, если увеличить порядок фильтров. Активные ФНЧ, ФВЧ и ПФ второго порядка приведены на рис. 7.17.

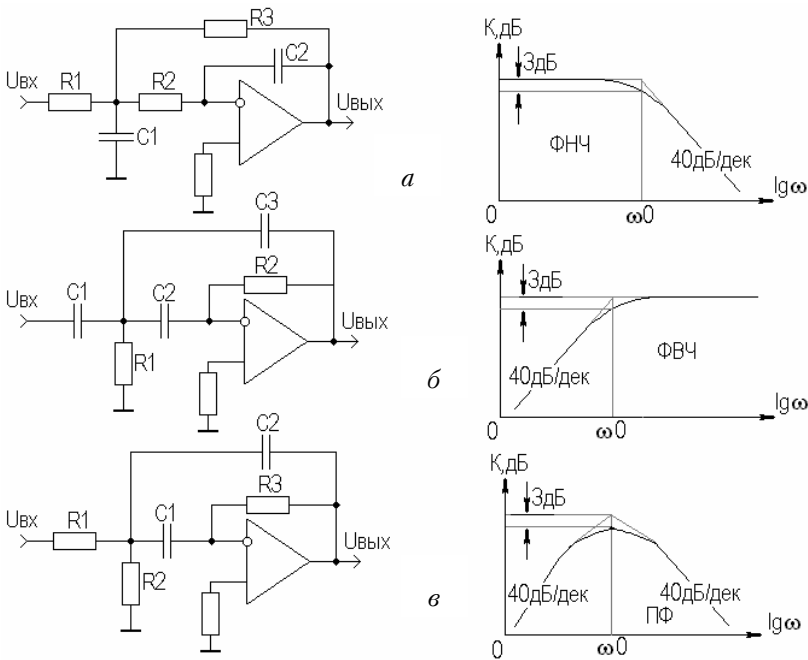


Рис. 7.17. Активные фильтры второго порядка

Наклон асимптот у них может достигать 40 дБ/дек, а переход от ФНЧ к ФВЧ, как видно из рис. 7.17, а, б, осуществляется заменой резисторов на конденсаторы, и наоборот.

В ПФ (рис. 7.17, *в*) имеются элементы ФВЧ и ФНЧ. Передаточные функции равны [13]:

– для ФНЧ:

$$K(p) = \frac{1}{\frac{R_1}{R} + \frac{R_1 R_2}{R} C_2 p + (R_1 + R_2) p + R_1 R_2 C_1 C_2 p^2};$$

– для ФВЧ:

$$K(p) = \frac{R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}{1 + R_1 (C_1 + C_2 + C_3) p + R_1 R_2 C_1 C_3 p^2};$$

– для ПФ:

$$K(p) = \frac{\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 p}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2) p + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 C_2 p^2}.$$

Для ПФ резонансная частота

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}.$$

Для ФНЧ и ФВЧ частоты среза соответственно равны:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}; \quad \omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}.$$

Довольно часто ПФ второго порядка реализуют с помощью мостовых цепей. Наиболее распространены двойные Т-образные мосты, которые «не пропускают» сигнал на частоте резонанса (рис. 7.18, *а*) и мосты Вина, имеющие максимальный коэффициент передачи на резонансной частоте  $\omega_0$  (рис. 7.18, *б*).

Мостовые схемы включены в цепи ПОС и ООС. В случае двойного Т-образного моста глубина ООС минимальна на частоте резонанса и усиление на этой частоте максимально. При использовании моста Вина усиление на частоте резонанса максимально, так как максимальна глубина ПОС. При этом для сохранения устойчивости глубина ООС, введенной с помощью резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , должна быть больше глубины ПОС. Если глубины ПОС и ООС близки, то такой фильтр может иметь эквивалентную добротность  $Q \approx 2000$ .

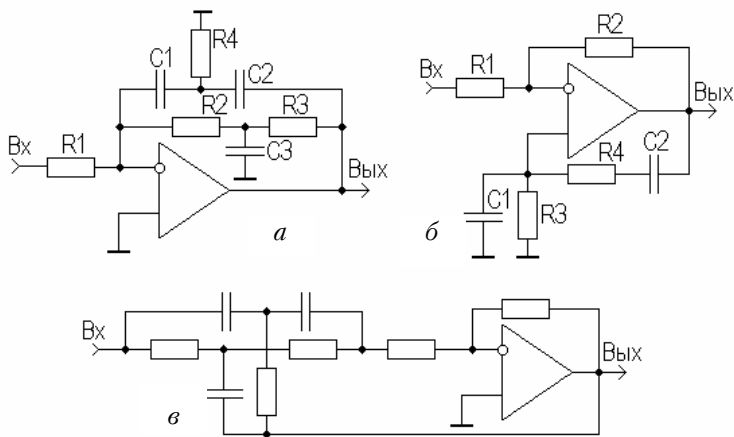


Рис. 7.18. Активные ПФ

Резонансная частота двойного Т-образного моста при  $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 / 2$  и  $C = C_1 = C_2 = 2C_3$ , и моста Вина при  $R = R_3 = R_4$  и  $C = C_1 = C_2$  равна  $f_0 = 1/(2\pi RC)$ , и ее выбирают исходя из условия устойчивости  $3 > (R_1 + R_2)/R_1$ , так как коэффициент передачи моста Вина на частоте  $\omega_0$  равен  $1/3$ .

Для получения режекторного фильтра двойной Т-образный мост можно включить так, как показано на рис. 7.18, в, или мост Вина включить в цепь ООС.

Для построения активного перестраиваемого фильтра обычно используют мост Вина, у которого резисторы  $R_3$  и  $R_4$  выполняют в виде сдвоенного переменного резистора.

Возможно построение активного универсального фильтра (ФНЧ, ФВЧ и ПФ), вариант схемы которого приведен на рис. 7.19.

В его состав входят сумматор на ОУ  $DA_1$  и два ФНЧ первого порядка на ОУ  $DA_2$  и  $DA_3$ , которые включены последовательно. Если  $R_5C_1 = R_6C_2 = RC$ , то частота сопряжения  $f_0 = 1/(2\pi RC)$ . ЛАЧХ имеет наклон асимптот порядка 40 дБ/дек. Универсальный активный фильтр имеет хорошую стабильность параметров и высокую добротность (до 100).

В серийных ИМС довольно часто используется подобный принцип построения фильтров.

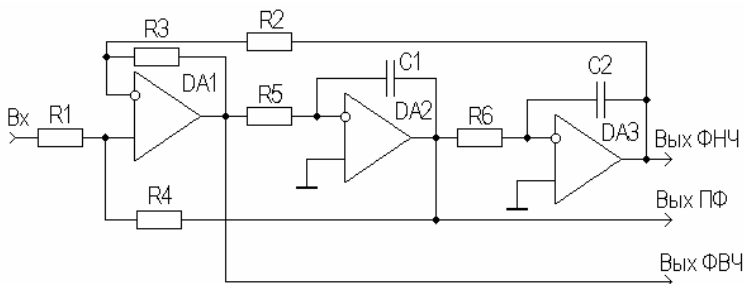


Рис. 7.19. Универсальный активный фильтр

### 7.3.2. Гираторы

Гиратором называется электронное устройство, преобразующее полное сопротивление реактивных элементов. Обычно это преобразователь емкости в индуктивность, т.е. эквивалент индуктивности. Иногда гираторы называют синтезаторами индуктивностей. Широкое распространение гираторов в ИМС объясняется большими трудностями изготовления катушек индуктивностей с помощью твердотельной технологии. Использование гираторов позволяет получить относительно большую индуктивность с хорошими массогабаритными показателями.

На рис. 7.20 приведена электрическая схема одного из вариантов гиратора, представляющего собой повторитель на ОУ, охваченный частотно-избирательной ПОС ( $R_{oc}$  и  $C_1$ ).

Поскольку с увеличением частоты сигнала емкостное сопротивление конденсатора  $C_1$  уменьшается, то напряжение в точке **a** будет возрастать. Вместе с ним будет возрастать напряжение на выходе ОУ. Увеличенное напряжение с выхода по цепи ПОС поступает на неинвертирующий вход, что приводит к

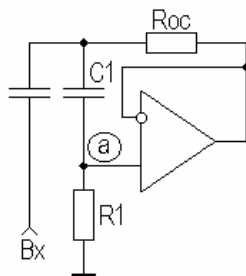


Рис. 7.20. Гиратор

дальнейшему росту напряжения в точке **a**, причем тем интенсивнее, чем выше частота. Таким образом, напряжение в точке **a** ведет себя подобно напряжению на катушке индуктивности. Синтезированная индуктивность определяется по формуле [12]:

$$L = R_1 R_{oc} C_1.$$

Добротность гиратора определяется как [12]:

$$Q = 0,5\sqrt{R_1/R_{oc}}.$$

Одной из основных проблем при создании гираторов является трудность в получении эквивалента индуктивности, у которой оба вывода не соединены с общей шиной. Такой гиратор выполняется, как минимум, на четырех ОУ. Другой проблемой является относительно узкий диапазон рабочих частот гиратора (до нескольких кГц на ОУ широкого применения).

### 7.3.3. Регуляторы тембра и эквалайзеры

Для коррекции АЧХ в усилителях низких (звуковых) частот (УНЧ) применяют регуляторы тембра. В настоящее время наиболее часто применяют активные регуляторы тембра, не вносящие потери в нейтральном положении регулятора (равномерная передача во всей полосе рабочих частот). В качестве активных элементов чаще всего используют ОУ. Принципиальная схема симметричного активного регулятора тембра и его АЧХ приведены на рис. 7.21.

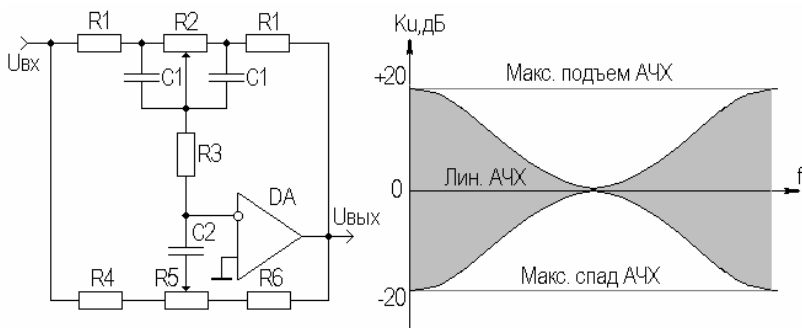


Рис. 7.21. Симметричный активный регулятор тембра

Нетрудно увидеть, что ОУ здесь охвачен цепями ООС, представляющими собой частотно-зависимые делители напряжения нижних ( $R_1, R_2, R_3, C_1$ ) и верхних ( $R_4, R_5, C_2$ ) частот. При диапазоне регулирования тембра не более  $\pm 20$  дБ элементы схемы можно определить из соотношений [9]:

$$R_1 = 0,11R_2 \text{ (кОм)}, \quad C_1 = \frac{159 \cdot 10^3}{f_H \text{ (Гц)} \cdot R_2 \text{ (кОм)}} \text{ (нФ)}, \quad R_3 = R_1,$$

$$R_4 = 0,33R_1, \quad C_2 = \frac{4,34 \cdot 10^6}{f_B \text{ (Гц)} \cdot R_2 \text{ (кОм)}} \text{ (нФ)}, \quad R_5 \geq 3,7R_2,$$

где  $f_H$  и  $f_B$  – соответственно нижняя и верхняя частоты регулирования.

Регулирование АЧХ УНЧ в нескольких отдельных участках частотного диапазона осуществляется с помощью **эквалайзеров**, которые преимущественно представляют собой активные регулируемые ПФ второго порядка. Пример построения эквалайзера с параллельными цепями ООС, представляющими собой ПФ с регулируемым затуханием и настроенные на частоты через октаву, начиная с  $f_H$ , приведен на рис. 7.22.

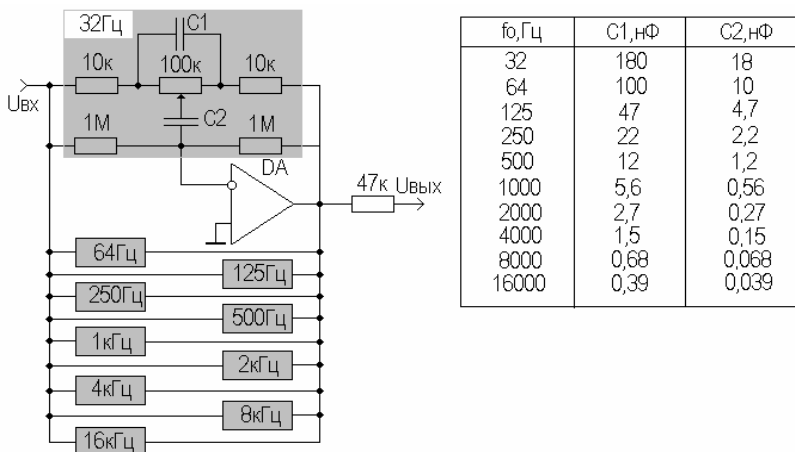


Рис. 7.22. Десятиполосный эквалайзер

Более подробная информация по регуляторам тембра и эквалайзерам содержится в [9].

#### 7.4. Аналоговые перемножители сигналов

Перемножение аналоговых сигналов, как и усиление, является одной из основных операций при обработке электрических сигналов. Для осуществления операции перемножения были разработаны специализированные ИМС — перемножители аналоговых сигналов (ПАС). ПАС должны обеспечивать точное перемножение в широком динамическом диапазоне входных сигналов и в возможно более широком частотном диапазоне. Если ПАС позволяют перемножать сигналы любых полярностей, то их называют четырехквadrантными, если один из сигналов может быть только одной полярности, — двухквadrантными. Перемножители, умножающие однополярные сигналы, называются одноквadrантными. Известны разнообразные одно- и двухквadrантные ПАС на основе элементов с управляемым сопротивлением, переменной крутизной, использованием логарифматоров и антилогарифматоров. Например, регулятор с изменением режима работы элементов, изображенный на рис. 7.7, в, можно использовать в качестве перемножителя, если на дифференциальный вход подать напряжение  $u_x$ , а вместо  $E_{\text{упр}}$  подать  $u_y$ . Под воздействием  $u_y$  меняется крутизна передаточной характеристики транзисторов, на базы которых подается второе перемножаемое напряжение  $u_x$ . Можно показать, что выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$ , снимаемое между коллекторами транзисторов ДК, при  $R_{к1} = R_{к2} = R_k$  определяется по формуле [13]:

$$U_{\text{ВЫХ}} = 2\alpha_0 \frac{u_x u_y}{\varphi_T} \frac{R_k}{R_2} \frac{e^{\frac{u_x}{\varphi_T}}}{(1 + e^{\frac{u_x}{\varphi_T}})^2},$$

где  $\alpha_0 = \frac{H_{21э}}{1 + H_{21э}}$  — коэффициент усиления по току БТ, включенного по схеме с ОБ;  $\varphi_T$  — температурный потенциал,  $\varphi_T = 25,6$  мВ.

Если  $u_x \ll \varphi_T$ , то выражение для  $U_{\text{ВЫХ}}$  можно упростить:



$$U_{\text{ВЫХ}} \approx u_x u_y R_k \frac{1}{2\varphi_T R_2}.$$

Недостатком рассмотренного простейшего перемножителя на одиночном ДК является весьма малый динамический диапазон входных сигналов, в котором обеспечивается приемлемая точность перемножения. Например, уже при  $u_x = 0,1\varphi_T$  погрешность перемножения достигает 10%.

Более широкий динамический диапазон перемножаемых напряжений при меньшей погрешности обеспечивают логарифмические перемножители, построенные по принципу «логарифмирование – антилогарифмирование». Схема подобного ПАС приведена на рис. 7.23.

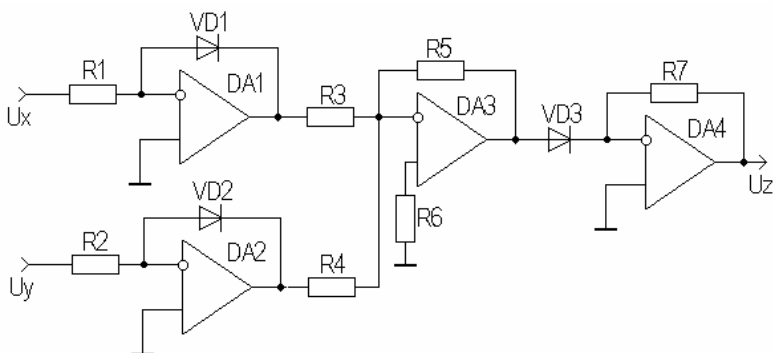


Рис. 7.23. Логарифмический перемножитель

Здесь ОУ DA1 и DA2 производят логарифмирование входных напряжений, а DA3 используется в качестве сумматора, на выходе которого напряжение

$$U_0 = k_1(\ln u_x + \ln u_y) = k_2 \ln u_x u_y.$$

С помощью ОУ DA4 производят антилогарифмирование:

$$U_{\text{ВЫХ}} = k_3 \text{anti} \ln U_0 = k_3 u_x u_y.$$

Следует заметить, что в данных выражениях используются напряжения, нормированные относительно 1 В. Коэффициенты пропорциональности  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  определяются резистивными элементами, включенными в цепи ООС используемых ОУ. Большим недостатком подобных ПАС является сильная зависимость диапазона рабочих частот от амплитуд

входных сигналов. Так, если при входном напряжении 10 В верхняя частота перемножаемых напряжений может составлять 100 кГц, то при входном напряжении 1 В полоса рабочих частот сужается до 10 кГц [13].

Принцип логарифмирования и антилогарифмирования используется в наиболее распространенном способе построения четырехквadrантных ПАС с нормировкой токов, которые обладают наилучшей совокупностью таких параметров, как линейность, широкополосность, температурная стабильность. Обычно они имеют дифференциальные входы, что расширяет их функциональные возможности. Перемножители с нормировкой токов выполняются по интегральной полупроводниковой технологии.

Упрощенная принципиальная схема ИМС ПАС с нормировкой токов типа 525ПС1 приведена на рис. 7.24.

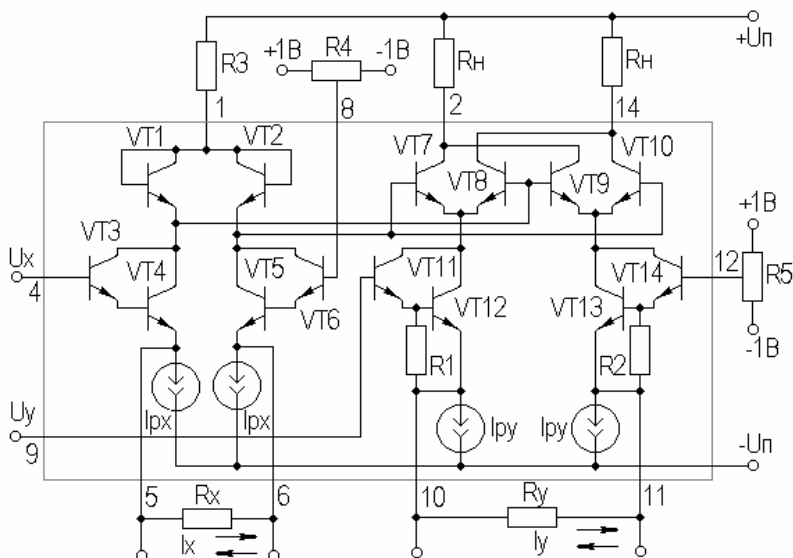


Рис.7.24. Упрощенная схема ИМС перемножителя 525ПС1

Устройство содержит сложный дифференциальный каскад на транзисторах VT7, ..., VT10. Перекрестные связи коллекторов этих транзисторов обеспечивают инверсию сигналов, необходимую для четырехквadrантного умножения. Входные

каскады на транзисторах VT3, ..., VT6 и VT11, ..., VT14 преобразуют входные напряжения  $u_x$  и  $u_y$  в токи. С помощью транзисторов в диодном включении VT1 и VT2 происходит логарифмирование токового сигнала по входу Y. Антилогарифмирование сигнала Y и умножение его на сигнал X осуществляется усилителем на транзисторах VT7, ..., VT10.

В рассматриваемом устройстве связь между входными и выходными сигналами может быть представлена в виде отношения токов. Выходной ток перемножителя определяется соотношением [12]:

$$I_Z = -I_{pX} \frac{I_X}{I_{pX}} \frac{I_Y}{I_{pY}} \approx \frac{2U_X}{R_X} \frac{2U_Y}{R_Y},$$

где  $I_X$  и  $I_Y$  — токи, протекающие через резисторы  $R_X$  и  $R_Y$ ;  $I_{pX}$  и  $I_{pY}$  — рабочие токи в каналах X и Y.

Выходное напряжение, снимаемое с одного из сопротивлений нагрузки, равно [12]

$$U_Z = I_Z U_Z = \frac{I_Z R_H}{2} = \frac{2U_X U_Y R_H}{I_{pY} R_X R_Y} = K U_X U_Y,$$

где  $K = \frac{2R_H}{I_{pY} R_X R_Y}$  — масштабный коэффициент.

Все приведенные на рис. 7.24 резисторы, кроме  $R_1$  и  $R_2$ , являются внешними. Их выбор зависит от конкретных требований к ПАС.

Для получения на выходе ПАС нулевого напряжения при равных нулю входных напряжениях предусмотрена подстройка с помощью переменных резисторов  $R_4$  и  $R_5$ . Если перемножитель работает только при одной полярности одного из входных сигналов, то он называется смещенным. Для превращения четырехквadrантного ПАС в смещенный достаточно на один из входов подать такое постоянное смещение, при котором сигналы на этом входе всегда оказываются меньше напряжения смещения.

Возможности реализации разнообразных устройств электронной аппаратуры на перемножителях иллюстрирует рис. 7.25.

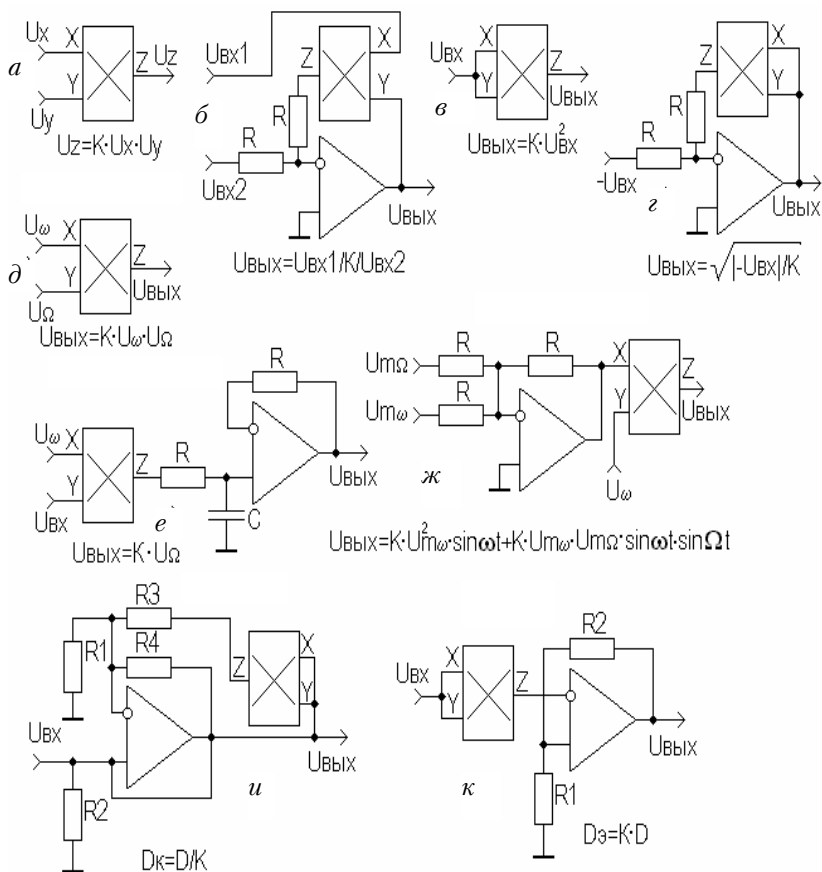


Рис. 7.24. Схемы аналоговых электронных устройств на основе ПАС: *a* – перемножитель напряжений; *б* – делитель напряжений; *в* – удвоитель частоты; *г* – делитель частоты; *д* – балансный модулятор; *е* – балансный демодулятор; *ж* – амплитудный модулятор; *и* – компрессор; *к* – экспандер

Принцип работы этих устройств ясен из приведенных схем и расчетных соотношений, пояснения, пожалуй, требует лишь схема удвоителя частоты (рис. 7.25, *в*). Если на оба входа перемножителя подают напряжение одной и той же частоты, то на выходе ПАС напряжение подчиняется следующему тригонометрическому тождеству:

$$(\sin 2\pi f t)^2 = \frac{1}{2} - \frac{\sin 2\pi(2f)t}{2}.$$

Из приведенного выражения видно, что любая входная частота  $f$  будет удваиваться при прохождении через устройство возведения в квадрат либо делиться на два при прохождении через извлекатель корня квадратного (рис. 7.25,  $z$ ). Более подробная информация о ПАС содержится в [12].

## 7.5. Компараторы

Компаратором называется устройство, позволяющее осуществить сравнение измеряемого входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  с опорным напряжением  $U_{\text{оп}}$ . Алгоритм работы компаратора описывается выражениями:

$$U_{\text{вых}} = U^1, \text{ если } U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}}, \quad U_{\text{вых}} = U^0, \text{ если } U_{\text{вх}} > U_{\text{оп}}.$$

Простейшая схема компаратора и его передаточная характеристика представлены на рис. 7.26.

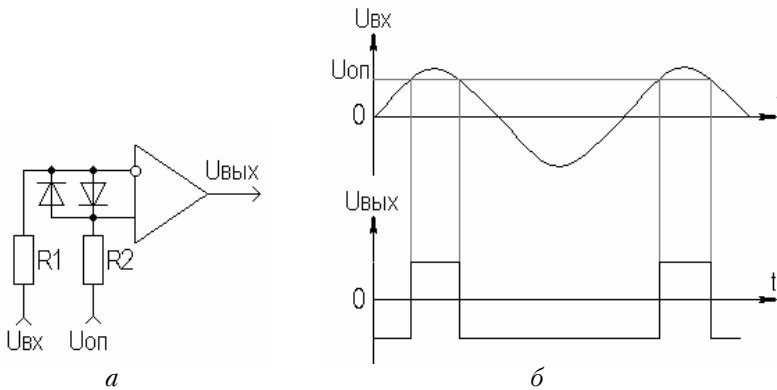


Рис. 7.26. Простейший компаратор

Вследствие большого коэффициента усиления ОУ на его выходе получается последовательность практически прямоугольных импульсов, причем положение моментов переключения соответствует равенству  $U_{\text{вх}} = U_{\text{оп}}$ . Если входы ОУ поменять местами, то  $U_{\text{вых}}$  поменяет знак. Входные диоды

служат для защиты ОУ от большого дифференциального входного напряжения. Выходное напряжение компаратора может быть использовано для управления каким-либо устройством, например широтно-импульсным модулятором. При  $U_{оп} = 0$  получим так называемый нуль-индикатор или детектор нулевого уровня.

Из-за конечного значения коэффициента усиления компаратора возможно плавное нарастание  $U_{вых}$  (рис. 7.27, а).

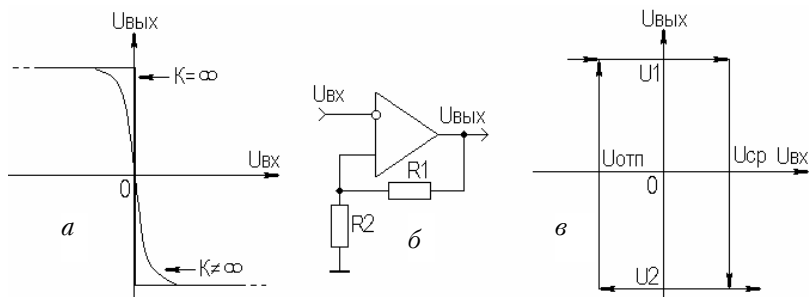


Рис. 7.27. Компаратор с ПОС

Если плавное срабатывание нежелательно, то применяют компаратор на основе ОУ с цепью ПОС (рис. 7.27, б). Если опорное напряжение не подается, то такой компаратор называют еще триггером Шмитта. Как видно из рис. 7.27, в, такой компаратор обладает гистерезисом, что объясняется наличием цепи ПОС. Переключение схемы в состояние  $U_2$  происходит при достижении входным напряжением уровня срабатывания  $U_{ср}$ , а возвращение в исходное состояние  $U_{вых} = U_1$  — при снижении входного напряжения до уровня отпускания  $U_{отп}$ . Значения входных пороговых напряжений и ширина зоны гистерезиса определяются по формулам:

$$U_{ср} = U_2 R_1 / (R_1 + R_2), \quad U_{отп} = U_1 R_1 / (R_1 + R_2),$$

$$U_{гис} = U_{ср} - U_{отп} = R_1 (U_2 - U_1) / (R_1 + R_2).$$

Пороги срабатывания делают схему нечувствительной к шумам, которые всегда присутствуют во входном сигнале, и тем самым исключают ненужные переключения под действием шумов, т.е. устраняют так называемый «дребезг» контактов.

Важнейшим показателем ОУ в случае его использования в качестве компаратора является быстродействие, оцениваемое задержкой срабатывания и временем нарастания выходного напряжения. Лучшим быстродействием обладают специальные ИМС компараторов. Повышенное быстродействие в них достигается использованием СВЧ-транзисторов и исключением режима их насыщения. Более подробно компараторы описаны в [12, 14].

## 7.6. Генераторы

Генератором называется автоколебательная структура, в которой энергия источника питания преобразуется в энергию электрических автоколебаний. Различают генераторы синусоидальных (гармонических) колебаний и генераторы сигналов специальной формы (прямоугольной, треугольной и т.д.).

Обобщенная макромодель генератора приведена на рис. 7.28 и представляет собой усилительный каскад, охваченный цепью ПОС.

Для возникновения колебаний в данной системе необходимо выполнение условия баланса амплитуд и баланса фаз:

$$|K\beta| \geq 1,$$

$$\varphi = \varphi_y + \varphi_{ос} = 2n\pi,$$

где  $\varphi_y$  и  $\varphi_{ос}$  — фазовые сдвиги, вносимые усилителем и цепью ОС соответственно  $n$  — целое число.

Для получения на выходе генератора синусоидального напряжения достаточно, чтобы данные условия выполнялись только на одной частоте.

Существует большое количество схемных реализаций генераторов, поэтому ограничимся рассмотрением генераторов на основе ОУ как наиболее соответствующих содержанию курса АЭУ. На рис. 7.29 приведены различные варианты схем генераторов гармонических колебаний на ОУ.

В схеме LC-автогенератора (рис. 7.29, а) баланс фаз обеспечивается наличием ПОС, вводимой с помощью резисторов

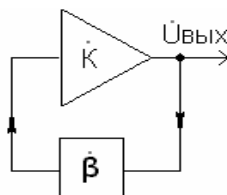


Рис. 7.28. Макромодель генератора

$R_2$  и  $R_3$ , баланс амплитуд достигается выбором номиналов резисторов  $R_2$  и  $R_3$  по условию

$$\beta K = R_3 / (R_2 + R_3) K \geq 1.$$

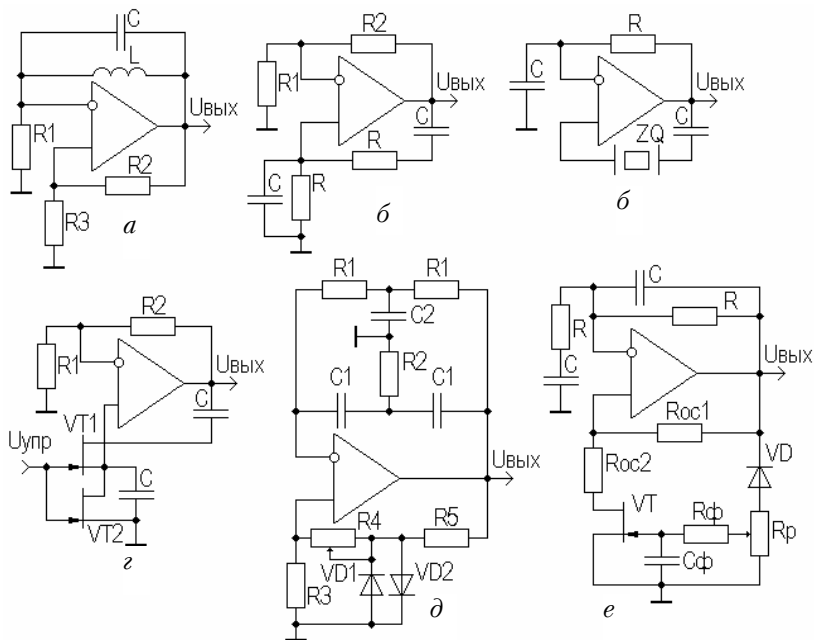


Рис. 2.29. Автогенераторы на основе ОУ

Здесь под  $K$  подразумевается масштабный коэффициент усиления

$$K = R_p / R_1,$$

где  $R_p$  – сопротивление контура на частоте резонанса.

Частота резонанса определяется элементами  $LC$ -контура и рассчитывается по известной формуле

$$f_0 = 1 / 2\pi\sqrt{LC}.$$

Можно избежать применения индуктивностей, используя селективные  $RC$ -цепи. Наибольшее применение получила так называемая фазирующая  $RC$ -цепь, включенная в схеме



$RC$ -генератора (рис. 7.29, б) между выходом и неинвертирующим входом ОУ. На частоте генерации  $f_0 = 1/2\pi RC$  фазовый сдвиг  $\varphi_{oc} = 0$  и выполняется условие баланса фаз, для выполнения баланса амплитуд необходимо скомпенсировать затухание, вносимое фазирующей цепью на частоте генерации, т.е. выполнить условие

$$K_{0oc} = R_2 / (R_1 + R_2) = A_0,$$

где  $A_0 \approx 3,3$  — затухание, вносимое фазирующей цепью.

Чтобы генерировать колебания сложной формы, следует выполнить неравенство  $K_{0oc} \gg A_0$  как условие генерации многочастотных колебаний. Оно легко реализуется.

В схеме  $RC$ -автогенератора с электронной перестройкой частоты (рис. 7.29, з) в качестве управляемых сопротивлений используется сдвоенный ПТ, у которого сопротивление канала является линейной функцией управляющего напряжения  $E_{упр}$ . Очевидно, что при изменении  $E_{упр}$  происходит электронная перестройка частоты. Если в качестве управляющего напряжения использовать низкочастотное колебание, то по закону изменения амплитуды этого колебания будет изменяться частота автогенератора, т.е. осуществляться частотная модуляция.

Важным параметром автогенераторов является температурная нестабильность частоты, которая в обычных  $LC$ -генераторах достигает порядка  $(10^{-3} \dots 10^{-4})\%$  на  $1^\circ C$ , в  $RC$ -генераторах — примерно на порядок ниже. Гораздо лучшие показатели стабильности частоты обеспечивают кварцевые автогенераторы (рис. 7.29, в). Здесь кварц используется в качестве эквивалентной индуктивности, образующей с емкостью  $C$  последовательный колебательный контур, имеющий на частоте резонанса минимальное сопротивление. На частоте резонанса ПОС достигает максимума, и возникает генерация. Для стабилизации режима ОУ охвачен глубокой ООС по постоянному напряжению, которая в целях выполнения условия баланса амплитуд устраняется на частоте генерации конденсатором  $C_1$ , емкость которого выбирается из условия

$$X_{C_1} = 1/2\pi f_0 C \ll R.$$

В термостатированных кварцевых генераторах достигается нестабильность частоты порядка  $10^{-8}\%$  на  $1^\circ\text{C}$ .

Для стабилизации амплитуды генерируемых колебаний в цепях ООС генераторов используют нелинейные элементы, например диоды (рис. 7.29, д), либо АРУ, например на ПТ (рис. 7.29, е).

Принцип построения генераторов прямоугольных колебаний рассмотрим на примере симметричного мультивибратора на ОУ (рис. 7.30).

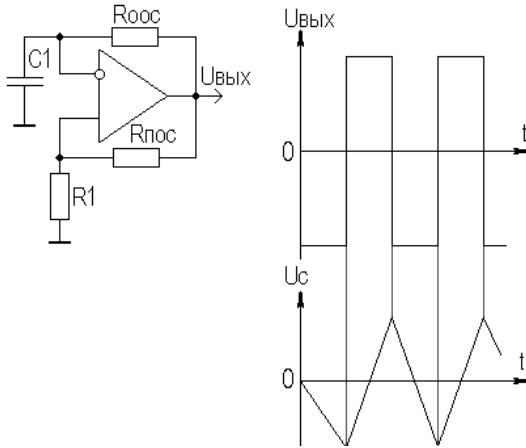


Рис. 7.30. Симметричный мультивибратор на ОУ

Режим генерации здесь обеспечивается путем подключения к инвертирующему входу ОУ времязадающей цепи ООС ( $R_{\text{ООС}}$  и  $C_1$ ). Предположим, что в начальный момент времени на инвертирующем входе ОУ присутствует большее положительное напряжение, чем на неинвертирующем. Тогда на выходе ОУ появится отрицательное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$ , которое, благодаря цепи ПОС ( $R_{\text{ПОС}}$  и  $R_1$ ), имеет нарастающий характер. Этим отрицательным  $U_{\text{ВЫХ}}$  теперь будет заряжаться  $C_1$  через  $R_{\text{ООС}}$ . Процесс заряда  $C_1$  будет продолжаться до

тех пор, пока напряжение на инвертирующем входе ОУ станет более отрицательным, чем на ее неинвертирующем входе. Теперь на выходе ОУ появляется положительное  $U_{\text{ВЫХ}}$ , форсированно нарастающее под действием ПОС. Таким образом, на выходе ОУ будет формироваться последовательность симметричных двуполярных прямоугольных импульсов типа «меандр». Времена длительности импульса и паузы в таком мультивибраторе равны

$$t = R_{\text{ООС}} C_1 \ln(1 + 2R_{\text{ПОС}} / R_1).$$

Более подробно генераторы на ИМС описаны в [12].

### 7.7. Устройства вторичных источников питания

Из множества различных устройств вторичных источников питания ограничимся рассмотрением стабилизаторов с использованием ОУ как наиболее соответствующих содержанию курса АЭУ.

Компенсационные стабилизаторы напряжения с ОУ позволяют достичь высокого значения коэффициента стабилизации напряжения, низкого дифференциального выходного сопротивления, повышенного КПД.

На рис. 7.31, *a* приведена схема высококачественного стабилизатора на ОУ.

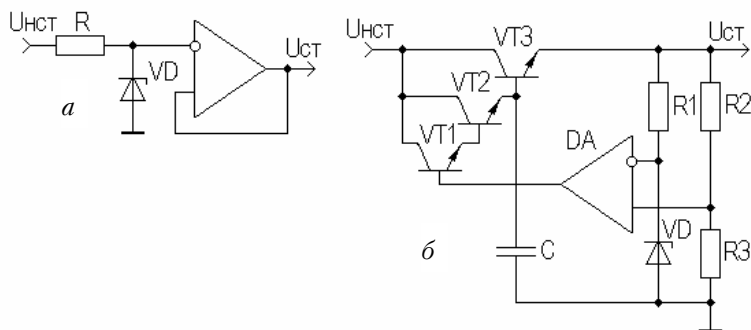


Рис. 7.31. Стабилизаторы напряжения на ОУ

Здесь ОУ используется в качестве буферного усилителя. Высокое значение входного сопротивления ОУ обеспечивает идеальные условия для работы стабилизатора. Нагрузка может быть достаточно низкоомной, так как выход ОУ низкоомный за счет действия 100% ПООСН.

Недостатком рассмотренного стабилизатора является малый рабочий ток, обусловленный низкой нагрузочной способностью ОУ. Избежать этого недостатка можно усилением выходного тока ОУ с помощью внешних транзисторов, используемых в режиме повторителей напряжения (рис. 7.31, б). Здесь к выходу ОУ подключен составной транзистор (VT1, VT2, VT3) по схеме с ОК. Максимальный ток нагрузки такого стабилизатора ориентировочно

$$I_{\text{н max}} = I_{\text{ОУ max}} H_{21э1} H_{21э2} H_{21э3} .$$

Необходимое напряжение стабилизации определяется выбором типа стабилизатора VD и, помимо этого, соответствующим выбором резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . Устройство не нуждается в емкости фильтра на выходе, так как здесь используется эффект умножения по отношению к нагрузке емкости конденсатора  $C$ , подключенного к базе VT3.

Другие устройства вторичных источников питания описаны в [12, 14].

## 8. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ АНАЛИЗА АЭУ

### 8.1. Оценка нелинейных искажений усилительных каскадов

Аналитический расчет НИ представляет собой довольно сложную задачу и в полной мере может проводиться с помощью ЭВМ.

Для каскадов на БТ возможна аналитическая оценка НИ для случая малых нелинейностей ( $U_{\text{вх}}$  одного порядка с  $\varphi_{\text{T}} = 25,6 \text{ мВ}$ ) [15].

Обычно уровень НИ характеризуется коэффициентом гармоник  $K_{\text{Г}}$ . Суммарный коэффициент гармоник

$$K_{\text{Г}} = \sqrt{K_{\text{Г}2}^2 + K_{\text{Г}3}^2},$$

где  $K_{\text{Г}2}$  и  $K_{\text{Г}3}$  соответственно коэффициенты гармоник по второй и третьей гармоническим составляющим (составляющими более высокого порядка можно пренебречь ввиду их относительной малости).

Коэффициенты гармоник  $K_{\text{Г}2}$  и  $K_{\text{Г}3}$ , независимо от способа включения БТ, определяются из следующих соотношений:

$$K_{\text{Г}2} = \frac{U_{\text{вх}}}{2\varphi_{\text{T}}(1+B)^2}, \quad K_{\text{Г}3} = \frac{U_{\text{вх}}^2(1-2B)}{6\varphi_{\text{T}}^2(1+B)^4},$$

где  $B$  – фактор связи (петлевое усиление).

Данные выражения учитывают только нелинейность эмиттерного перехода и получены на основе разложения в ряд Тейлора функции тока эмиттера  $I_{\text{Э}} = I_{\text{Э}0} \exp(U_{\text{вх}}/\varphi_{\text{T}})$ :

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{Э}0} + \frac{I_{\text{Э}0}}{\varphi_{\text{T}}} U_{\text{вх}} + \frac{I_{\text{Э}0}}{2\varphi_{\text{T}}^2} U_{\text{вх}}^2 + \frac{I_{\text{Э}0}}{6\varphi_{\text{T}}^3} U_{\text{вх}}^3 + \dots$$

Фактор связи зависит от способа включения транзистора и вида обратной связи. Для каскада с ОЭ и ПООСТ имеем

$$B = \frac{R_{\text{Г}} + r_{\text{б}} + (1 + H_{21\text{Э}})(r_{\text{э}} + \Delta r + R_{\text{ОСТ}})}{r_{\text{э}}(1 + H_{21\text{Э}})},$$

где  $R_{\text{Г}}$  – сопротивление источника сигнала (или  $R_{\text{ВЫХ}}$  предыдущего каскада);  $R_{\text{ОСТ}}$  – сопротивление ПООСТ (см. разд. 3.2, в случае отсутствия ПООСТ  $R_{\text{ОСТ}} = 0$ ).

Для каскада с ОЭ и ||ООСН

$$B = \frac{r_6 + R_\Gamma}{r_3(1 + H_{213})} \times \left\{ (r_6 + R_{\text{ЭКВ}}) + \frac{(R_{\text{ЭКВ}} + R_z)[r_6 + (1 + H_{213})(r_3 + \Delta r + R_{\text{ЭКВ}} + R_\Gamma)]}{R_{\text{ОС}}r_3(1 + H_{213})} \right\},$$

где  $R_{\text{ЭКВ}} = R_\kappa \parallel R_\text{Н}$ ,  $R_{\text{ОС}}$  — сопротивление ||ООСН (см. разд. 3.4).

Для каскада с ОК

$$B = \frac{R_\Gamma + r_6 + (1 + H_{213})(r_3 + \Delta r + R_{\text{ЭКВ}})}{r_3(1 + H_{213})},$$

где  $R_{\text{ЭКВ}} = R_\text{Э} \parallel R_\text{Н}$  (см. разд. 2.8).

Для каскада с ОБ

$$B = \frac{r_6 + R_\Gamma(1 + H_{213})}{r_3(1 + H_{213})}.$$

Коэффициенты гармоник  $K_{\Gamma 2}$  и  $K_{\Gamma 3}$ , независимо от способа включения ПТ, определяются из следующих соотношений:

$$K_{\Gamma 2} = \frac{U_{\text{ВХ}}A}{S_0(1+B)^2}, \quad K_{\Gamma 3} = \frac{U_{\text{ВХ}}^2 A^2 2B}{S_0^2(1+B)^4},$$

где  $A$  — коэффициент, равный второму члену разложения выражения для нелинейной крутизны в ряд Тейлора, равный [15]

$$A = I_{\text{СИ}} / U_{\text{ОТС}}^2,$$

где  $I_{\text{СИ}}$  и  $U_{\text{ОТС}}$  см. рис. 2.33.

Фактор связи  $B$  зависит от способа включения транзистора и вида ООС. Для каскада с ОИ и ПООСТ имеем

$$B = S_0(R_{\text{ОС}} + r_\text{И}),$$

где  $R_{\text{ОС}}$  — сопротивление ПООСТ (см. разд. 3.2, в случае отсутствия ПООСТ  $R_{\text{ОС}} = 0$ ).

Для каскада с ОИ и ||ООСН имеем

$$B = S_0 R_\Gamma R_{\text{ЭКВ}} / R_{\text{ОС}},$$

где  $R_{\text{ЭКВ}} = R_\text{С} \parallel R_\text{Н}$ ,  $R_{\text{ОС}}$  — сопротивление ||ООСН (см. разд. 3.4).

Для каскада с ОС

$$B = S_0(R_{\text{ЭКВ}} + r_{\text{И}}),$$

где  $R_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{И}} \parallel R_{\text{Н}}$  (см. разд. 2.11).

Для каскада с ОЗ

$$B = S_0((R_{\text{Г}} \parallel R_{\text{И}}) + r_{\text{И}}).$$

В приведенных выше выражениях  $r_{\text{И}}$  — сопротивление тела полупроводника в цепи истока,  $r_{\text{И}} \approx 1/S_{\text{СИ}}$ , где  $S_{\text{СИ}}$  — см. подраздел 2.10, для маломощных ПТ  $r_{\text{И}} = (10 \dots 200)$  Ом;  $R_{\text{И}}$  — см. рис. 2.38.

Приведенные соотношения для оценки  $K_{\text{Г}}$  дают хороший результат в случае малых нелинейностей, в режиме больших нелинейностей следует воспользоваться известными машинными методами [4] или обратиться к графическим методам оценки НИ [6].

## 8.2. Расчет устойчивости УУ

Оценку устойчивости УУ, представленного эквивалентным четырехполосником, описываемым  $Y$ -параметрами, удобно проводить с помощью определения **инвариантного коэффициента устойчивости** [2]:

$$k = \frac{2\text{Re}Y_{11} \text{Re}Y_{22} - \text{Re}(Y_{12} Y_{21})}{|Y_{12} Y_{21}|}.$$

При  $k > 1$  усилитель безусловно устойчив, при  $k < 1$  — потенциально неустойчив, т.е. существуют такие сочетания полных проводимостей нагрузки и источника сигнала, при которых возможно возникновение генерации.

Устойчивость усилителя с учетом проводимости нагрузки и источника сигнала определяется следующим соотношением:

$$k = \frac{2\text{Re}(Y_{11} + 1/Z_{\text{Г}})\text{Re}(Y_{22} + 1/Z_{\text{Н}}) - \text{Re}(Y_{12}Y_{21})}{|Y_{12} Y_{21}|}.$$

При  $k > 1$  усилитель безусловно устойчив, при  $k < 1$  — неустойчив,  $k = 1$  соответствует границе устойчивости.

Эквивалентные  $Y$ -параметры усилителя определяются, согласно методике разд. 2.3, в заданных точках диапазона рабочих частот. Использование инвариантного коэффициента

устойчивости особенно удобно при машинном анализе УУ. Другие методы оценки устойчивости описаны в [6].

### 8.3. Расчет шумовых характеристик УУ

Шумы в УУ в основном определяются шумами активных сопротивлений и усилительных элементов, расположенных во входных каскадах. Наибольший вклад в мощность шума, создаваемого усилительным каскадом, вносит усилительный элемент. Наличие собственных источников шумов ограничивает возможность усиления слабых сигналов.

В зависимости от природы возникновения собственные шумы транзистора подразделяются на тепловые, дробовые, шумы токораспределения, избыточные и т.д.

Тепловые шумы обусловлены беспорядочными перемещениями свободных носителей заряда в проводниках и полупроводниках, дробовые — дискретностью заряда носителей (электронов и «дырок») и случайным характером инжекции и экстракции их через  $p-n$ -переходы. Шум токораспределения вызывается флуктуациями распределения тока эмиттера на токи коллектора и базы. Все вышеперечисленные виды шумов имеют равномерный спектр.

Природа избыточных шумов до конца еще не выяснена. Обычно их связывают с флуктуациями состояния поверхности полупроводников. Спектральная плотность этих шумов обратно пропорциональна частоте, что послужило поводом для названия их шумами типа  $1/f$ . Еще их называют фликкер-шумами, шумами мерцания и контактными шумами. Шумы типа  $1/f$  сильно возрастают при дефектах в кристаллической решетке полупроводника.

Наиболее весомый вклад в мощность шумов усилительных элементов вносят тепловые шумы.

Шумы активных элементов можно представить в виде источника напряжения (рис. 8.1, *а*) или источника тока (рис. 8.1, *б*).

Соответствующие значения ЭДС и тока этих источников следующие (см. разд. 2.2):

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{4kTR_{\text{ш}}\Delta f}, \quad I_{\text{ш}} = \sqrt{4kTG_{\text{ш}}\Delta f},$$



где  $\Delta f$  – полоса рабочих частот;  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  – постоянная Больцмана;  $T$  – температура в градусах Кельвина;  $R_{\text{ш}}$  – шумовое сопротивление;  $G_{\text{ш}}$  – шумовая проводимость,  $G_{\text{ш}} = R_{\text{ш}}^{-1}$ .

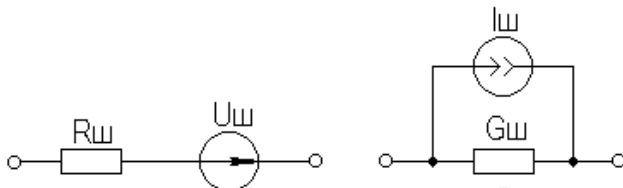


Рис. 8.1. Эквивалентные схемы активного шумового сопротивления

Для стандартной температуры  $T = 290$  К эти формулы можно упростить:

$$U_{\text{ш}} = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{R_{\text{ш}} \Delta f}, \quad I_{\text{ш}} = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{G_{\text{ш}} \Delta f}.$$

Спектральные плотности шумов по напряжению и току составляют [17]:

$$F_{RU} = \frac{dU_{\text{ш}}^2(t)}{df} = 4kTR_{\text{ш}}, \quad F_{RI} = \frac{dI_{\text{ш}}^2(t)}{df} = 4kTG_{\text{ш}},$$

где  $dU_{\text{ш}}^2(t)$ ,  $dI_{\text{ш}}^2(t)$  – дифференциалы от среднеквадратичных напряжений и токов шумов как случайных функций времени  $t$ , действующих в полосе пропускания  $df$ .

Любой активный элемент можно представить шумящим четырехполюсником (рис. 8.2) и по данным формулам рассчитать его шумовые характеристики.

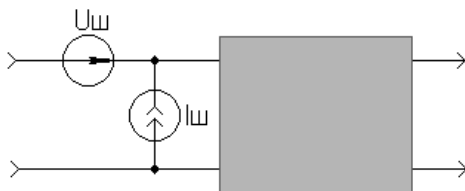


Рис. 8.2. Шумящий четырехполюсник

В [16] приведены выражения для шумовых параметров БТ и ПТ нормированных спектральных плотностей шумов по

напряжению  $R_{\text{ш}} = F_{RU} / 4kT$ , по току  $G_{\text{ш}} = F_{RI} / 4kT$  и взаимной спектральной плотности  $F_{\text{ш}}$ , представляющих собой соответственно шумовое сопротивление, шумовую проводимость и взаимную спектральную плотность шумов.

Для БТ, включенного по схеме с ОЭ:

$$R_{\text{ш}} = r_{\text{б}} + 0,2I_{\text{б}}r_{\text{б}}^2 + 0,02I_{\text{к}}S_0^{-2},$$

$$G_{\text{ш}} = 0,2I_{\text{б}} + 0,02I_{\text{к}}g^2S_0^{-2},$$

$$F_{\text{ш}} = 1 + 0,02I_{\text{б}}r_{\text{б}} + 0,02I_{\text{к}}gS_0^{-2},$$

где  $I_{\text{б}}$  и  $I_{\text{к}}$  в миллиамперах,  $g$  и  $S_0$  в миллисименсах. При учете фликкер-шумов для частот  $f \geq 10$  Гц в данных выражениях следует принять:

$$I'_{\text{б}} = (1 + 500/f)I_{\text{б}}, \quad I'_{\text{к}} = (1 + 500/f)I_{\text{к}}.$$

Для ПТ, включенного с ОИ:

$$R_{\text{ш}} = 0,75/S_0, \quad G_{\text{ш}} = R_{\text{ш}}\omega^2C_{\text{зи}}^2 = 40R_{\text{ш}}f^2C_{\text{зи}}^2,$$

$$F_{\text{ш}} = 1 + \omega C_{\text{зи}}R_{\text{ш}} = 1 + 6,28C_{\text{зи}}R_{\text{ш}}.$$

Данные формулы применимы и для других схем включения транзисторов.

Полагая равномерными спектральные плотности шумов, согласно [16] можно получить выражение для коэффициента шума каскада:

$$F = (R_{\Gamma} + R_{\text{ш}} + G_{\text{ш}}R_2 + 2F_{\text{ш}}R_{\Gamma}) / R_{\Gamma}.$$

Исследуя это выражение на экстремум, определяем оптимальное сопротивление источника сигнала  $R_{\Gamma \text{opt}}$ , при котором коэффициент шума каскада  $F$  минимален:

$$R_{\Gamma \text{opt}} = \sqrt{R_{\text{ш}} / G_{\text{ш}}}.$$

При этом в большинстве случаев оказывается, что  $R_{\Gamma \text{opt}}$  не совпадает с  $R_{\Gamma}$ , оптимальным с точки зрения получения необходимой  $f_{\text{в}}$  каскада ( $R_{\Gamma \text{opt}} > R_{\Gamma}$ ). Выходом из данной ситуации является включение между первым и вторым каскадами цепи противозумовой коррекции (рис. 8.3).

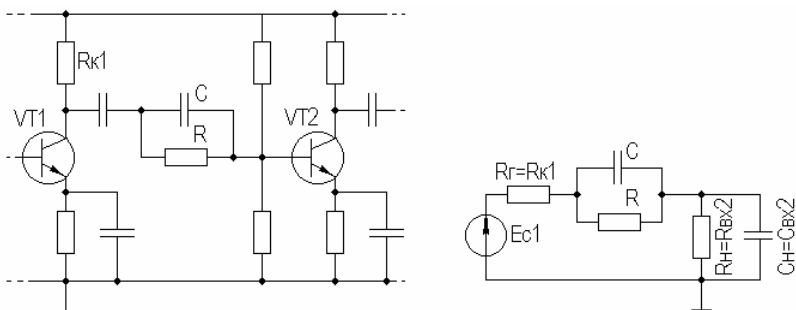


Рис. 8.3. Простая противозумовая коррекция

Введением противозумовой коррекции добиваются повышения коэффициента передачи каскадов в области ВЧ (путем внесения корректирующей цепи затухания на НЧ и СЧ), компенсируя тем самым спад усиления на ВЧ за счет высокоомного  $R_{г\text{opt}}$ .

Приближенно параметры противозумовой коррекции можно определить из равенства ее постоянной времени  $RC$  постоянной времени  $\tau_{в}$  некорректированного каскада.

Расчет шумов каскадно соединенных четырехполюсников (многокаскадного усилителя) обычно сводится к расчету коэффициента шума входной цепи и входного каскада. Первый каскад в таком усилителе работает в малозумящем режиме, а второй и другие каскады в обычном режиме.

Расчет шумов в общем случае представляет собой сложную задачу, решаемую с помощью ЭВМ. Для ряда частных случаев шумовые параметры могут быть рассчитаны по соотношениям, приведенным в [16].

#### 8.4. Анализ чувствительности

**Чувствительностью** называется реакция различных устройств на изменение параметров ее компонент.

**Коэффициент чувствительности (функция чувствительности,** или просто **чувствительность**) представляет собой количественную оценку изменения параметров устройства (в том числе и АЭУ) при заданном изменении параметров его компонент.

Необходимость расчета функции чувствительности возникает при необходимости учета влияния на характеристики АЭУ факторов окружающей среды (температуры, радиации и т.д.), при расчете требуемых допусков на параметры компонент, при определении процента выхода ИМС, в задачах оптимизации, моделирования и т.д.

Функция чувствительности  $S_i$  параметра устройства  $y$  к изменению параметра компонента  $x_i$  определяется как частная производная

$$S_i = \frac{dy}{dx_i}.$$

Данное выражение получено на основе разложения в ряд Тейлора функции нескольких переменных  $y(\bar{x})$ , где  $\bar{x} = (x_1, \dots, x_i, \dots, x_n)$ ;

$$y(\bar{x} + \Delta\bar{x}) = y(\bar{x}) + \sum_{i=1}^n \frac{dy}{dx_i} \Delta x_i + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{d^2y}{dx_i dx_j} \Delta x_i \Delta x_j + \dots$$

Пренебрегая частными производными второго и более порядка, получаем связь функции чувствительности и отклонения параметра  $y(\bar{x})$ :

$$y(\bar{x}) = y(\bar{x} + \Delta\bar{x}) \approx \sum_{i=1}^n \frac{dy}{dx_i} \Delta x_i = \sum_{i=1}^n S_i \Delta x_i.$$

Существуют разновидности функции чувствительности:

– абсолютная чувствительность  $S_i = \frac{dy}{dx_i}$ , абсолютное отклонение при этом равно  $\Delta y = \sum_{i=1}^n S_i \Delta x_i$ ;

– относительная чувствительность  $S_i^r = \frac{d \ln y}{d \ln x_i} = \frac{x_i}{y} S_i$ , относительное отклонение равно  $\frac{\Delta y}{y} = \sum_{i=1}^n S_i^r \frac{\Delta x_i}{x_i}$ ;

– полуотносительные чувствительности  $Q_i = \frac{d \ln y}{dx_i} = \frac{1}{y} S_i$ ,

$$Q_i^r = \frac{dy}{d \ln x_i} = x_i S_i.$$

Выбор вида функции чувствительности определяется видом решаемой задачи, например, для комплексного коэффициента передачи  $\dot{K}(j\omega) = |K| \exp(j\varphi)$  относительная чувствительность равна относительной чувствительности модуля (действительная часть) и полуотносительной чувствительности фазы (мнимая часть):

$$S_i^{r\dot{K}} = \frac{x_i}{\dot{K}} \frac{d[|K| \exp(j\varphi)]}{dx_i} = \frac{x_i}{|K|} \frac{d|K|}{dx_i} + jx_i \frac{d\varphi}{dx_i} = S_i^{r|K|} + jQ_i^{r\varphi}.$$

Для простых схем вычисление функции чувствительности может осуществляться прямым дифференцированием схемной функции, представленной в аналитическом виде. Для сложных схем получение аналитического выражения схемной функции представляет собой сложную задачу, возможно применение прямого расчета функции чувствительности через приращения. В этом случае необходимо проводить  $n$  анализов схемы, что для сложных схем весьма неэкономично.

Существует косвенный метод расчета чувствительности по передаточным функциям, предложенный Быховским [17]. Согласно этому методу функция чувствительности, например, прямого коэффициента передачи равна произведению функций передачи с входа схемы до элемента, относительно которого ищется чувствительность, и передаточной функции «элемент – выход схемы» (рис. 8.4, а).

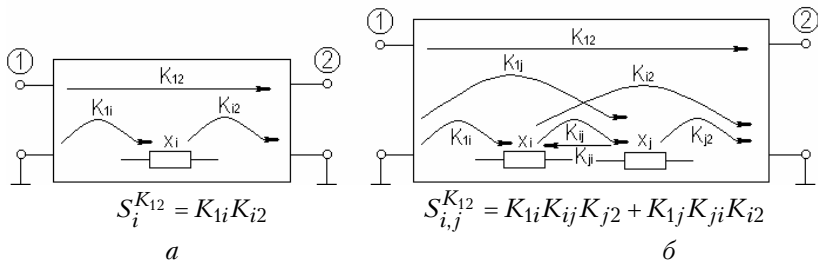


Рис. 8.4. Косвенный метод расчета функций чувствительности

Так как расчет функции чувствительности сводится к расчету передаточных функций, то для их нахождения возможно применение, например, обобщенного метода узловых потенциалов. Косвенный метод расчета по передаточным

функциям позволяет находить функции чувствительности более высоких порядков. На рис. 8.4, б проиллюстрировано нахождение функции чувствительности второго порядка. В общем же существует  $n!$  путей передачи сигнала, каждый из которых содержит  $n + 1$  сомножителей.

Ниже описывается метод расчета функции чувствительности, сочетающий прямой метод дифференцирования и косвенный по передаточным функциям, позволяющий за один анализ находить чувствительность к  $n$  элементам схемы [18]. Рассмотрим данный способ на примерах получения выражений для абсолютной чувствительности первого порядка  $S$ -параметров электронных схем, описанных матрицей проводимости  $[Y]$ .

В матричном представлении характеристики электронных схем, в том числе и параметры рассеяния  $[S]$ , определяются в виде отношений алгебраических дополнений матрицы  $[Y]$  (см. разд. 7.2). Изменяемый параметр входит при этом в некоторые элементы алгебраических дополнений. Определение функции чувствительности сводится в этом случае к нахождению производных от отношений алгебраических дополнений (или алгебраических дополнений и определителя) по элементам, в которых содержится изменяемый параметр. В случае, когда изменяемый параметр входит в элементы дополнений определителя функционально, чувствительность определяется как сложная производная.

Для определения производных алгебраических дополнений по изменяемым параметрам входящих в них элементов воспользуемся теоремой, утверждающей, что производная определителя по какому-либо элементу равна алгебраическому дополнению этого элемента. Доказательство теоремы основано на разложении определителя по Лапласу

$$\frac{d\Delta}{dY_{ij}} = \frac{d \sum_{i=1}^n Y_{ij} \Delta_{ij}}{dY_{ij}} = \Delta_{ij}.$$

Общее выражение для  $S$ -параметров через алгебраические дополнения имеет вид (см. разд. 7.2)

$$S_{ij} = k_{ij} \Delta_{ji} / \Delta - \delta_{ij}.$$

Определим функции чувствительности параметров рассеяния к пассивному двухполюснику  $y_0$ , включенному между произвольными узлами  $k$  и  $l$  (см. рис. 8.5, а):

$$S_{y_0}^{S_{ij}} = dS_{ij} / dy_0 = k_{ij}(\Delta_{ji(k+l)(k+l)}\Delta - \Delta_{(k+l)(k+l)}\Delta_{ji}) / \Delta^2 =$$

$$= -k_{ij}\Delta_{j(k+l)}\Delta_{(k+l)i} / \Delta^2 = -k_{ij}[(\Delta_{jk} - \Delta_{jl})(\Delta_{ki} - \Delta_{li})] / \Delta^2.$$

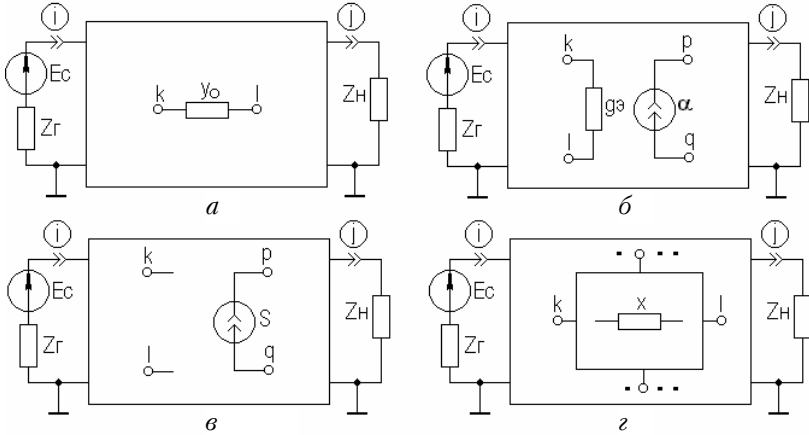


Рис. 8.5. Расчет чувствительности  $S$ -параметров

При получении данного и последующих выражений используются следующие матричные соотношения [3]:

$$\Delta_{(i+j)(k+l)} = \Delta_{i(k+l)} + \Delta_{j(k+l)} = (\Delta_{ik} - \Delta_{il}) + (\Delta_{jk} - \Delta_{jl}),$$

$$\Delta_{ij}\Delta_{kl} - \Delta_{il}\Delta_{kj} = \Delta\Delta_{ij,kl}.$$

Для электронных схем, содержащих БТ, моделируемые ИТУТ (см. подразд. 2.4.1), определим чувствительность  $S$ -параметров к проводимости управляющей ветви  $g_3 = 1/r_3$  и параметру управляемого источника  $\alpha$ , включенных соответственно между узлами  $k$ ,  $l$ , и  $p$ ,  $q$  (рис. 8.5, б):

$$S_{g_3}^{S_{ij}} = dS_{ij} / dg_3 = k_{ij}[(\Delta_{ji(k+l)(k+l)}\Delta + \alpha\Delta_{ij(k+l)(p+q)})\Delta -$$

$$- (\Delta_{(k+l)(k+l)} + \alpha\Delta_{(k+l)(p+q)})\Delta_{ji}] / \Delta^2 =$$

$$= -k_{ij}\Delta_{j(k+l)i}(\Delta_{j(k+l)} + \alpha\Delta_{j(p+q)}) / \Delta^2 =$$

$$\begin{aligned}
&= -k_{ij}(\Delta_{ki} - \Delta_{li})(\Delta_{jk} - \Delta_{jl}) + \alpha(\Delta_{jp} - \Delta_{jq}) / \Delta^2, \\
S_{\alpha}^{S_{ij}} &= dS_{ij} / d\alpha = k_{ij}(\Delta_{ji(k+l)(p+q)\Delta} - \Delta_{(k+l)(p+q)\Delta} \Delta_{ji}) / \Delta^2 = \\
&= -k_{ij} \Delta_{j(p+q)\Delta(k+l)i} / \Delta^2 = -k_{ij} [(\Delta_{jp} - \Delta_{jq})(\Delta_{ki} - \Delta_{li})] / \Delta^2.
\end{aligned}$$

Если электронная схема содержит ПТ, моделируемые ИТУН (см. подразд. 2.4.1), то чувствительность параметров рассеяния к крутизне  $S$ , включенной между узлами  $p, q$  при узлах управления  $k, l$  (рис. 8.5, в), равна

$$\begin{aligned}
S_S^{S_{ij}} &= dS_{ij} / dS = k_{ij}(\Delta_{ji(k+l)(p+q)\Delta} - \Delta_{(k+l)(p+q)\Delta} \Delta_{ji}) / \Delta^2 = \\
&= -k_{ij} \Delta_{j(k+l)\Delta(p+q)i} / \Delta^2 = -k_{ij} [(\Delta_{jk} - \Delta_{jl})(\Delta_{pi} - \Delta_{qi})] / \Delta^2.
\end{aligned}$$

Чувствительность параметров рассеяния к любому  $Y$ -параметру подсхемы (рис. 8.5, з), например  $y_{kl}$ , будет равна

$$S_{y_{kl}}^{S_{ij}} = dS_{ij} / dy_{kl} = k_{ij}(\Delta_{ji,kl}\Delta - \Delta_{kl}\Delta_{ij}) / \Delta^2 = -k_{ij} \Delta_{jl} \Delta_{ki} / \Delta^2.$$

При известной чувствительности  $y_{kl}$  к параметру элемента подсхемы  $x$  (см. рис. 8.5, з) чувствительность  $S$ -параметров полной схемы к этому параметру, в соответствии с понятием сложной производной, выразится как

$$S_x^{S_{ij}} = (dS_{ij} / dy_{kl})(dy_{kl} / dx) = S_{y_{kl}}^{S_{ij}} S_x^{y_{kl}}.$$

Последнее выражение указывает на возможность применения метода подсхем при анализе чувствительности сложных электронных схем.

Зная связь параметров рассеяния с вторичными параметрами электронных схем ( $K_U, Z_{вх}, Z_{вых}$  и др.) и чувствительность параметров рассеяния к изменению элементов схемы, можно найти функции чувствительности вторичных параметров к изменению этих элементов. Например, для коэффициента передачи по напряжению с  $i$ -го на  $j$ -й узел  $K_{ij} = S_{ji} / (1 + S_{11})$  чувствительность к изменению параметра  $x$  (полагая, что  $S_{ij} = f(x)$  и  $S_{ii} = \phi(x)$ ) получаем

$$S_x^{K_{ij}} = dK_{ij} / dx = [S_x^{S_{ij}}(1 + S_{ii}) - S_x^{S_{ii}} S_{ij}] / (1 + S_{ii})^2.$$

Аналогично для  $Z_{вх(вых)}$  ( $Z_{ii(jj)}$ ) имеем

$$Z_{ii(jj)} = Z_{г(н)}(1 + S_{ii(jj)}) / (1 - S_{ii(jj)});$$



$$S_x^{Z_{ii(jj)}} = dZ_{ii(jj)} / dx = -2Z_{r(н)} S_x^{S_{ii(jj)}} S_{ii(jj)} / (1 - S_{ii(jj)})^2.$$

Данный способ столь же эффективно может быть использован при определении чувствительности более высоких порядков для всевозможных характеристик электронных схем. Реализация полученных таким образом алгоритмов расчета чувствительности сводится к вычислению и перебору соответствующих алгебраических дополнений, что хорошо сочетается с нахождением других малосигнальных характеристик электронных схем.

### 8.5. Машинные методы анализа АЭУ

В разд. 2.3 приведена основная идея обобщенного метода узловых потенциалов, на основе которого было получено большинство соотношений для эскизного расчета усилительных каскадов. Однако наряду с несомненными достоинствами (простота программирования, малая размерность получаемой матрицы проводимости  $Y$ ,  $n \times n$ , где  $n$  – количество узлов схемы без опорного), данный метод имеет ряд существенных недостатков. В первую очередь следует отметить невозможность представления в виде проводимости некоторых идеальных моделей электронных схем (короткозамкнутых ветвей, источников напряжения, зависимых источников, управляемых током и т.д.). Кроме того, представление индуктивности проводимостью неудобно при временном анализе схем, что связано с преобразованием Лапласа (оператор Лапласа  $p$  должен быть в числителе для того, чтобы система алгебраических уравнений и полученная в результате преобразования система дифференциальных уравнений имела одинаковые коэффициенты).

В настоящее время наибольшее распространение получили топологические методы формирования системы уравнений электрической цепи, наиболее общим из которых является **табличный** [4].

В этом методе все уравнения, описывающие цепь, включаются в общую систему уравнений, содержащую уравнения Кирхгофа для токов, напряжений и компонентные уравнения.

Уравнения Кирхгофа для токов можно представить в виде

$$\mathbf{A}\mathbf{I}_B = 0,$$

где  $\mathbf{A}$  — матрица инценденции [4], описывающая топологию цепи;  $\mathbf{I}_B$  — вектор тока ветвей.

Уравнения Кирхгофа для напряжений имеют вид

$$\mathbf{V}_B - \mathbf{A}^t \mathbf{V}_n = 0,$$

где  $\mathbf{V}_B$  и  $\mathbf{V}_n$  — соответственно, вектора напряжений ветвей и узловых потенциалов;  $\mathbf{A}^t$  — транспонированная матрица инценденции  $\mathbf{A}$ .

В общем случае уравнения, описывающие элементы цепи, можно представить в следующей форме:

$$\mathbf{Y}_B \mathbf{V}_B + \mathbf{Z}_B \mathbf{I}_B = \mathbf{W}_B,$$

где  $\mathbf{Y}_B$  и  $\mathbf{Z}_B$  — соответственно, квазидиагональные матрицы проводимости и сопротивления ветвей;  $\mathbf{W}_B$  — вектор, куда входят независимые источники напряжения и тока, а также начальные напряжения и токи на конденсаторах и индуктивностях.

Запишем приведенные уравнения в следующей последовательности:

$$\mathbf{V}_B - \mathbf{A}^t \mathbf{V}_n = 0;$$

$$\mathbf{Y}_B \mathbf{V}_B + \mathbf{Z}_B \mathbf{I}_B = \mathbf{W}_B;$$

$$\mathbf{A}\mathbf{I}_B = 0$$

и представим в матричной форме

$$\begin{array}{c} \text{B} \\ \text{B} \\ \text{B} \\ n \end{array} \begin{array}{ccc} \text{B} & \text{B} & n \\ \left| \begin{array}{ccc} 1 & 0 & -\mathbf{A}^t \\ \mathbf{Y}_B & \mathbf{Z}_B & 0 \\ 0 & \mathbf{A} & 0 \end{array} \right| \cdot \left| \begin{array}{c} \mathbf{V}_B \\ \mathbf{I}_B \\ \mathbf{V}_n \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} 0 \\ \mathbf{W}_B \\ 0 \end{array} \right| \end{array}$$

или в общем виде

$$\mathbf{TX} = \mathbf{W}.$$

Табличный метод имеет главным образом теоретическое значение, поскольку наряду с основным достоинством, выражающимся в том, что возможно нахождение всех токов и на-

пряжений ветвей и узловых потенциалов, имеет ряд существенных недостатков. В первую очередь следует отметить избыточность метода, приводящую к большой размерности матрицы  $\mathbf{T}$ . Далее следует отметить, что многие идеальные управляемые источники приводят к появлению лишних переменных. Например, входной ток управляемых напряжением источников тока и напряжения, а также входное напряжение управляемых током источников тока и напряжения равны нулю, но в данном методе они рассматриваются как переменные.

В практическом плане чаще всего используется модификация табличного метода — **модифицированный узловой метод с проверкой** [4].

Идея данного метода заключается в разделении элементов на группы; одна группа сформирована из элементов, которые описываются с помощью проводимостей, для элементов второй группы такое описание невозможно. Поскольку через токи ветвей первой группы можно выразить напряжения ветвей, а напряжения ветвей — через узловые потенциалы, то можно исключить из табличных уравнений все напряжения ветвей, а для элементов первой группы — еще и токи ветвей. При введении дополнительных уравнений для токов в ветвях с элементами второй группы производится проверка на наличие заранее известных (нулевых) переменных. В результате такого преобразования получим уравнения модифицированного узлового метода с проверкой

$$\begin{array}{c} n \\ m \end{array} \left| \begin{array}{c} \mathbf{Y}_{n1} \\ \text{Доп.} \end{array} \right. \begin{array}{c} m \\ \text{ур-} \end{array} \left. \begin{array}{c} \text{ния} \\ \text{ния} \end{array} \right| \cdot \left| \begin{array}{c} \mathbf{V}_n \\ \mathbf{I}_2 \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \mathbf{J}_n \\ \mathbf{W}_2 \end{array} \right|$$

или в общем виде

$$\mathbf{T}_m \mathbf{X} = \mathbf{W},$$

где  $n$  — размерность матрицы проводимости  $\mathbf{Y}_{n1}$  элементов первой группы ( $n$  — число узлов схемы без нулевого);  $m$  — число дополнительных уравнений для элементов второй группы;  $\mathbf{J}_n$  — вектор независимых источников тока;  $\mathbf{I}_2$  — вектор токов ветвей элементов второй группы;  $\mathbf{W}_2$  — вектор, куда входят независимые источники напряжения, а также началь-

ные напряжения и токи на конденсаторах и индуктивностях, представленных элементами второй группы.

Для упрощения программирования обычно представляют матрицу коэффициентов системы уравнений модифицированного узлового метода  $\mathbf{T}_m$  в виде суммы двух матриц размерностью  $(n + m) \times (n + m)$ :

$$\mathbf{T}_m = \mathbf{G} + p\mathbf{C}.$$

В матрицу  $\mathbf{G}$  вносят все активные проводимости и коэффициенты, соответствующие частотно-независимым элементам, а в матрицу  $\mathbf{C}$  — все частотно-зависимые элементы, причем индуктивности обычно представляют элементом второй группы, т.е. сопротивлением. Далее находят решение данной системы уравнений, используя алгоритмы Гаусса—Жордана либо  $L/U$ -разложения [4].

При частотном анализе электронных схем оператор  $p$  заменяется на  $j\omega$ , организуется цикл по частоте, внутри которого для каждой частотной точки формируется система уравнений, которая решается относительно интересующих напряжений и токов.

При временном анализе линейных электронных схем возможно непосредственно использовать модифицированную узловую форму уравнений

$$(\mathbf{G} + p\mathbf{C})\mathbf{X} = \mathbf{W}.$$

После перехода во временную область получим

$$\mathbf{G}x + \mathbf{C}x' = \mathbf{W},$$

или

$$\mathbf{C}x' = \mathbf{W} - \mathbf{G}x.$$

Решение полученной системы дифференциальных уравнений находится путем численного интегрирования. Одними из эффективных методов численного интегрирования являются методы, опирающиеся на *линейные многошаговые формулы* [4], к простейшим из которых относятся формулы Эйлера (прямая и обратная) и формула трапеций.

Разбив временной интервал  $[0, T]$  на конечное число отрезков  $h$  и положив  $t_{n+1} = t_n + h$ , для каждого момента време-

ни  $t_n$  можно найти приближение  $x_n$  к истинному решению  $x(t_n)$  путем применения линейных многошаговых формул:

$$x_{n+1} = x_n + hx'_n \quad (\text{прямая формула Эйлера});$$

$$x_{n+1} = x_n + hx'_{n+1} \quad (\text{обратная формула Эйлера});$$

$$x_{n+1} = x_n + (h/2)(x'_n + x'_{n+1}) \quad (\text{формула трапеций}).$$

Нахождение  $x'_{n+1}$  для  $(n + 1)$ -го шага вычислений возможно путем применения прямой формулы Эйлера.

Поскольку напряжение на конденсаторе и ток, протекающий через него, связаны соотношением  $i = CdV/dt$ , а для индуктивности имеем  $V = Ldi/dt$ , то применение обратной формулы Эйлера равноценно переходу от емкостей и индуктивностей к их эквивалентным схемам, показанным на рис. 8.6, в результате чего цепь становится резистивной. Такие модели индуктивности и емкости носят название **сеточных (сопровождающих, дискретных) моделей**.

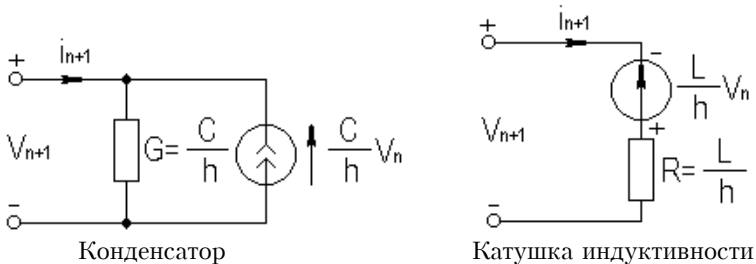


Рис. 8.6. Сеточные модели для обратной формулы Эйлера

Отыскание рабочей точки или расчет по постоянному току являются первым шагом при нелинейном анализе УУ. Анализ характеристик по постоянному току схем, содержащих нелинейные сопротивления, сводится к решению системы нелинейных уравнений вида  $f(x) = 0$ .

Поскольку законы Кирхгофа применимы не только к линейным, но и к нелинейным элементам, для формирования системы уравнений  $f(x)$  возможно использование уже рассмотренных табличных методов. Структура получаемых табличных уравнений будет рассмотрена ниже.

Для решения системы нелинейных уравнений  $f(x)$  применяется **метод Ньютона–Рафсона** [4]. Метод предусматривает использование начального приближения  $x_0$ , проведение итерационной процедуры и, если величина  $|(x_{n+1} - x_n)/x_{n+1}|$  достаточно мала, констатацию факта сходимости ( $n$  – количество итераций):

$$x_{n+1} = x_n - \mathbf{J}^{-1}f(x_n),$$

где  $\mathbf{J}$  – якобиан (матрица Якоби) размерностью  $(m \times m)$ :

$$\mathbf{J} = \frac{df(x_n)}{dx_n} = \begin{bmatrix} df_1(x_n)/x_1 & \dots & df_1(x_n)/x_m \\ \vdots & & \vdots \\ df_m(x_n)/x_1 & \dots & df_m(x_n)/x_m \end{bmatrix}.$$

В процессе итерационной обработки данной системы уравнений на каждом этапе итерации могут быть получены значения  $f(x_n)$  и  $\mathbf{J}$ ; это эквивалентно решению линейного уравнения в форме

$$J(x_{n+1}) - x_n = -f(x_n).$$

Другими словами, решение нелинейных уравнений можно интерпретировать как повторное решение линейных уравнений на каждом этапе итерационного процесса.

Структура якобиана внешне совпадает с табличными уравнениями линейных цепей, которые преобразованы с учетом расчета по постоянному току: убраны конденсаторы и закорочены катушки индуктивности.

Пусть табличные уравнения заданы в следующей форме:

$$\mathbf{V}_B - \mathbf{A}^t \mathbf{V}_n = 0;$$

$$p(\mathbf{V}_B, \mathbf{i}_B) = \mathbf{W};$$

$$\mathbf{A} \mathbf{I}_B = 0;$$

Система уравнений  $p(\mathbf{V}_B, \mathbf{i}_B) = \mathbf{W}$  определяет связь между токами и напряжениями ветвей в неявной форме, некоторые из этих зависимостей могут быть линейными.

Матрица Якоби на  $n$ -й итерации будет иметь вид

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -A^t \\ G_n & R_n & 0 \\ 0 & A & 0 \end{bmatrix},$$

где  $G_n = \left. \frac{dp}{dV_\theta} \right|_{X_n}$  ;  $R_n = \left. \frac{dp}{di_\theta} \right|_{X_n}$  .

Для формирования якобиана возможно использование различных модификаций табличного метода, в том числе и модифицированного узлового с проверкой. Результат анализа схемы по постоянному току (режим по постоянному току) может быть использован в качестве начального приближения при временном анализе нелинейных электронных схем.

Нелинейные уравнения легко включаются в уравнения цепи, составленные табличным или модифицированным узловым методом. Линейные элементы, как и прежде, представлены линейными компонентными уравнениями. Для нелинейных уравнений характерны уравнения в неявной форме, хотя иногда нелинейности можно описать и в явной форме. Нелинейные емкости и индуктивности лучше всего описывать с помощью дополнительных переменных — электрических зарядов и магнитных потоков соответственно, которые должны быть введены в вектор неизвестных. Если это проделать, то уравнения, записанные как табличным, так и модифицированным узловым методами, можно представить в следующем виде:

$$f(x', x, \mathbf{W}, t) \equiv \mathbf{E}x' + \mathbf{G}x + \mathbf{p}(\mathbf{x}) = 0,$$

где  $\mathbf{E}$  и  $\mathbf{G}$  — постоянные матрицы, а все нелинейности сведены в вектор  $\mathbf{p}(\mathbf{x})$ .

Полученная система дифференциальных уравнений решается путем интегрирования с использованием **формулы дифференцирования назад** [4] и алгоритма Ньютона—Рафсона, для чего формируется якобиан. В целом структура якобиана для линейной и нелинейной цепи идентична, отличие между ними в том, что нелинейная емкость (индуктивность) будет представлена двумя уравнениями, а заряд  $q$  (поток  $\phi$ ) станет еще одним неизвестным. Однако и для линейных емкостей и индуктивностей можно ввести заряды и магнитные потоки в качестве переменных, что приведет к совпа-

дению якобиана и матрицы системы уравнений. Любая нелинейная проводимость появится в якобиане аналогично линейной проводимости в матрице  $\mathbf{C}$  модифицированного узлового метода. Таким образом, становится возможным единый подход к формированию и решению уравнений линейных и нелинейных цепей с целью получения их временных и частотных характеристик, что успешно реализуется в современных пакетах схемотехнического проектирования.

Более подробно перечисленные методы, а также другие вопросы анализа электронных цепей приведены в [4]. В [19] описан один из пакетов схемотехнического проектирования Electronics Workbench.



## 9. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Ограниченный объем данного пособия не позволил в полной мере отразить весь круг вопросов построения и анализа АЭУ. При необходимости следует обращаться к литературе, ссылки на которую имеются в каждом разделе пособия. При выполнении расчетных заданий, лабораторных работ и курсового проекта следует пользоваться соответствующими учебными пособиями и методическими рекомендациями [19, 20].

## ЛИТЕРАТУРА

1. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство / Пер. с нем. М.: Мир, 1982. 512 с.
2. *Ленк Дж.* Справочник по современным твердотельным усилителям: Пер. с англ. М.: Мир, 1977. 500 с.
3. *Сигорский В.П.* Анализ электронных схем. Киев: Гос. изд. техн. лит., 1963. 200 с.
4. *Влах И., Синггал К.* Машинные методы анализа и проектирования электронных схем: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1988. 560 с.
5. *Цыкин Г.С.* Усилительные устройства. М.: Связь, 1971. 368 с.
6. *Мамонкин И.Г.* Усилительные устройства. М.: Связь, 1977. 360 с.
7. *Помыткин М.П.* Проектирование импульсных усилителей: Методические указания для студентов специальностей 200700, 201600. Томск: ТИАСУР, 1970. 44 с.
8. *Зелингер Дж.* Основы матричного анализа и синтеза применительно к электронике: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1970. 236 с.
9. *Шкритек П.* Справочное руководство по звуковой схемотехнике: Пер. с нем. М.: Мир, 1991. 446 с.
10. *Аналоговые интегральные микросхемы: Справочник* / Б.П. Кудряшов и др. М.: Радио и связь, 1981. 160 с.
11. *Панин Н.П.* Переменные аттенюаторы и их применение. М.: Энергия, 1971. 40с.
12. *Игнатов А.Н.* Микроэлектронные устройства связи и радиовещания. Томск: Радио и связь, Томское отделение, 1990. 400 с.
13. *Основы радиоэлектроники: Учебное пособие* / Ю.И. Волощенко и др.; Под ред. Г.Д. Петрухина. М.: Изд-во МАИ, 1993. 416 с.
14. *Игумнов Д.В., Костюнина Г.П.* Полупроводниковые устройства непрерывного действия. М.: Радио и связь, 1990. 256 с.
15. *Жаркой А.Г.* Расчет нелинейных искажений гармонических сигналов в транзисторных усилителях: Методические

- указания для студентов специальностей 200700, 201600.  
Томск: ТИАСУР, 1987. 54 с.
16. *Проектирование* усилительных устройств: Учебное пособие / В.В. Ефимов и др.; Под ред. Н.В. Терпугова. М.: Высш. шк., 1982. 190с.
  17. *Гехер К.* Теория чувствительности и допусков электронных цепей: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1973. 200 с.
  18. *Красько А.С., Кологривов В.А.* Оценка чувствительности параметров рассеяния с помощью обобщенного метода узловых потенциалов: Тезисы докладов Всесоюзной конференции «Исследование и разработка прецизионных измерительных комплексов и систем с использованием радиоволновых и оптических каналов связи», часть 1. Томск: ТИАСУР, 1981. С. 117.
  19. *Красько А.С.* Схемотехника аналоговых электронных устройств: Компьютерный лабораторный практикум. Томск: ТУСУР ТМЦДО, 2002. 42 с.
  20. *Красько А.С.* Проектирование аналоговых электронных устройств: Методические указания по курсовому проектированию. Томск: ТУСУР ТМЦДО, 2000. 42 с.

*Учебное издание*

*Александр Сергеевич Красько*

## **СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ**

Корректор – *Г.Г. Иванова*  
Верстка *В.М. Бочкаревой*

---

Издано «В-Спектр» ПБОЮЛ Бочкаревой В.М.  
св-во ПД-Л № 11032, выд. объедин. адм. Сов. и Кир. р-нов г. Томска

Сдано на верстку 15.12.05. Подписано в печать 25.02.06.  
Формат 60 84<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Печать трафаретная.  
Печ. л. 11,25. Усл. печ. 10,46. Уч.-изд. л. 11,95.  
Тираж 500 экз. Заказ 75.

---

Отпечатано ПБОЮЛ Бочкаревой В.М.  
634055, г. Томск, пр. Академический, 13-24,  
Тел. 49-09-91. E-mail: [bmwm@list.ru](mailto:bmwm@list.ru)