

**Министерство образования и науки Российской Федерации**

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

**Кафедра радиоэлектроники и защиты информации (РЗИ)**

**УТВЕРЖДАЮ**

**Заведующий кафедрой РЗИ**

\_\_\_\_\_ **А.С. Задорин**

\_\_\_\_\_ **2013 г.**

**РАСЧЕТ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ**

**Учебно-методическое пособие по курсовому проектированию по  
дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов»**

**Разработчик:**

\_\_\_\_\_ **А.А. Титов;**

**Томск – 2013**

УДК 621.396

Рецензент: А.С. Красько, старший преподаватель кафедры Радиоэлектроники и защиты информации Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

**Титов А.А.**

Расчет сверхширокополосных усилительных каскадов: Учебно-методическое пособие по курсовому проектированию для студентов радиотехнических специальностей. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 34 с.

Пособие содержит описание различных схемных решений построения сверхширокополосных усилительных каскадов на биполярных и полевых транзисторах, формулы для расчета значений элементов высокочастотной коррекции, расчета коэффициента усиления и полосы пропускания рассматриваемых каскадов.

© Томский гос. ун-т систем  
управления и радиоэлектроники, 2013  
©Титов А.А., 2013

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ БИПОЛЯРНЫХ И ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ.....	5
2. РАСЧЕТ НЕКОРРЕКТИРОВАННОГО КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ.....	7
2.1. ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД.....	7
2.2. ПРОМЕЖУТОЧНЫЙ КАСКАД.....	8
3. РАСЧЕТ КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ИНДУКТИВНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ.....	9
3.1. ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД.....	9
3.2. ПРОМЕЖУТОЧНЫЙ КАСКАД.....	10
4. РАСЧЕТ КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ЭМИТТЕРНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ.....	11
4.1. ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД.....	11
4.2. ПРОМЕЖУТОЧНЫЙ КАСКАД.....	12
5. КОРРЕКЦИЯ ИСКАЖЕНИЙ В КАСКАДЕ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ, ВНОСИМЫХ ВХОДНОЙ ЦЕПЬЮ.....	13
5.1. РАСЧЕТ ИСКАЖЕНИЙ ВНОСИМЫХ ВХОДНОЙ ЦЕПЬЮ.....	13
5.2. РАСЧЕТ ВХОДНОЙ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ.....	14
5.3. РАСЧЕТ КАСКАДА С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ.....	16
6. СОГЛАСОВАННЫЕ КАСКАДЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ.....	17
6.1. РАСЧЕТ КАСКАДА С КОМБИНИРОВАННОЙ ООС.....	17
6.2. РАСЧЕТ КАСКАДОВ С ПЕРЕКРЕСТНЫМИ ООС.....	19
7. РАСЧЕТ КАСКОДА ОБЩИЙ ЭМИТТЕР – ОБЩАЯ БАЗА.....	20
8. РАСЧЕТ НЕКОРРЕКТИРОВАННОГО КАСКАДА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ.....	21
8.1. ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД.....	21
8.2. ПРОМЕЖУТОЧНЫЙ КАСКАД.....	22
8.3 РАСЧЕТ ИСКАЖЕНИЙ, ВНОСИМЫХ ВХОДНОЙ ЦЕПЬЮ.....	23
9. РАСЧЕТ КАСКАДА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ИНДУКТИВНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ.....	24
10. РАСЧЕТ КАСКАДА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ИСТОКОВОЙ КОРРЕКЦИЕЙ.....	25
11. РАСЧЕТ ВХОДНОЙ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ КАСКАДА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ.....	27
12. РАСЧЕТ МЕЖКАСКАДНОЙ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ ВТОРОГО ПОРЯДКА.....	28
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	31

## **ВВЕДЕНИЕ**

Расчет сверхширокополосных усилительных каскадов является неотъемлемой частью процесса проектирования устройств приема и обработки сигналов. В известной учебной и научной литературе материал, посвященный этой проблеме, не всегда представлен в удобном для проектирования виде. К тому же в науке нет достаточно обоснованных доказательств преимуществ использования того либо иного схемного решения при разработке конкретного сверхширокополосного усилителя, предназначенного для работы в конкретной схеме устройства приема и обработки сигналов. В этой связи проектирование сверхширокополосных усилителей во многом основано на интуиции и опыте разработчика. При этом, разные разработчики, чаще всего, по-разному решают поставленные перед ними задачи, достигая требуемых результатов. В этой связи в данном пособии собраны наиболее известные и эффективные схемные решения построения сверхширокополосных усилителей на биполярных и полевых транзисторах, а соотношения для расчета коэффициента усиления, полосы пропускания и значений элементов высокочастотной коррекции даны без выводов. Ссылки на литературу позволяют найти, при необходимости, доказательства справедливости приведенных соотношений.

## 1. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ БИПОЛЯРНЫХ И ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В соответствии с [1, 2, 3], приведенные ниже соотношения для расчета усилительных каскадов на биполярных транзисторах (БТ) основаны на использовании эквивалентной схемы замещения транзистора, приведенной на рис. 1.1, либо на использовании его однонаправленной модели, приведенной на рис. 1.2.

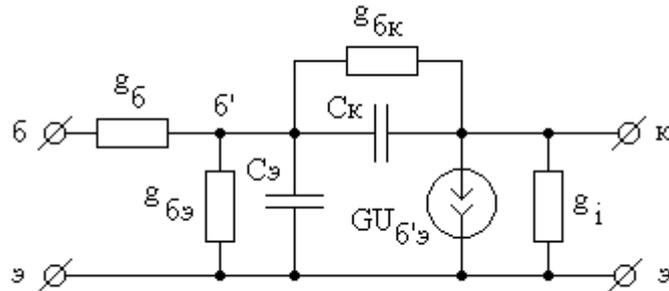


Рис. 1.1

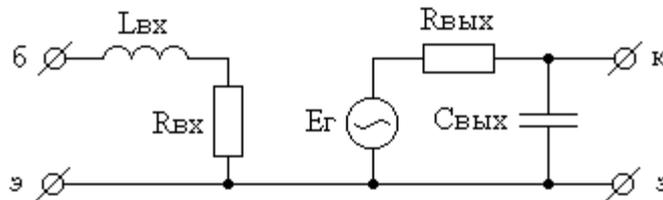


Рис. 1.2

Значения элементов схемы могут быть рассчитаны по паспортным данным транзистора по следующим формулам [1]:

$$g_b = 1/r_b;$$

$$r_b = \tau_c/C_k;$$

$$g_{бэ} = 1/r_э(1 + \beta_0);$$

$$r_э[Ом] = 1/g_э = 26/I_{э0}[мА] + a/\sqrt{I_{э0}[мА]};$$

$$C_э = 1/2\pi f_T r_э(1 + \beta_0);$$

$$G = \alpha_0/r_э;$$

$$\alpha_0 = \beta_0/(1 + \beta_0);$$

$$g_i = I_{к.маx}/U_{кэ.маx}$$

где  $C_k$  - емкость коллекторного перехода;

$\tau_c$  - постоянная времени цепи обратной связи;

$\beta_0$  - статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером;

$f_T$  - граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером;

$I_{э0}[мА]$  - ток эмиттера в рабочей точке в миллиамперах;

$a=3$  - для планарных кремниевых транзисторов;

$a=4$  - для остальных транзисторов;

$U_{кэ.маx}$  - максимально допустимое постоянное напряжение коллектор-эмиттер;

$I_{к. max}$  - максимально допустимый постоянный ток коллектора.

В справочной литературе значения  $\tau_c$  и  $C_k$  часто приводятся измеренными при различных значениях напряжения коллектор-эмиттер  $U_{кэ}$ . Поэтому при расчетах  $r_б$  значение  $C_k$  следует пересчитать по формуле [1]

$$C_k(U_{кэ2}) = C_k(U_{кэ1}) \sqrt{U_{кэ1}/U_{кэ2}},$$

где  $U_{кэ1}$  - напряжение  $U_{кэ}$ , при котором производилось измерение  $C_k$ ;

$U_{кэ2}$  - напряжение  $U_{кэ}$ , при котором производилось измерение  $\tau_c$ .

Поскольку  $g_{бк}$  оказывается много меньше проводимости нагрузки усилительных каскадов, в расчетах она обычно не учитывается.

Значения элементов схемы замещения, приведенной на рис. 1.2, могут быть рассчитаны по следующим формулам [3, 4]:

$$L_{вх} = L_б + L_э;$$

$$R_{вх} = r_б;$$

$$C_{вых} = C_k;$$

$$R_{вых} = U_{кэ. max}/I_{к. max},$$

где  $L_б, L_э$  - индуктивности выводов базы и эмиттера.

При расчетах по эквивалентной схеме приведенной на рис. 1.2, вместо  $E_T$  используют параметр  $G_{ном12}$  - коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования [2], равный:

$$G_{ном12} = (\omega_{ном}/\omega)^2, \quad (1.1)$$

где  $\omega_{ном} = 2\pi f_{ном}$  - круговая частота, на которой коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования равен единице;

$\omega$  - текущая круговая частота.

Формула (1.1) и однонаправленная модель (рис. 1.2) справедливы для области рабочих частот выше  $f_б = f_T/\beta_0$  [5].

Предлагаемые ниже соотношения для расчета усилительных каскадов на полевых транзисторах (ПТ) основаны на использовании эквивалентной схемы замещения ПТ, приведенной на рис. 1.3,а, и полученной на её основе однонаправленной модели, приведенной на рис. 1.3,б [4, 5, 6].

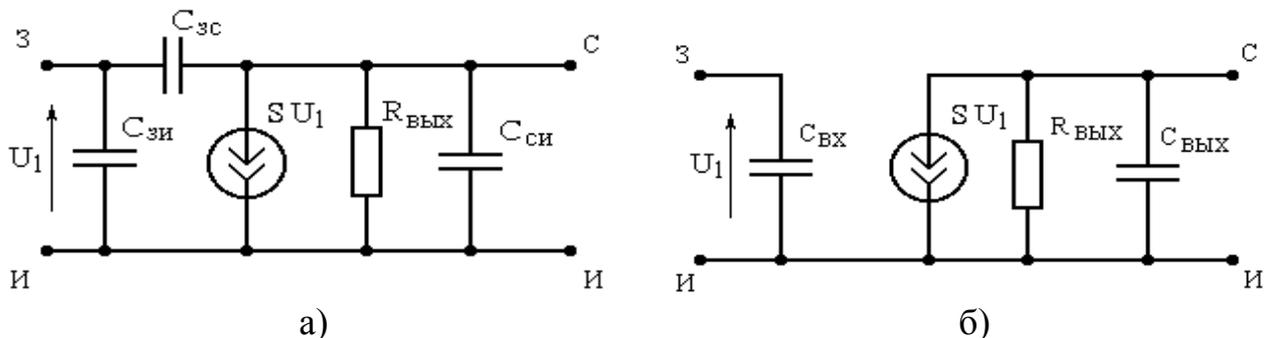


Рис. 1.3

Здесь  $C_{зи}$  - емкость затвор-исток,  $C_{зс}$  - емкость затвор-сток,  $C_{си}$  - емкость сток-исток,  $R_{вых}$  - сопротивление сток-исток,  $S$  - крутизна ПТ,  $C_{вх} = C_{зи} +$

$+C_{3C}(1+SR_{\Theta})$ ,  $R_{\Theta}=R_{\text{ВЫХ}}R_{\text{Н}}/(R_{\text{ВЫХ}}+R_{\text{Н}})$ ,  $R_{\text{Н}}$  – сопротивление нагрузки каскада на ПТ,  $C_{\text{ВЫХ}}=C_{\text{СИ}}+C_{3C}$ .

## 2. РАСЧЕТ НЕКОРРЕКТИРОВАННОГО КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

### 2.1. ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД

Принципиальная схема окончного некорректированного усилительного каскада на БТ приведена на рис. 2.1,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 2.1,б, где  $C_{\text{P}}$  - разделительный конденсатор,  $R_{\text{б1}}, R_{\text{б2}}$  - резисторы базового делителя,  $R_{\Theta}$  - резистор термостабилизации,  $C_{\Theta}$  - блокировочный конденсатор,  $R_{\text{к}}$  - сопротивление в цепи коллектора,  $R_{\text{н}}$  - сопротивление нагрузки [1].

При отсутствии реактивности нагрузки, полоса пропускания каскада определяется параметрами транзистора. В соответствии с [1] коэффициент усиления каскада в области верхних частот можно описать выражением:

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_0}{1 + p\tau_{\text{В}}},$$

где  $p = i\omega$ ;

$\omega$  - текущая круговая частота;

$K_0 = S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}$ ;

$\tau_{\text{В}} = \tau + C_{\text{к}}R_{\text{ЭКВ}}(1 + S_0r_{\text{б}})$ ;

$\tau = (C_{\text{к}} + C_{\Theta})/(g_{\text{б}} + g_{\text{б}\Theta})$ ;

$S_0 = \alpha_0 g_{\Theta} g_{\text{б}}/(g_{\text{б}} + g_{\text{б}\Theta})$ ;

$R_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{к}}R_{\text{н}}/(R_{\text{к}} + R_{\text{н}})$ .

(2.1)

(2.2)

(2.3)

(2.4)

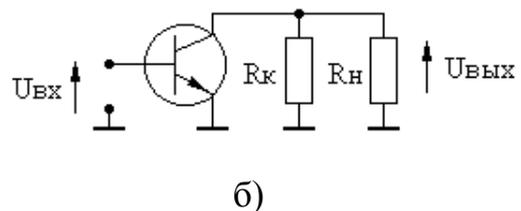
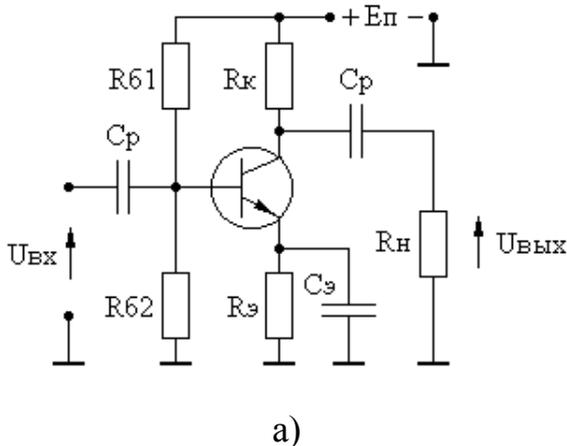


Рис. 2.1

При заданном уровне частотных искажений  $Y_{\text{В}} = |K_u/K_0|$ , верхняя граничная частота  $f_{\text{В}}$  полосы пропускания каскада равна:

$$f_{\text{В}} = \sqrt{1 - Y_{\text{В}}^2} / 2\pi Y_{\text{В}} \tau_{\text{В}}. \quad (2.5)$$

Входное сопротивление каскада может быть аппроксимировано параллельной RC цепью [1]:

$$C_{\text{ВХ}} = \tau g_{\text{б}} + K_0 C_{\text{к}} g_{\text{б}} / (g_{\text{б}} + g_{\text{б}\Theta}); \quad (2.6)$$

$$g_{BX} = 1/R_{BX} = g_{\sigma}g_{\sigma\sigma}/(g_{\sigma} + g_{\sigma\sigma}). \quad (2.7)$$

**Пример 2.1.** Рассчитать  $f_B$ ,  $R_K$ ,  $R_{BX}$ ,  $C_{BX}$  каскада, приведенного на рис. 2.1, при использовании транзистора КТ610А [6] ( $r_{\sigma} = 5$  Ом,  $r_{\sigma\sigma} = 1$  Ом,  $g_{\sigma\sigma} = 0,0083$  Сим,  $C_K = 4$  пФ,  $C_{\sigma} = 160$  пФ,  $f_T = 1$  ГГц,  $\beta_0 = 120$ ,  $S_0 = 0,95$  А/В,  $\alpha_0 = 0,99$ ,  $I_{\sigma 0} = 55$  мА), и условий:  $R_H = 50$  Ом;  $Y_B = 0,9$ ;  $K_0 = 10$ .

**Решение.** При известных  $K_0$  и  $S_0$ , в соответствии с (2.1), имеем:  $R_{\text{ЭКВ}} = 10,5$  Ом. Зная  $R_{\text{ЭКВ}}$ , находим:  $R_K = 13,3$  Ом. По формуле (2.2) определим:  $\tau_B = 1,03 \cdot 10^{-9}$  с. Подставляя известные  $Y_B$  и  $\tau_B$  в соотношение (2.5) получим:  $f_B = 74,9$  МГц. По формулам (2.6) и (2.7) определим  $C_{BX} = 196$  пФ,  $R_{BX} = 126$  Ом.

## 2.2. ПРОМЕЖУТОЧНЫЙ КАСКАД

Принципиальная схема каскада приведена на рис. 2.2,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 2.2,б.

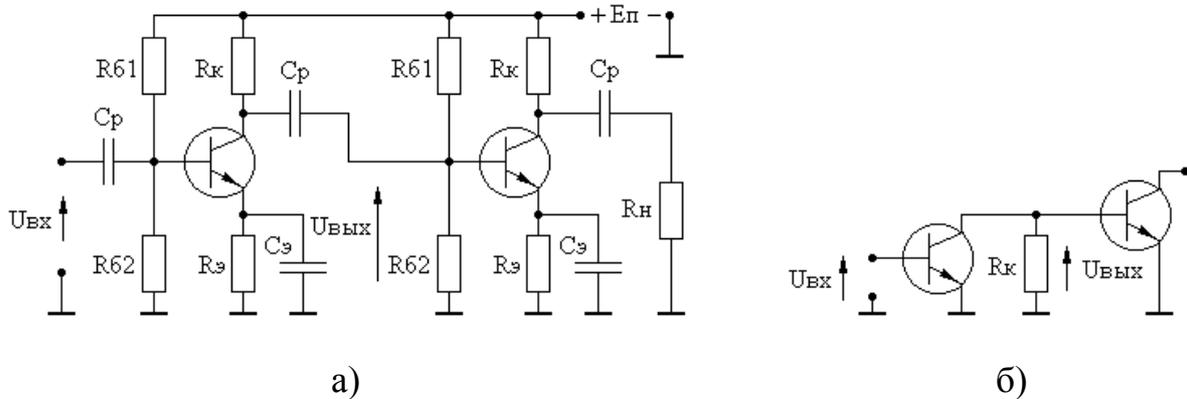


Рис. 2.2

В соответствии с [1] коэффициент усиления каскада в области верхних частот описывается выражением:

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_0}{1 + p\tau_B},$$

где  $K_0 = S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}$ ; (2.8)

$$\tau_B = R_{\text{ЭКВ}} [C_{\text{ВХ}} + g_{\text{ЭКВ}} \tau + C_K (1 + S_0 r_{\sigma})]; \quad (2.9)$$

$$R_{\text{ЭКВ}} = 1/g_{\text{ЭКВ}} = R_K R_{\text{ВХ}} / (R_K + R_{\text{ВХ}}); \quad (2.10)$$

$R_{\text{ВХ}}, C_{\text{ВХ}}$  – входное сопротивление и входная емкость нагружающего каскада.

Значения  $f_B$ , входное сопротивление и входная емкость каскада рассчитываются по формулам (2.5), (2.6), (2.7).

**Пример 2.2.** Рассчитать  $f_B$ ,  $R_K$ ,  $R_{\text{ВХ}}$ ,  $C_{\text{ВХ}}$  каскада, приведенного на рис. 2.2, при использовании транзистора КТ610А (данные транзистора приведены в примере 2.1) и условий:  $Y_B = 0,9$ ;  $K_0 = 10$ ;  $R_{\text{ВХ}}, C_{\text{ВХ}}$  нагружающего каскада - из примера 2.1.

**Решение.** По известным  $K_0$  и  $S_0$  из (2.8) получим:  $R_{\text{ЭКВ}} = 10,5$  Ом. Зная  $R_{\text{ЭКВ}}$  из (2.10) найдем:  $R_K = 11,5$  Ом. По формуле (2.9) определим:  $\tau_B = 3 \cdot 10^{-9}$  с. Подставляя известные  $Y_B$ ,  $\tau_B$  в соотношение (2.5) получим  $f_B = 25,5$  МГц. По формулам (2.6) и (2.7) определим  $R_{\text{ВХ}} = 126$  Ом,  $C_{\text{ВХ}} = 196$  пФ.

### 3. РАСЧЕТ КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ИНДУКТИВНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

#### 3.1. ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД

Принципиальная схема каскада с высокочастотной индуктивной коррекцией приведена на рис. 3.1,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 3.1,б [1].

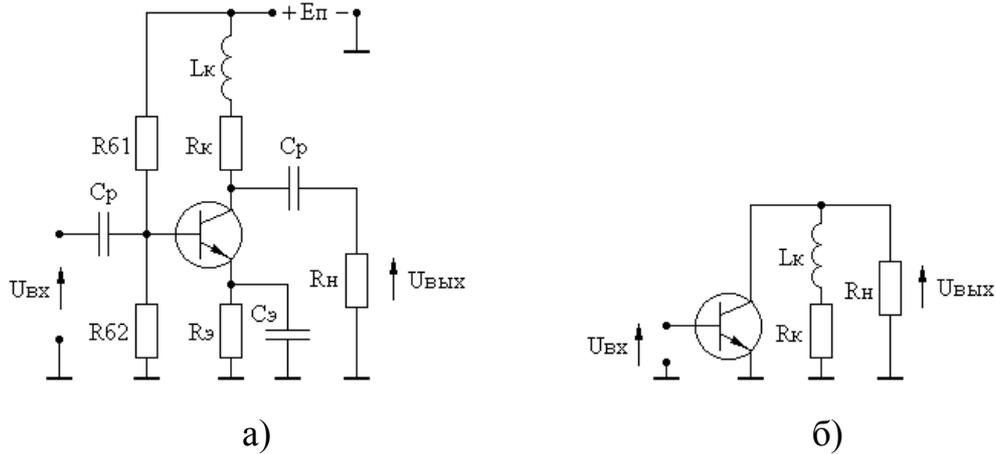


Рис. 3.1

При отсутствии реактивности нагрузки высокочастотная индуктивная коррекция вводится для коррекции искажений АЧХ вносимых транзистором. Корректирующий эффект в схеме достигается за счет возрастания сопротивления коллекторной цепи с ростом частоты усиливаемого сигнала и компенсации, благодаря этому, шунтирующего действия выходной емкости транзистора.

В соответствии с [1] коэффициент усиления каскада в области верхних частот, при оптимальном значении  $L_K$  равен:

$$L_K = R_K \tau_B, \quad (3.1)$$

описывается выражением:

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_0}{1 + p\tau_K},$$

где  $K_0 = S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}};$  (3.2)

$$R_{\text{ЭКВ}} = R_K R_H / (R_K + R_H); \quad (3.3)$$

$$\tau_K = L_K / (R_H + R_K); \quad (3.4)$$

$$\tau_B = \tau + C_K R_{\text{ЭКВ}} (1 + S_0 r_B); \quad (3.5)$$

$\tau$  и  $S_0$  рассчитываются по (2.3) и (2.4).

При заданном значении  $Y_B$ ,  $f_B$  каскада равна:

$$f_B = \sqrt{1 - Y_B^2} / 2\pi Y_B \tau_K. \quad (3.6)$$

Значения  $R_{\text{ВХ}}$ ,  $C_{\text{ВХ}}$  каскада рассчитываются по формулам (2.6), (2.7).

**Пример 3.1.** Рассчитать  $f_B$ ,  $R_K$ ,  $L_K$ ,  $R_{\text{ВХ}}$ ,  $C_{\text{ВХ}}$  каскада с ВЧ индуктивной коррекцией, схема которого приведена на рисунке 3.1, при использовании тран-

зистора КТ610А (данные транзистора приведены в примере 2.1) и условий  $R_H = 50 \text{ Ом}$ ;  $Y_B = 0,9$ ;  $K_0 = 10$ .

**Решение.** По известным  $K_0$  и  $S_0$  из (3.2) получим  $R_{\text{ЭКВ}} = 10,5 \text{ Ом}$ . Зная  $R_{\text{ЭКВ}}$  из (3.3) найдем  $R_K = 13,3 \text{ Ом}$ . Рассчитывая  $\tau_B$  по (3.5) и подставляя в (3.1) получим  $L_K = 13,7 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}$ . Определяя  $\tau_K$  по (3.4) и подставляя в (3.6) определим  $f_B = 350 \text{ МГц}$ . По формулам (2.6), (2.7) найдем  $C_{\text{ВХ}} = 196 \text{ пФ}$ ,  $R_{\text{ВХ}} = 126 \text{ Ом}$ .

### 3.2. ПРОМЕЖУТОЧНЫЙ КАСКАД

Принципиальная схема промежуточного каскада с высокочастотной индуктивной коррекцией приведена на рис. 3.2,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 3.2,б.

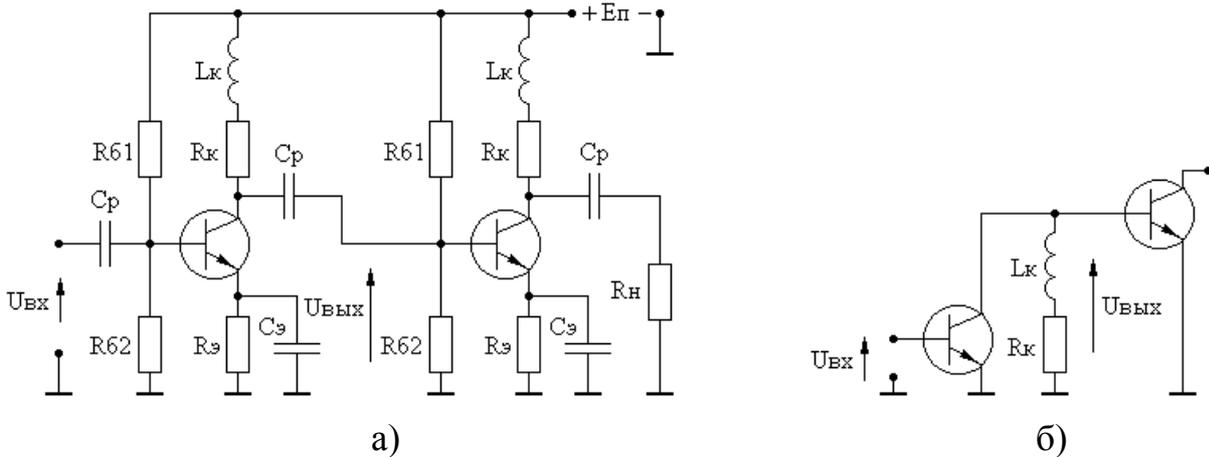


Рис. 3.2

В соответствии с [1] коэффициент усиления каскада в области верхних частот, при оптимальном значении  $L_K$  равно:

$$L_K = R_K \tau_B, \quad (3.7)$$

определяется выражением:

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_0}{1 + p\tau_K}, \quad (3.8)$$

где  $K_0 = S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}$ ;

$$R_{\text{ЭКВ}} = 1/g_{\text{ЭКВ}} = R_K R_{\text{ВХ}} / (R_K + R_{\text{ВХ}}); \quad (3.9)$$

$$\tau_K = L_K / (R_{\text{ВХ}} + R_K); \quad (3.10)$$

$$\tau_B = R_{\text{ЭКВ}} [C_{\text{ВХ}} + g_{\text{ЭКВ}} \tau + C_K (1 + S_0 r_0)]; \quad (3.11)$$

$R_{\text{ВХ}}, C_{\text{ВХ}}$  – входное сопротивление и емкость нагружающего каскада;

$\tau$  и  $S_0$  рассчитываются по (2.3) и (2.4).

Значения  $f_B$ ,  $R_{\text{ВХ}}$ ,  $C_{\text{ВХ}}$  каскада рассчитываются по формулам (3.6), (2.6), (2.7).

**Пример 3.2.** Рассчитать  $f_B$ ,  $R_K$ ,  $L_K$ ,  $R_{\text{ВХ}}$ ,  $C_{\text{ВХ}}$  каскада с ВЧ индуктивной коррекцией, схема которого приведена на рис. 3.2, при использовании транзистора КТ610А (данные транзистора приведены в примере 2.1) и условий:  $Y_B = 0,9$ ;  $K_0 = 10$ ;  $R_{\text{ВХ}}, C_{\text{ВХ}}$  нагружающего каскада - из примера 2.1.

**Решение.** По известным  $K_0$  и  $S_0$  из (3.8) получим  $R_{\text{ЭКВ}} = 10,5 \text{ Ом}$ . Зная  $R_{\text{ЭКВ}}$  из (3.9) найдем  $R_K = 11,5 \text{ Ом}$ . Рассчитывая  $\tau_B$  по (3.11) и подставляя в (3.7)

получим  $L_k = 34,7 \cdot 10^{-9}$  Гн. Определяя  $\tau_k$  по (3.10) и подставляя в (3.6) определим  $f_B = 308$  МГц. По формулам (2.6), (2.7) найдем  $C_{вх} = 196$  пФ,  $R_{вх} = 126$  Ом.

#### 4. РАСЧЕТ КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ЭМИТТЕРНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

##### 4.1. ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД

Принципиальная схема каскада с эмиттерной коррекцией приведена на рис. 4.1,а, эквивалентная схема по переменному току - на рисунке 4.1,б, где  $R_1, C_1$  - элементы коррекции [1]. При отсутствии реактивности нагрузки эмиттерная коррекция вводится для коррекции искажений АЧХ вносимых транзистором, увеличивая амплитуду сигнала на переходе база-эмиттер с ростом частоты усиливаемого сигнала.

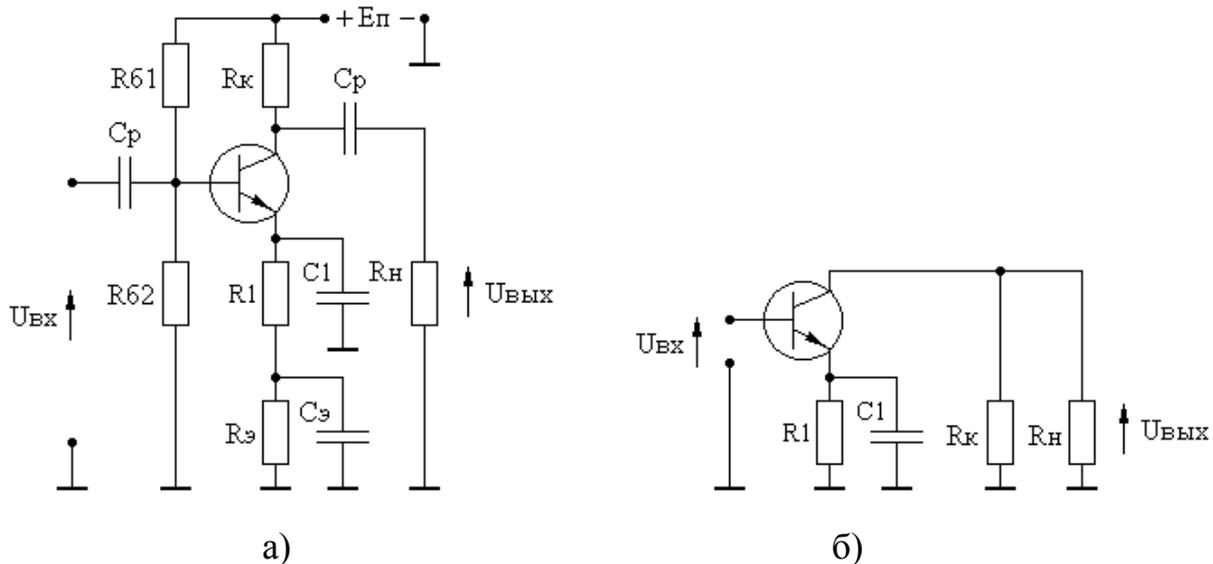


Рис. 4.1

В соответствии с [1], коэффициент передачи каскада в области верхних частот, при выборе элементов коррекции  $R_1$  и  $C_1$  соответствующими оптимальной по Брауде форме АЧХ, описывается выражением:

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = K_{0C} \frac{1 + p_H A}{1 + p_H B + p_H^2}, \quad (4.1)$$

где  $p_H = i\Omega_H$ ;

$\Omega_H = \omega \sqrt{\tau_{эопт} \tau_B / F}$  - нормированная частота;

$A = \sqrt{m_{опт} F}$ ;

$B = (1 + m_{опт}) / \sqrt{m_{опт} F}$ ;

$K_{0C} = S_0 R_{экв} / F$ ;

$R_{экв} = R_k R_H / (R_k + R_H)$ ;

$F = 1 + S_0 R_1$  - глубина ООС;

$m_{опт} = \tau_{эопт} / \tau_B$ ;

$\tau_{эопт} = R_1 C_{1опт}$ ;

$\tau_B = \tau + C_k R_{экв} (1 + S_0 r_b)$ .

(4.2)

(4.3)

(4.4)

(4.5)

(4.6)

(4.7)

При заданном значении  $F$ , значение  $m_{\text{опт}}$  определяется выражением:

$$m_{\text{опт}} = \frac{1 - F + \sqrt{2F(F-1)}}{\sqrt{(F^2 - 1)}}. \quad (4.8)$$

Подставляя известные  $F$  и  $m_{\text{опт}}$  в (4.1) найдем:

$$f_B = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{F \left[ \frac{m_{\text{опт}} \cdot N \cdot F}{2} + \sqrt{\left( \frac{m_{\text{опт}} N F}{2} \right)^2 + N} \right]}{\tau_{\text{эопт}} \tau_B}}, \quad (4.9)$$

где  $N = (1 - Y_B^2) / Y_B^2$ .

Входное сопротивление каскада с эмиттерной коррекцией может быть аппроксимировано параллельной RC-цепью [1]:

$$C_{\text{вх}} = [\tau g_{\text{б}} + K_0 C_K g_{\text{б}} / (g_{\text{б}} + g_{\text{бэ}})] / F; \quad (4.10)$$

$$g_{\text{вх}} = 1/R_{\text{вх}} = g_{\text{б}} g_{\text{бэ}} / (g_{\text{б}} + g_{\text{бэ}}) F. \quad (4.11)$$

**Пример 4.1.** Рассчитать  $f_B$ ,  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_{\text{вх}}$ ,  $C_{\text{вх}}$  каскада с эмиттерной коррекцией, схема которого приведена на рисунке 4.1, при использовании транзистора КТ610А (данные транзистора приведены в примере 2.1) и условий:  $Y_B = 0,9$ ;  $K_{0C} = 10$ ;  $R_H = R_K = 100$  Ом.

**Решение.** По известным  $K_{0C}$ ,  $S_0$ ,  $R_H$  и  $R_K$  из (4.2), (4.3) получим:  $F = 4,75$ . Подставляя  $F$  в (4.4) и (4.8) найдем  $R_1 = 4$  Ом;  $m_{\text{опт}} = 1,03$ . Рассчитывая  $\tau_B$  по (4.7) и подставляя в (4.5), (4.6) получим:  $C_{1\text{опт}} = 50,5$  пФ. По известным  $Y_B$ ,  $F$ ,  $m_{\text{опт}}$ ,  $\tau_B$  и  $\tau_{\text{эопт}}$  из (4.9) определим:  $f_B = 407$  МГц. По формулам (4.10), (4.11) найдем  $C_{\text{вх}} = 71$  пФ,  $R_{\text{вх}} = 600$  Ом.

## 4.2. ПРОМЕЖУТОЧНЫЙ КАСКАД

Принципиальная схема промежуточного каскада с эмиттерной коррекцией приведена на рис. 4.2,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 4.2,б.

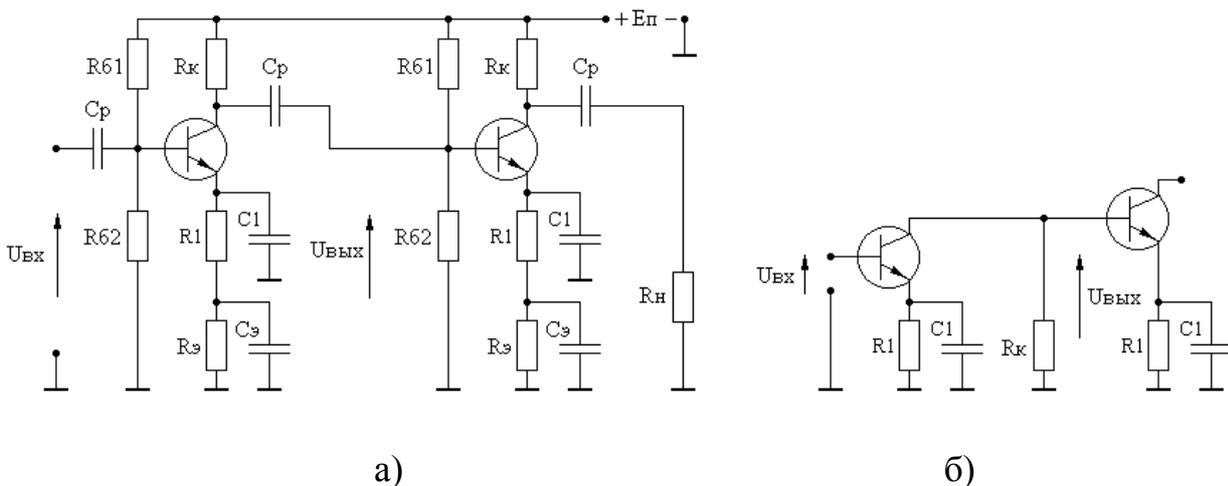


Рис. 4.2

В соответствии с [1], коэффициент передачи каскада в области верхних частот, при выборе элементов коррекции  $R_1$  и  $C_1$  соответствующими оптимальной по Брауде форме АЧХ, описывается выражением:

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = K_{0C} \frac{1 + p_H A}{1 + p_H B + p_H^2}, \quad (4.12)$$

где  $p_H = i\Omega_H$ ;

$\Omega_H = \omega \sqrt{\tau_{\text{ЭОПТ}} \tau_B / F}$  - нормированная частота;

$A = \sqrt{m_{\text{ОПТ}} F}$ ;

$B = (1 + m_{\text{ОПТ}} + n) / \sqrt{m_{\text{ОПТ}} F}$ ;

$K_{0C} = S_0 R_{\text{ЭКВ}} / F$ ;

$R_{\text{ЭКВ}} = 1/g_{\text{ЭКВ}} = R_K R_{\text{ВХ}} / (R_K + R_{\text{ВХ}})$ ;

$F = 1 + S_0 R_1$  - глубина ООС;

$m_{\text{ОПТ}} = \tau_{\text{ЭОПТ}} / \tau_B$ ;

$\tau_{\text{ЭОПТ}} = R_1 C_{1\text{ОПТ}}$ ;

$\tau_B = R_{\text{ЭКВ}} [C_{\text{ВХ}} + g_{\text{ЭКВ}} \tau + C_K (1 + S_0 R_1)]$ ;

$n = S_0 R_{\text{ЭКВ}} R_1 C_{\text{ВХ}} / \tau_B$ ;

$R_{\text{ВХ}}, C_{\text{ВХ}}$  - входное сопротивление и емкость нагружающего каскада;

$\tau$  и  $S_0$  рассчитываются по (2.3) и (2.4).

При заданном значении  $F$ , значение  $m_{\text{ОПТ}}$  определяется выражением:

$$m_{\text{опт}} = \frac{\sqrt{F^2(2 + 2n + n^2) - 2F \cdot (n + 1) - [F - (n + 1)]}}{\sqrt{(F^2 - 1)}}, \quad (4.20)$$

Подставляя известные  $F$  и  $m_{\text{ОПТ}}$  в (4.12) найдем:

$$f_B = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{F \left[ \frac{m_{\text{ОПТ}} \cdot N \cdot F}{2} + \sqrt{\left( \frac{m_{\text{ОПТ}} N F}{2} \right)^2 + N} \right]}{\tau_{\text{ЭОПТ}} \tau_B}}, \quad (4.21)$$

где  $N = (1 - Y_B^2) / Y_B^2$ .

Входное сопротивление и входная емкость каскада рассчитываются по соотношениям (4.10) и (4.11).

**Пример 4.2.** Рассчитать  $f_B$ ,  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_{\text{ВХ}}$ ,  $C_{\text{ВХ}}$  промежуточного каскада с эмиттерной коррекцией, схема которого приведена на рис. 4.2, при использовании транзистора КТ610А (данные транзистора приведены в примере 2.1) и условий:  $Y_B = 0,9$ ;  $K_{0C} = 10$ ;  $R_{\text{ВХ}}, C_{\text{ВХ}}$  нагружающего каскада - из примера 4.1;  $R_K = R_{\text{ВХ}}$ .

**Решение.** По известным  $K_{0C}$ ,  $S_0$  и  $R_{\text{ВХ}}$  из (4.13) получим:  $F = 28,5$ . Подставляя  $F$  в (4.15) найдем:  $R_1 = 29$  Ом. Рассчитывая по формуле (4.19) значение  $n$  и подставляя его в (4.20) определим:  $m_{\text{ОПТ}} = 0,76$ . Зная  $m_{\text{ОПТ}}$ , по (4.16) и (4.17) рассчитаем:  $C_{1\text{ОПТ}} = 201$  пФ. По известным  $Y_B$ ,  $m_{\text{ОПТ}}$ ,  $F$ ,  $\tau_B$  и  $\tau_{\text{ЭОПТ}}$  из (4.21) найдем:  $f_B = 284$  МГц. По формулам (4.10), (4.11) определим:  $C_{\text{ВХ}} = 44$  пФ;  $R_{\text{ВХ}} = 3590$  Ом.

## 5. КОРРЕКЦИЯ ИСКАЖЕНИЙ В КАСКАДЕ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ, ВНОСИМЫХ ВХОДНОЙ ЦЕПЬЮ

### 5.1. РАСЧЕТ ИСКАЖЕНИЙ ВНОСИМЫХ ВХОДНОЙ ЦЕПЬЮ

Принципиальная схема входной цепи каскада приведена на рис. 5.1,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 5.1,б.

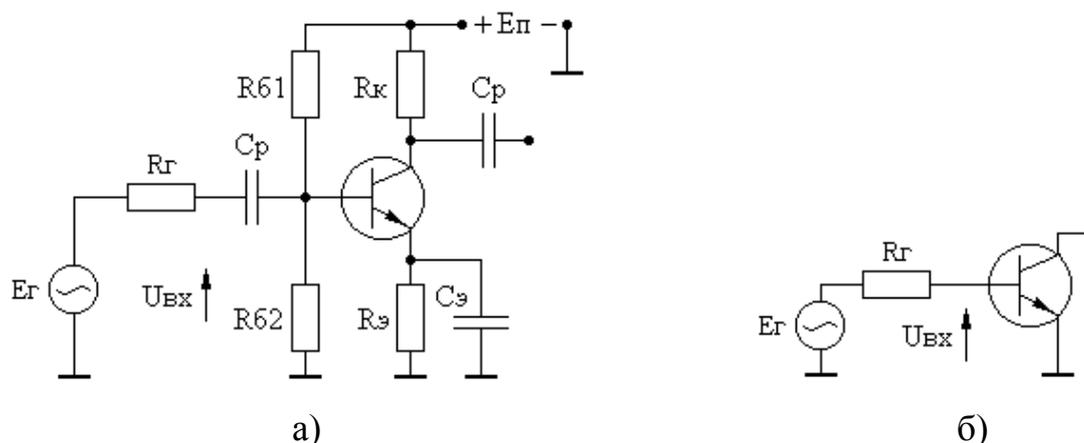


Рис. 5.1

При условии аппроксимации входного сопротивления каскада параллельной RC-цепью, коэффициент передачи входной цепи в области верхних частот описывается выражением [1]:

$$K_u = \frac{U_{BX}}{E_{\Gamma}} = \frac{K_0}{1 + p\tau_{BX}},$$

где  $K_0 = R_{BX} / (R_{\Gamma} + R_{BX})$ ;

$$\tau_{BX} = C_{BX} R_{\text{ЭКВ}};$$

$$R_{\text{ЭКВ}} = R_{\Gamma} R_{BX} / (R_{\Gamma} + R_{BX});$$

$R_{BX}, C_{BX}$  — входное сопротивление и входная емкость каскада.

Значение  $f_{\text{В}}$  входной цепи рассчитывается по формуле (2.5), где вместо  $\tau_{\text{В}}$  подставляется величина  $\tau_{\text{ВХ}}$ .

**Пример 5.1.** Рассчитать  $K_0$  и  $f_{\text{В}}$  входной цепи, схема которой приведена на рис. 5.1, при использовании транзистора КТ610А (данные транзистора приведены в примере 2.1) и условий:  $R_{\Gamma} = 50$  Ом и  $Y_{\text{В}} = 0,9$ .

**Решение.** Из примера 2.1 имеем:  $R_{\text{ВХ}} = 126$  Ом,  $C_{\text{ВХ}} = 196$  пФ. Зная  $R_{\Gamma}$  и  $R_{\text{ВХ}}$  из (5.1) получим:  $K_0 = 0,716$ . По (5.2) найдем:  $\tau_{\text{ВХ}} = 7 \cdot 10^{-9}$  с. Подставляя известные  $Y_{\text{В}}$  и  $\tau_{\text{ВХ}}$  в (2.5) определим:  $f_{\text{В}} = 11$  МГц.

## 5.2. РАСЧЕТ ВХОДНОЙ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ

Из приведенных выше примеров расчета видно, что наибольшие искажения АЧХ обусловлены входной цепью. Для расширения полосы пропускания входных цепей в [7] предложено использовать схему, приведенную на рис. 5.2.

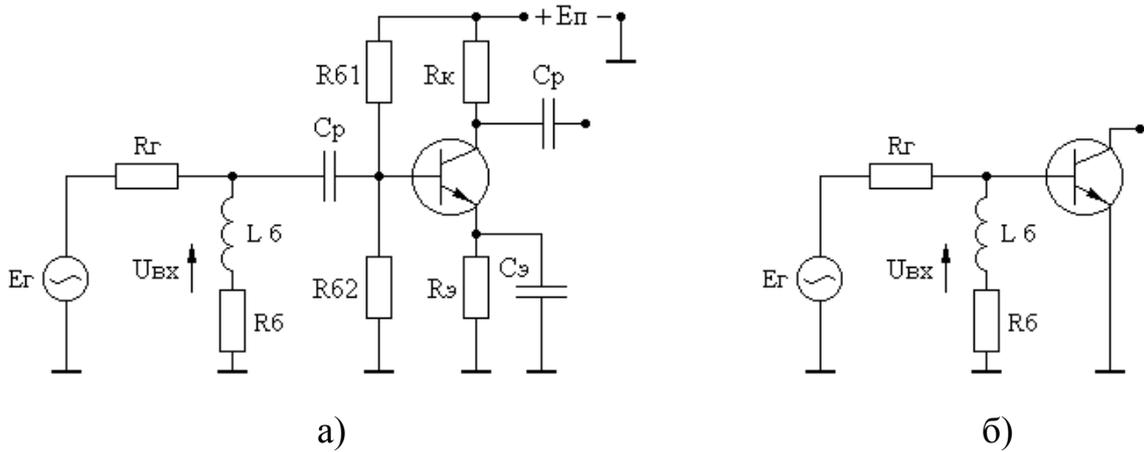


Рис. 5.2

Работа схемы основана на увеличении сопротивления цепи  $R_бL_б$  с ростом частоты усиливаемого сигнала и компенсации, благодаря этому, шунтирующего действия входной емкости каскада. Коэффициент передачи входной цепи в области верхних частот можно описать выражением [1]:

$$K_u = \frac{U_{ВХ}}{E_{Г}} = K_0 \cdot \frac{1 + p\tau_1}{1 + p(\tau_2 + \tau_1) + p^2\tau_1\tau_{ВХ}},$$

где  $K_0 = g_{Г}/g$ ; (5.3)

$$g = \frac{1}{R_{Г}} + \frac{1}{R_{ВХ}} + \frac{1}{R_б} = g_{Г} + g_{ВХ} + g_б;$$

$$\tau_1 = L_б/R_б;$$

$$\tau_2 = L_б/(R_{Г} + R_б);$$

$$\tau_{ВХ} = C_{ВХ}/g$$

(5.4)

$R_{ВХ}, C_{ВХ}$  — входное сопротивление и входная емкость каскада.

Значение  $L_б$ , соответствующее оптимальной по Брауде АЧХ, рассчитывается по формуле:

$$L_{б\text{опт}} = \frac{C_{ВХ}(\sqrt{2g_б(g_б + g_{Г} + g_{ВХ})} - g_б)}{g_б^2(g_б + 2g_{Г} + 2g_{ВХ})}.$$
(5.5)

При заданном значении  $Y_{В}$  и расчете  $L_б$  по (5.5) верхняя частота полосы пропускания входной цепи равна:

$$f_{В} = \frac{1}{2\pi\tau_{ВХ}} \sqrt{\frac{N\tau_1 + \sqrt{N^2\tau_1^2 + 4N\tau_{ВХ}^2}}{2\tau_1}},$$
(5.6)

где  $N = (1 - Y_{В}^2)/Y_{В}^2$ .

**Пример 5.2.** Рассчитать  $R_б$ ,  $L_{б\text{опт}}$ ,  $f_{В}$  входной цепи, приведенной на рис. 5.2, при использовании транзистора КТ610А (данные транзистора приведены в примере 2.1) и условий:  $R_{Г} = 50$  Ом,  $Y_{В} = 0,9$ , допустимое уменьшение  $K_0$  за счет введения корректирующей цепи — 5 раз.

**Решение.** Из примера 5.1 имеем:  $R_{ВХ} = 126$  Ом,  $C_{ВХ} = 196$  пФ,  $K_0 = 0,716$ . Используя соотношение (5.3) и условия задачи получим:  $R_б = 10$  Ом. Подставляя  $R_б$  в (5.5) найдем:  $L_{б\text{опт}} = 7,54$  нГн. Подставляя результаты расчетов в (5.6), получим:  $f_{В} = 108$  МГц. Используя соотношения (5.4), (2.5) определим, что при простом шунтировании каскада резистором  $R_б = 10$  Ом  $f_{В}$  каскада оказывается равной 50 МГц.

### 5.3. РАСЧЕТ КАСКАДА С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Для исключения потерь в усилении, обусловленных использованием входной корректирующей цепи (см. раздел 5.2), в качестве входного каскада может быть использован каскад с параллельной отрицательной обратной связью (ООС) [1]. Принципиальная схема каскада приведена на рис. 5.3,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 5.3,б.

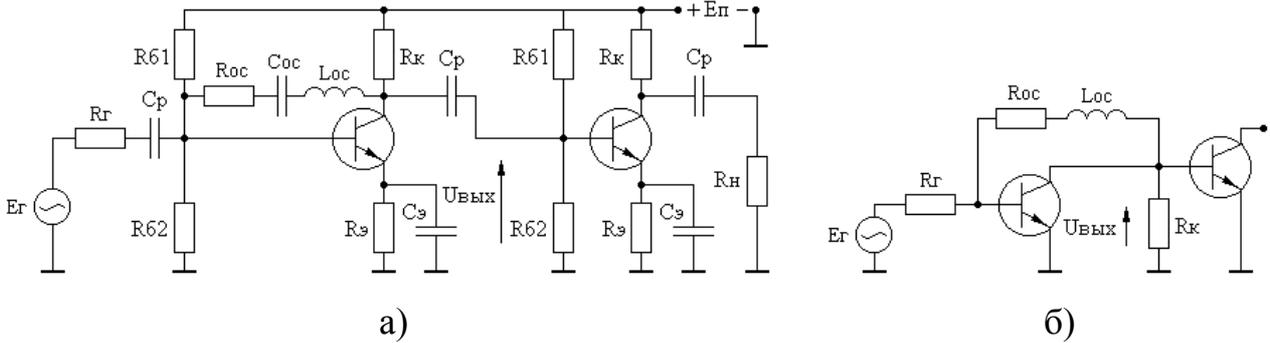


Рис. 5.3

Особенностью схемы является то, что при большом значении входной емкости нагружающего каскада и глубокой ООС ( $R_{oc}$  мало) в схеме, даже при условии  $L_{oc} = 0$ , появляется выброс на АЧХ в области верхних частот. Поэтому расчет каскада следует начинать при условии:  $L_{oc} = 0$ . В этом случае коэффициент передачи каскада в области верхних частот описывается выражением:

$$K_E = \frac{U_{ВЫХ}}{E_{Г}} = \frac{K_0}{1 + b_1 p + b_2 p^2}, \quad (5.7)$$

где  $K_0 = R_{oc}/R_{Г}$ ; (5.8)

$$b_1 = \frac{(r_{б} + R_{Г})}{R_{Г} R_{ЭКВ}} [C_{Э} r_{Э} (R_{ЭКВ} + R_{oc}) + C_{К} R_{ЭКВ} R_{oc}] +$$

$$+ \frac{C_{ВХ}}{R_{Г}} [r_{б} (R_{Г} + R_{oc}) + R_{Г} R_{oc} (1 - \alpha_0)];$$

$$b_2 = \frac{C_{Э} r_{Э}}{R_{Г}} [(C_{К} + C_{ВХ}) R_{oc} (R_{Г} + r_{б}) + C_{К} \cdot r_{б} \cdot R_{Г}];$$

$$R_{ЭКВ} = R_{К} R_{ВХ} / (R_{К} + R_{ВХ});$$

$R_{ВХ}, C_{ВХ}$  — входное сопротивление и емкость нагружающего каскада.

При заданном значении  $Y_{В}$ ,  $f_{В}$  каскада равна:

$$f_{В} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(b_1^2 - 2b_2)^2 + 4N \cdot b_2^2 - (b_1^2 - 2b_2)}{2b_2^2}}, \quad (5.9)$$

где  $N = (1 - Y_{В}^2) / Y_{В}^2$ .

Формулой (5.9) можно пользоваться в случае, если  $b_1^2 - 2b_2 = D \geq 0$ . В случае  $D < 0$  схема имеет выброс на АЧХ и следует увеличить  $R_{oc}$ . Если окажется, что при  $D \geq 0$   $f_{В}$  меньше требуемого значения, следует ввести  $L_{oc}$ . В этом случае

коэффициент усиления каскада в области верхних частот описывается выражением:

$$K_E = K_0 \frac{1 + a_1 p}{1 + b_1 p + [L_{oc} b_2 + b_3] p^2 + b_4 p^3}, \quad (5.10)$$

где  $K_0 = R_{oc}/R_\Gamma$ ; (5.11)

$$a_1 = L_{oc}/R_{oc};$$

$$b_1 = \frac{(r_\delta + R_\Gamma)}{R_\Gamma R_{экв}} [C_\delta r_\delta (R_{экв} + R_{oc}) + C_K R_{экв} R_{oc}] +$$

$$+ \frac{C_{вх}}{R_\Gamma} [r_\delta (R_\Gamma + R_{oc}) + R_\Gamma R_{oc} (1 - \alpha_0)];$$

$$b_2 = \frac{(r_\delta + R_\Gamma)}{R_\Gamma R_{экв}} [C_\delta r_\delta + C_K R_{экв}];$$

$$b_3 = \frac{C_\delta r_\delta}{R_\Gamma} [(C_K + C_{вх}) R_{oc} (R_\Gamma + r_\delta) + C_K r_\delta R_\Gamma];$$

$$b_4 = \frac{C_\delta r_\delta}{R_\Gamma} (C_K + C_{вх}) (R_\Gamma + r_\delta) L_{oc}.$$

Оптимальная по Брауде АЧХ достигается при условии:

$$L_{ocopt} = R_{oc} (\sqrt{b_2^2 R_{oc}^2 + b_1^2 - 2b_3 - b_2 R_{oc}}). \quad (5.12)$$

При заданном значении  $Y_B$ ,  $f_B$  каскада может быть найдена после нахождения действительного корня  $\omega_1$  уравнения:

$$\omega^6 b_4^2 + \omega^4 [(L_{ocopt} b_2 + b_3)^2 - 2b_1 b_4] - \omega^2 \frac{N L_{ocopt}^2}{R_{oc}^2} - N = 0, \quad (5.13)$$

где  $N = (1 - Y_B^2) / Y_B^2$ .

При известном значении  $\omega_1$ ,  $f_B$  каскада определяется из условия:

$$f_B = \omega_1 / 2\pi. \quad (5.14)$$

**Пример 5.3.** Рассчитать  $f_B$ ,  $R_{oc}$ ,  $L_{ocopt}$  каскада с параллельной ООС, схема которого приведена на рис. 5.3, при использовании транзистора КТ610А (данные транзистора приведены в примере 2.1) и условий:  $R_\Gamma = 50$  Ом,  $Y_B = 0,9$ ,  $K_0 = 1,5$ ,  $R_{вх}$ ,  $C_{вх}$  нагружающего каскада – из примера 4.2 ( $C_{вх} = 44$  пФ,  $R_{вх} = 3590$  Ом).

**Решение.** По известным  $K_0$  и  $R_\Gamma$  из (5.11) определим  $R_{oc} = 75$  Ом. Рассчитывая  $b_1$  и  $b_2$  формулы (5.7) найдем, что  $D < 0$ . Поэтому следует увеличить значение  $K_0$ . Выберем  $K_0 = 6$ . В этом случае из (5.11) определим:  $R_{oc} = 150$  Ом. Для данного значения  $R_{oc}$   $D > 0$ . По формуле (5.9) получим:  $f_B = 76$  МГц. Для расширения полосы пропускания рассчитаем  $L_{ocopt}$  по (5.12):  $L_{ocopt} = 57$  нГн. Теперь найдем действительный корень уравнения (5.13):  $\omega_1 = 7,668 \cdot 10^8$ , и по (5.14) определим:  $f_B = 122$  МГц.

## 6. СОГЛАСОВАННЫЕ КАСКАДЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ

### 6.1. РАСЧЕТ КАСКАДА С КОМБИНИРОВАННОЙ ООС

Принципиальная схема каскада с комбинированной ООС приведена на рис. 6.1,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 6.1,б [7, 8].

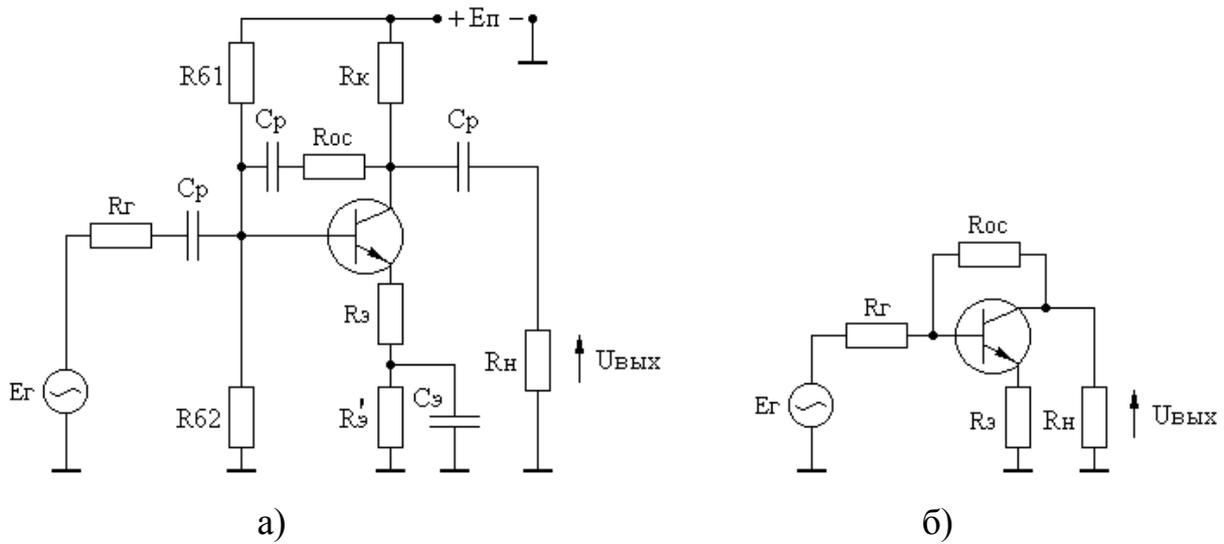


Рис.6.1

Совместное использование параллельной ООС по напряжению и последовательной ООС по току позволяет стабилизировать коэффициент усиления каскада, его входное и выходное сопротивления. При условии  $R_K \gg R_H$  и выполнении равенств:

$$R_{\Gamma} = R_H; R_{\text{Э}} R_{\text{ОС}} = R_H^2 \quad (6.1)$$

схема оказывается согласованной по входу и выходу с КСВН не более 1,3 в диапазоне частот, где выполняется условие  $Y_B \geq 0,7$ . Поэтому взаимное влияние каскадов друг на друга при их каскадировании отсутствует [7].

При выполнении условий (6.1), коэффициент передачи каскада от генератора в нагрузку в области верхних частот описывается выражением:

$$K_E = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E} = K_0 \frac{1}{1 + b_1 p + b_2 p^2}, \quad (6.2)$$

$$\text{где } K_0 = (R_{\text{ОС}} - R_{\text{Э}}) / (R_H + R_{\text{Э}}); \quad (6.3)$$

$$b_1 = \frac{\tau_1 (R_{\text{ОС}} + 2R_H + 2R_{\text{Э}}) + \tau_2 (R_{\text{ОС}} + 2R_H)}{2(R_H + R_{\text{Э}})},$$

$$b_2 = \frac{\tau_1 \tau_2 (R_{\text{ОС}} + 2R_H)}{2(R_H + R_{\text{Э}})},$$

$$\tau_1 = C_{\text{Э}} r_{\text{Э}};$$

$$\tau_2 = C_K R_H.$$

Задаваясь значением  $K_0$ , из (6.1) и (6.3) получим:

$$R_{\text{ОС}} = \frac{R_H \left[ K_0 + \sqrt{K_0^2 + 4(1 + K_0)} \right]}{2}. \quad (6.4)$$

При заданном значении  $Y_B$ ,  $f_B$  каскада равна:

$$f_B = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\sqrt{(b_1^2 - 2b_2)^2 + 4N b_2^2} - (b_1^2 - 2b_2)}{2b_2^2}}, \quad (6.5)$$

$$\text{где } N = (1 - Y_B^2) / Y_B^2.$$

В [8] показано, что при выполнении условий (6.1) ощущаемое сопротивление нагрузки транзистора каскада с комбинированной ООС равно  $R_H$ , а максимальная амплитуда сигнала, отдаваемого каскадом в нагрузку, составляет величину:

$$U_{\text{вых max}} = U_{\text{тр max}} (R_{\text{oc}} - R_{\text{э}}) / (R_{\text{oc}} + R_H), \quad (6.6)$$

где  $U_{\text{тр max}}$  - максимальное значение выходного напряжения отдаваемого транзистором.

**Пример 6.1.** Рассчитать  $f_B$ ,  $R_{\text{oc}}$ ,  $R_{\text{э}}$  каскада приведенного на рис. 6.1, при использовании транзистора КТ610А (данные транзистора приведены в примере 2.1) и условий:  $R_{\Gamma} = R_H = 50 \text{ Ом}$ ;  $Y_B = 0,9$ ;  $K_0 = 3$ .

**Решение.** По известным  $K_0$  и  $R_H$  из (6.4) получим:  $R_{\text{oc}} = 200 \text{ Ом}$ . Подставляя  $R_{\text{oc}}$  в (6.1) найдем:  $R_{\text{э}} = 12,5 \text{ Ом}$ . Рассчитывая коэффициенты  $b_1$ ,  $b_2$  формулы (6.2) и подставляя в (6.5) определим:  $f_B = 95 \text{ МГц}$ . Теперь по (6.6) можно найти величину потерь выходного сигнала, обусловленных использованием ООС:  $U_{\text{вых max}} = 0,75 U_{\text{тр max}}$ .

## 6.2. РАСЧЕТ КАСКАДОВ С ПЕРЕКРЕСТНЫМИ ООС

Принципиальная схема каскадов с перекрестными ООС приведена на рис. 6.2,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 6.2,б [7].

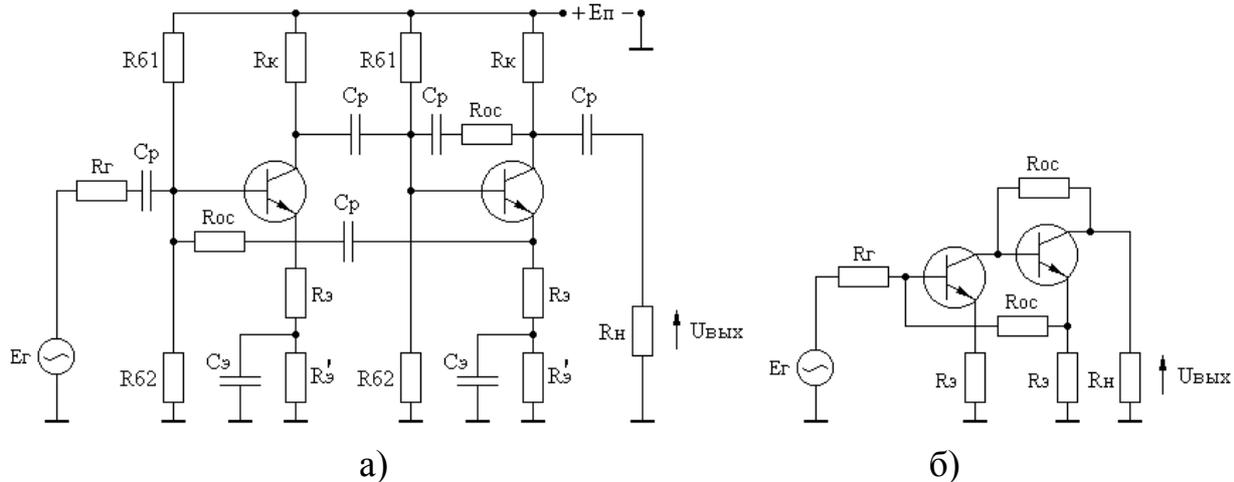


Рис. 6.2

По идеологии построения рассматриваемая схема похожа на усилитель, в котором использованы каскады с комбинированной ООС. Однако при заданном коэффициенте усиления схема обладает большей полосой пропускания, которая практически не сокращается при увеличении числа каскадов, что объясняется комплексным характером обратной связи на высоких частотах.

Усилитель с перекрестными ООС, также как и каскад с комбинированной ООС, при выполнении равенств (6.1) оказывается согласованной по входу и выходу с КСВН не более 1,3 [8, 9]. Коэффициент передачи двухтранзисторного варианта усилителя, изображенного на рис. 6.2, выполненного на одностипных транзисторах и при пренебрежении величинами второго порядка малости, описывается выражением:

$$K_{\frac{E}{2}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{\frac{E}{2}} = K_0 \frac{1}{1 + b_1 p + b_2 p^2}, \quad (6.7)$$

где  $K_0 = (R_{oc}/R_H)^n$ ; (6.8)

$$n = 2;$$

$$b_1 = \frac{C_3 r_3 (R_{oc} + 2R_H + 2R_3) + C_K R_H (R_{oc} + 2R_H)}{2(R_H + R_3)},$$

$$b_2 = \frac{C_3 r_3 C_K R_H (R_{oc} + 2R_H)}{2(R_H + R_3)},$$

При заданном значении  $Y_B$ ,  $f_B$  каскада равна:

$$f_B = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(b_1^2 - 2b_2)^2 + 4Nb_2^2 - (b_1^2 - 2b_2)}{2b_2^2}}, \quad (6.9)$$

где  $N = (1 - Y_B^2)/Y_B^2$ .

Величина потерь выходного сигнала, обусловленных использованием ООС, определяется соотношением (6.6).

При увеличении числа каскадов, верхняя граничная частота всего усилителя  $f_{B \text{ общ}}$  практически не меняется и может быть рассчитана по эмпирической зависимости:

$$f_{B \text{ общ}} = \frac{f_B}{[1 + 0,05 \cdot (n - 2)]},$$

где  $n$  - общее число каскадов;

$f_B$  - верхняя частота полосы пропускания двухтранзисторного варианта усилителя, рассчитываемая по формуле (6.9).

Коэффициент усиления  $n$ -каскадного усилителя рассчитывается по формуле (6.8).

**Пример 6.2.** Рассчитать  $f_B$ ,  $R_{oc}$ ,  $R_3$  двухтранзисторного варианта усилителя приведенного на рис. 6.2, при использовании транзистора КТ610А (данные транзистора приведены в примере 2.1) и условий:  $R_T = R_H = 50 \text{ Ом}$ ;  $Y_B = 0,81$ ;  $K_0 = 10$ .

**Решение.** Подставляя в (6.8) заданные значения  $K_0$  и  $R_H$  найдем:  $R_{oc} = 160 \text{ Ом}$ . Подставляя  $R_{oc}$  в (6.1) получим:  $R_3 = 15,5 \text{ Ом}$ . Теперь по (6.9) определим:  $f_B = 101 \text{ МГц}$ .

## 7. РАСЧЕТ КАСКОДА ОБЩИЙ ЭМИТТЕР – ОБЩАЯ БАЗА

В литературе последовательное соединение каскадов на биполярных транзисторах с общим эмиттером (ОЭ) и общей базой (ОБ) называют каскодом или каскодной парой [9]. Принципиальная схема каскода ОЭ-ОБ приведена на рис. 7.1,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 7.1,б [10].

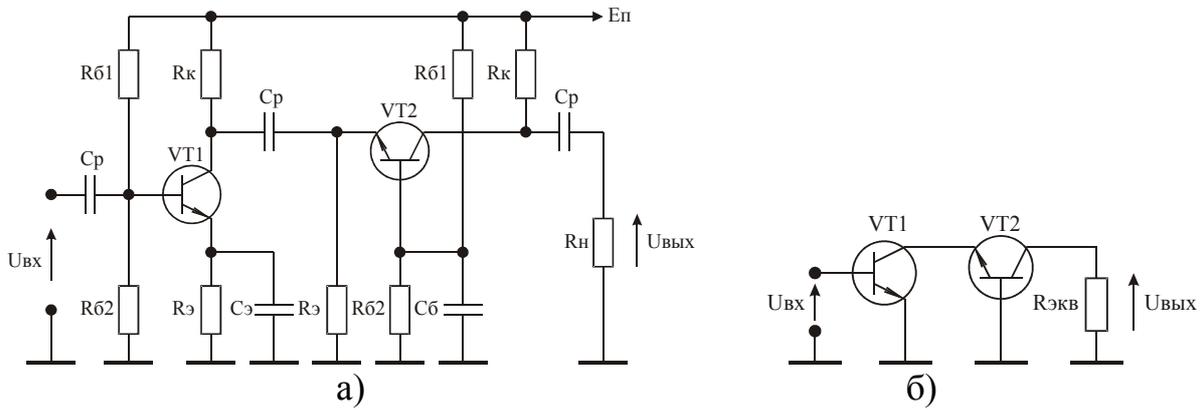


Рис. 7.1

Достоинством схемы является практическое отсутствие внутренней обратной связи, что делает схему устойчивой к изменению сопротивления нагрузки. При активной нагрузке и использовании идентичных транзисторов полоса пропускания каскода определяется параметрами транзисторов. В соответствии с [1] коэффициент усиления каскода в области верхних частот можно описать выражением:

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_0}{1 + p2\tau},$$

где  $p = i\omega$ ;

$\omega$  - текущая круговая частота;

$$K_0 = S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}};$$

(7.1)

$$\tau = (C_K + C_э)/(g_{б6} + g_{бэ});$$

(7.2)

$$S_0 = \alpha_0 g_э g_{б6}/(g_{б6} + g_{бэ});$$

(7.3)

$$R_{\text{ЭКВ}} = R_K R_H / (R_K + R_H).$$

При заданном уровне частотных искажений  $Y_B = |K_u/K_0|$ , верхняя граничная частота  $f_B$  полосы пропускания каскода равна:

$$f_B = \sqrt{1 - Y_B^2} / 4\pi Y_B \tau.$$

(7.4)

Входное сопротивление каскада может быть аппроксимировано параллельной RC цепью [1]:

$$C_{\text{ВХ}} = \tau g_{б6} + C_K g_{б6}/(g_{б6} + g_{бэ});$$

(7.5)

$$g_{\text{ВХ}} = 1/R_{\text{ВХ}} = g_{б6} g_{бэ}/(g_{б6} + g_{бэ}).$$

(7.6)

**Пример 2.1.** Рассчитать  $f_B$ ,  $R_K$ ,  $R_{\text{ВХ}}$ ,  $C_{\text{ВХ}}$  каскада, приведенного на рис. 7.1, при использовании транзистора КТ610А (данные транзистора приведены в примере 2.1), и условий:  $R_H = 50 \text{ Ом}$ ;  $Y_B = 0,9$ ;  $K_0 = 10$ .

**Решение.** При известных  $K_0$  и  $S_0$ , в соответствии с (7.1), имеем:  $R_{\text{ЭКВ}} = 10,5 \text{ Ом}$ . Зная  $R_{\text{ЭКВ}}$ , находим:  $R_K = 13,3 \text{ Ом}$ . По формуле (7.2) определим:  $\tau = 0,82 \cdot 10^{-9} \text{ с}$ . Подставляя известные  $Y_B$  и  $\tau$  в соотношение (7.4) получим:  $f_B = 51 \text{ МГц}$ . По формулам (7.5) и (7.6) определим  $C_{\text{ВХ}} = 164 \text{ пФ}$ ,  $R_{\text{ВХ}} = 126 \text{ Ом}$ .

## 8. РАСЧЕТ НЕКОРРЕКТИРОВАННОГО КАСКАДА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

### 8.1. ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД

Принципиальная схема некорректированного усилительного каскада приведена на рис. 8.1,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 8.1,б [1].

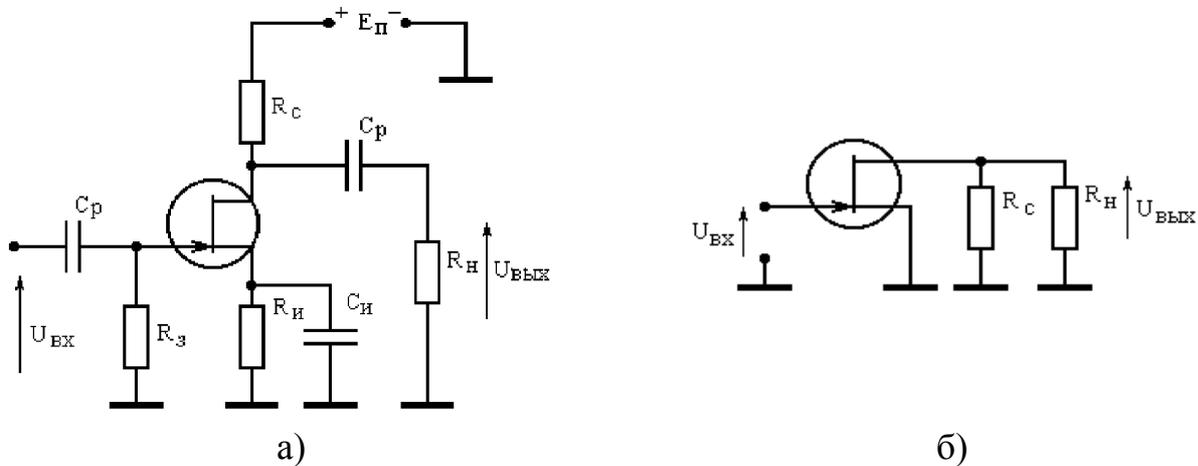


Рис. 8.1

В соответствии с [1], коэффициент усиления каскада в области верхних частот можно описать выражением

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = K_0 \cdot \frac{1}{1 + p\tau_B}, \quad (8.1)$$

где

$$K_0 = S \cdot R_{\text{Э}}; \quad (8.2)$$

$$\frac{1}{R_{\text{Э}}} = \frac{1}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_H}; \quad (8.3)$$

$$\tau_B = R_{\text{Э}} \cdot C_0; \quad (8.4)$$

$$C_0 = C_{\text{ЗС}} + C_{\text{СИ}}; \quad (8.5)$$

$$p = j\omega; \quad \omega - \text{текущая круговая частота.}$$

При заданном уровне частотных искажений

$$Y_B = |K_U / K_0| \quad (8.6)$$

верхняя частота  $f_B$  полосы пропускания каскада равна:

$$f_B = \sqrt{N} / 2\pi\tau_B, \quad (8.7)$$

где

$$N = (1 - Y_B^2) / Y_B^2.$$

Входное сопротивление каскада на ПТ, без учета цепей смещения, определяется входной емкостью:

$$C_{\text{ВХ}} = C_{\text{ЗИ}} + C_{\text{ЗС}}(1 + K_0). \quad (8.8)$$

**Пример 8.1.** Рассчитать  $f_B$ ,  $R_C$ ,  $C_{\text{ВХ}}$  каскада, приведенного на рисунке 7.1, при использовании транзистора КП907Б ( $C_{\text{ЗИ}}=20$  пФ;  $C_{\text{ЗС}}=5$  пФ;  $C_{\text{СИ}}=12$  пФ;  $R_{\text{ВЫХ}}=150$  Ом;  $S=200$  мА/В [6]) и условий:  $R_H=50$  Ом;  $Y_B=0,9$ ;  $K_0=4$ .

**Решение.** По известным  $K_0$  и  $S$  из (8.2) найдем:  $R_{\text{Э}}=20$  Ом. Зная  $R_{\text{ВЫХ}}$ ,  $R_H$  и  $R_{\text{Э}}$ , из (8.3) определим:  $R_C=43$  Ом. По (8.4) и (8.5) рассчитаем:  $C_0=17$  пФ;  $\tau_B=3,4 \cdot 10^{-10}$ . Подставляя известные  $\tau_B$  и  $Y_B$  в (8.7), получим:  $f_B=227$  МГц. По формуле (8.8) найдем:  $C_{\text{ВХ}}=45$  пФ.

## 8.2. ПРОМЕЖУТОЧНЫЙ КАСКАД

Принципиальная схема каскада приведена на рис. 8.2,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 8.2,б.

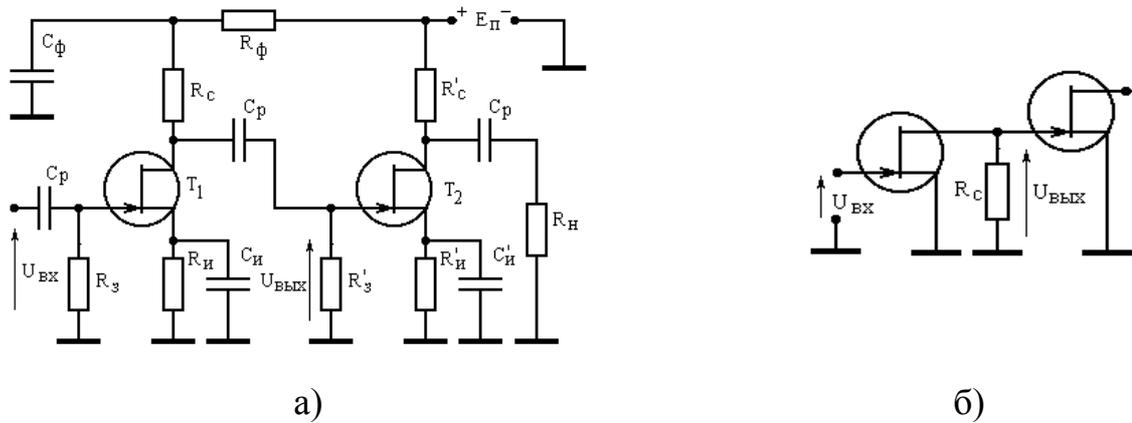


Рис. 8.2

Коэффициент усиления каскада в области верхних частот описывается выражением (8.1), в котором значения  $R_э$  и  $C_0$  рассчитываются по формулам:

$$\frac{1}{R_э} = \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_{\text{ВЫХ}}}; \quad (8.9)$$

$$C_0 = C_{зс} + C_{си} + C_{\text{ВХ}}, \quad (8.10)$$

где  $C_{\text{ВХ}}$  – входная емкость нагружающего каскада.

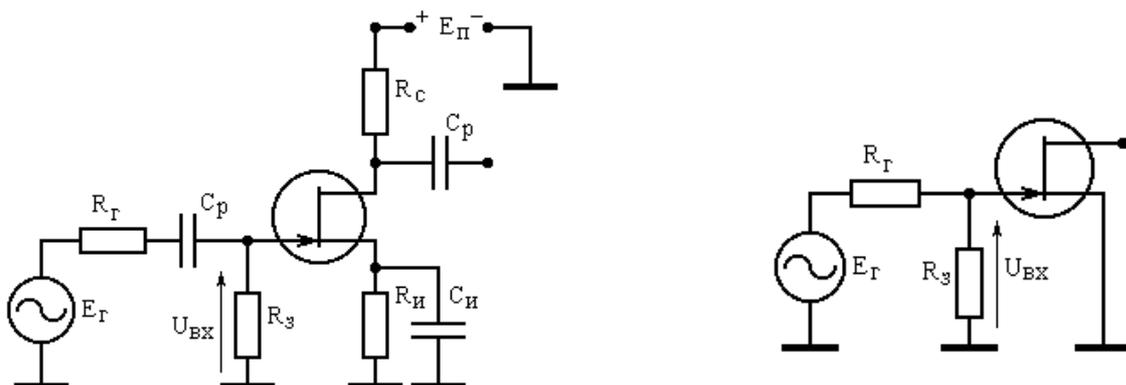
Значения  $f_B$  и  $C_{\text{ВХ}}$  каскада рассчитываются по соотношениям (8.7) и (8.8).

**Пример 8.2.** Рассчитать  $f_B$ ,  $R_c$ ,  $C_{\text{ВХ}}$  каскада, приведенного на рис. 8.2, при использовании транзистора КП907Б (данные транзистора в примере 8.1) и условий:  $Y_B=0.9$ ;  $K_0=4$ ; входная емкость нагружающего каскада - из примера 8.1.

**Решение.** По известным  $K_0$  и  $S$  из (8.2) найдем:  $R_э=20$  Ом. Зная  $R_э$  и  $R_{\text{ВЫХ}}$ , из (8.9) определим:  $R_c=23$  Ом. По (8.10) и (8.4) рассчитаем  $C_0=62$  пФ;  $\tau_B=1,24 \cdot 10^{-9}$ . Подставляя известные  $\tau_B$  и  $Y_B$  в (8.7), получим:  $f_B=62$  МГц. По формуле (8.8) найдем:  $C_{\text{ВХ}}=45$  пФ.

### 8.3 РАСЧЕТ ИСКАЖЕНИЙ, ВНОСИМЫХ ВХОДНОЙ ЦЕПЬЮ

Принципиальная схема входной цепи каскада приведена на рис. 8.3,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 8.3,б.



а)

б)

Рис. 8.3

Коэффициент передачи входной цепи в области верхних частот описывается выражением [1]:

$$K_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{E_{\Gamma}} = K_0 \cdot \frac{1}{1 + p\tau_{\text{В}}},$$

$$\text{где } K_0 = \frac{R_3}{R_3 + R_{\Gamma}}; \quad (8.11)$$

$$\tau_{\text{В}} = C_{\text{ВХ}} \cdot R_3; \quad (8.12)$$

$$\frac{1}{R_3} = \frac{1}{R_{\Gamma}} + \frac{1}{R_3};$$

$C_{\text{ВХ}}$  – входная емкость каскада на ПТ.

Значение  $f_{\text{В}}$  входной цепи рассчитывается по формуле (8.7).

**Пример 8.3.** Рассчитать  $K_0$  и  $f_{\text{В}}$  входной цепи, приведенной на рис. 8.3, при условиях:  $R_{\Gamma}=50$  Ом;  $R_3=1$  МОм;  $Y_{\text{В}}=0,9$ ;  $C_{\text{ВХ}}$  – из примера 8.1.

**Решение.** По (8.11) найдем:  $K_0=1$ , по (8.12) определим:  $\tau_{\text{В}}=2,25 \cdot 10^{-9}$ . Подставляя  $\tau_{\text{В}}$  и  $Y_{\text{В}}$  в (8.7), получим:  $f_{\text{В}}=34,3$  МГц.

## 9. РАСЧЕТ КАСКАДА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ИНДУКТИВНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

Принципиальная схема каскада с высокочастотной индуктивной коррекцией приведена на рис. 9.1,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 9.1,б.

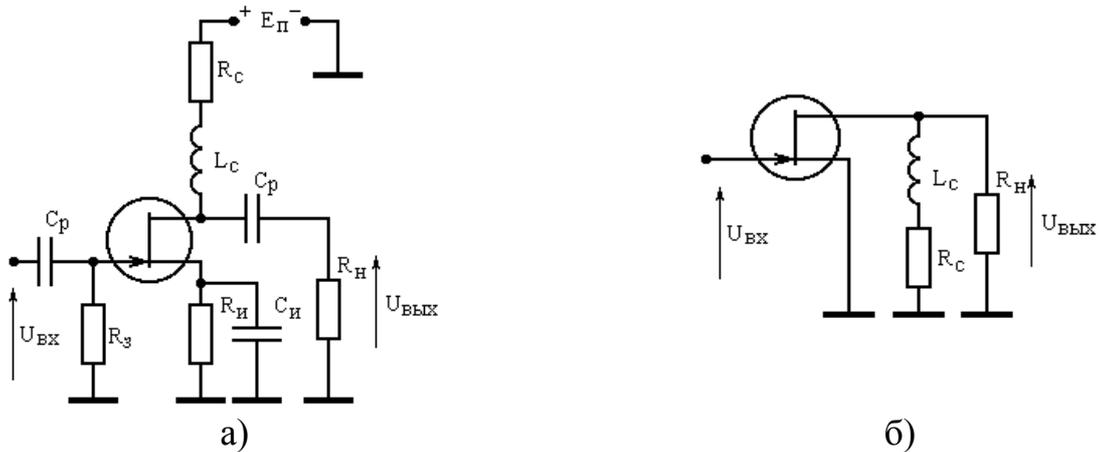


Рис. 9.1

Коэффициент усиления каскада в области верхних частот можно описать выражением [1]:

$$K_U = \frac{U_{\text{ВВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = K_0 \cdot \frac{1 + p\tau_1}{1 + p(\tau_2 + \tau_{\text{В}}) + p^2\tau_1\tau_{\text{В}}},$$

$$\text{где } K_0 = SR_3; \quad (9.1)$$

$$\frac{1}{R_3} = \frac{1}{R_{\text{ВВЫХ}}} + \frac{1}{R_{\text{Н}}} + \frac{1}{R_{\text{С}}};$$

$$\begin{aligned}\tau_1 &= L_C/R_C; \\ \tau_2 &= L_C/(R_0 + R_C); \\ \frac{1}{R_0} &= \frac{1}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{1}{R_H}; \\ \tau_B &= C_0 R_{\text{Э}}; \\ C_0 &= C_{\text{ЗС}} + C_{\text{СИ}}.\end{aligned}$$

Значение  $L_{\text{Сопт}}$ , соответствующее оптимальной по Брауде амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) [1], рассчитывается по формуле:

$$L_{\text{Сопт}} = \frac{C_0 R_0^3 [\sqrt{1 + (R_0 + 2R_C)R_C^2/R_0^3} - 1]}{R_0 + 2R_C}. \quad (9.2)$$

При заданном значении  $Y_B$  верхняя частота полосы пропускания каскада равна:

$$f_B = \frac{1}{2\pi\tau_B} \cdot \sqrt{\frac{N\tau_1 + \sqrt{N^2\tau_1^2 + 4N\tau_B^2}}{2\tau_1}}. \quad (9.3)$$

Входная емкость каскада определяется соотношением (8.8).

При работе каскада в качестве предоконечного все перечисленные выше соотношения справедливы. Однако  $R_{\text{Э}}$ ,  $R_0$  и  $C_0$  принимаются равными:

$$\left. \begin{aligned}\frac{1}{R_{\text{Э}}} &= \frac{1}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{1}{R_C}; \\ R_0 &= R_{\text{ВЫХ}}; \\ C_0 &= C_{\text{СИ}} + C_{\text{ЗИ}} + C_{\text{ВХ}},\end{aligned} \right\}, \quad (9.4)$$

где  $C_{\text{ВХ}}$  – входная емкость окончного каскада.

**Пример 9.1.** Рассчитать  $f_B$ ,  $L_C$ ,  $R_C$ ,  $C_{\text{ВХ}}$  каскада, приведенного на рис. 9.1, при использовании транзистора КП907Б (данные транзистора - в примере 9.1) и условий:  $Y_B=0,9$ ;  $K_0=4$ ; каскад работает в качестве предоконечного; входная емкость нагружающего каскада - из примера 8.1.

**Решение.** По известным  $K_0$  и  $S$  из (9.1) найдем:  $R_{\text{Э}}=20$  Ом. Далее по (9.4) получим:  $R_C=23$  Ом;  $R_0=150$  Ом;  $C_0=62$  пФ;  $\tau_B=1,24 \cdot 10^{-9}$ . Подставляя  $C_0$ ,  $R_C$ ,  $R_0$  в (9.2), определим:  $L_{\text{Сопт}}=16,3$  нГн. Теперь по формуле (9.3) рассчитаем:  $f_B=126$  МГц. Из (8.8) найдем:  $C_{\text{ВХ}}=45$  пФ.

## 10. РАСЧЕТ КАСКАДА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ИСТОКОВОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

Принципиальная схема каскада с истоковой коррекцией приведена на рис. 10.1,а, эквивалентная схема по переменному току - на рис. 10.1,б.

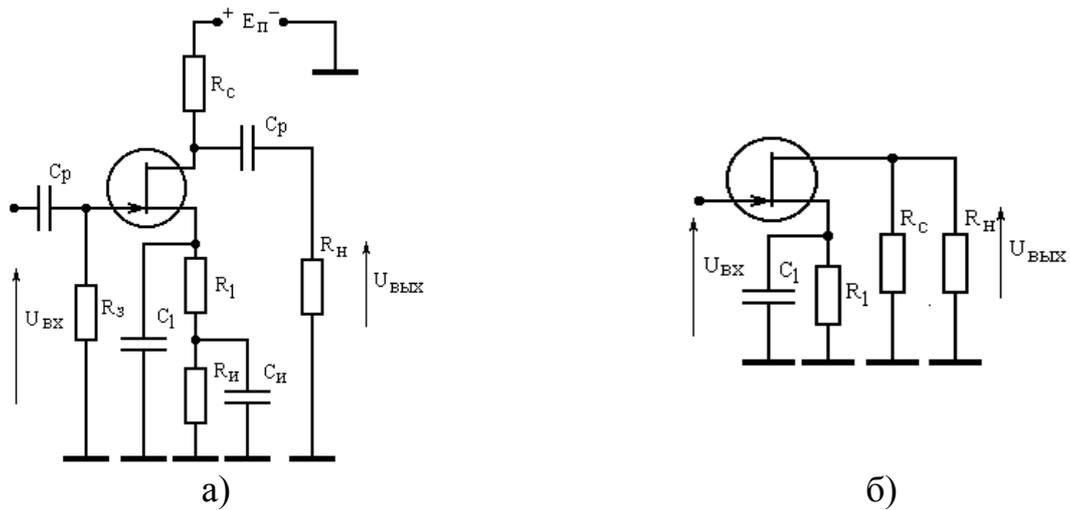


Рис. 10.1

Коэффициент усиления каскада в области верхних частот можно описать выражением [1]:

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = K_0 \cdot \frac{1 + p\tau_1}{1 + p(\tau_B + \tau_1/F) + p^2\tau_B\tau_1/F},$$

где

$$K_0 = SR_{\text{Э}}/F; \quad (10.1)$$

$$F = 1 + SR_1; \quad (10.2)$$

$$\frac{1}{R_{\text{Э}}} = \frac{1}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{1}{R_{\text{С}}} + \frac{1}{R_{\text{Н}}};$$

$$\tau_1 = R_1 C_1;$$

$$\tau_B = C_0 R_{\text{Э}};$$

$$C_0 = C_{\text{СИ}} + C_{\text{ЗС}}.$$

Значение  $C_{\text{лопт}}$ , соответствующее оптимальной по Брауде АЧХ, рассчитывается по формуле:

$$C_{\text{лопт}} = \frac{F \cdot \tau_B}{R_1 \sqrt{F^2 - 1}}. \quad (10.3)$$

При заданном значении  $Y_{\text{В}}$  верхняя частота полосы пропускания каскада равна:

$$f_{\text{В}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{F \left( N \frac{F^2}{\sqrt{F^2 - 1}} + \sqrt{N^2 \frac{F^4}{F^2 - 1} + 4N} \right)}{2\tau_B\tau_1}}. \quad (10.4)$$

Входная емкость каскада определяется соотношением:

$$C_{\text{ВХ}} = \frac{C_{\text{ЗИ}} + C_{\text{ЗС}}(1 + SR_{\text{Э}})}{F}. \quad (10.5)$$

При работе каскада в качестве предоконечного все перечисленные выше соотношения справедливы. Однако  $R_{\text{Э}}$  и  $C_0$  принимаются равными:

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{R_{\text{Э}}} &= \frac{1}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{1}{R_{\text{С}}}; \\ C_0 &= C_{\text{СИ}} + C_{\text{ЗС}} + C_{\text{ВХ}} \end{aligned} \right\}, \quad (10.6)$$

где  $C_{BX}$  – входная емкость оконечного каскада.

**Пример 10.1.** Рассчитать  $f_B$ ,  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $C_{BX}$  каскада, приведенного на рисунке 9.1, при использовании транзистора КП907Б (данные транзистора - в примере 8.1) и условий:  $Y_B=0,9$ ;  $K_0=4$ ; каскад работает в качестве предоконечного; входная емкость нагрузочного каскада - из примера 8.1.

**Решение.** По известным  $K_0$ ,  $S$ ,  $R_Э$  из (10.1), (10.2) найдем:  $F=7,5$ ;  $R_1=32,5$  Ом. Далее получим:  $C_0=62$  пФ;  $\tau_B=9,3 \cdot 10^{-9}$ . Из (10.3) определим  $C_{\text{лог}}=288$  пФ. Теперь по формуле (10.4) рассчитаем:  $f_B=64,3$  МГц. Из (10.5) найдем:  $C_{BX}=23,3$  пФ.

## 11. РАСЧЕТ ВХОДНОЙ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ КАСКАДА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Из приведенных выше примеров расчета видно, что наибольшие искажения АЧХ обусловлены входной цепью. Для расширения полосы пропускания входных цепей усилителей на ПТ в [10] предложено использовать схему, приведенную на рис. 11.1.

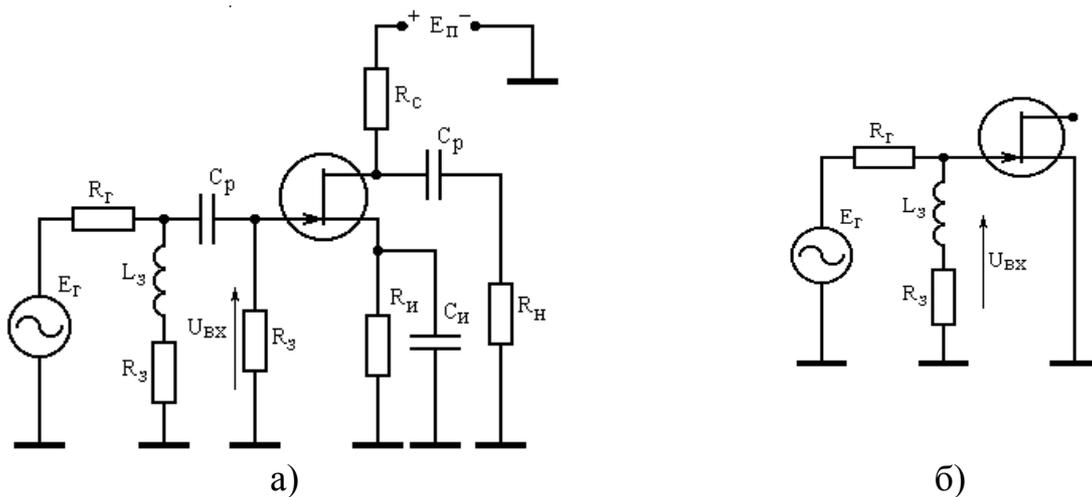


Рис. 11.1

Коэффициент передачи входной цепи в области верхних частот можно описать выражением:

$$K_U = \frac{U_{BX}}{E_\Gamma} = K_0 \cdot \frac{1 + p\tau_1}{1 + p(\tau_2 + \tau_1) + p^2\tau_1\tau_B},$$

где

$$K_0 = \frac{R_3}{R_3 + R_\Gamma}; \quad (11.1)$$

$$\tau_1 = L_3/R_3;$$

$$\tau_2 = L_3/(R_3 + R_\Gamma);$$

$$\tau_B = C_{BX} \cdot R_Э;$$

$$\frac{1}{R_Э} = \frac{1}{R_\Gamma} + \frac{1}{R_3};$$

$C_{BX}$  – входная емкость каскада на ПТ.

Значение  $L_{3\text{опт}}$ , соответствующее оптимальной по Брауде АЧХ, рассчитывается по формуле:

$$L_{3\text{опт}} = \frac{C_{\text{ВХ}} R_{\Gamma}^3 \left[ \sqrt{1 + (R_{\Gamma} + 2R_3) R_3^2 / R_{\Gamma}^3} - 1 \right]}{R_{\Gamma} + 2R_3}. \quad (11.2)$$

При заданном значении  $Y_{\text{В}}$  и расчете  $L_{3\text{опт}}$  по (10.2) верхняя частота полосы пропускания входной цепи равна:

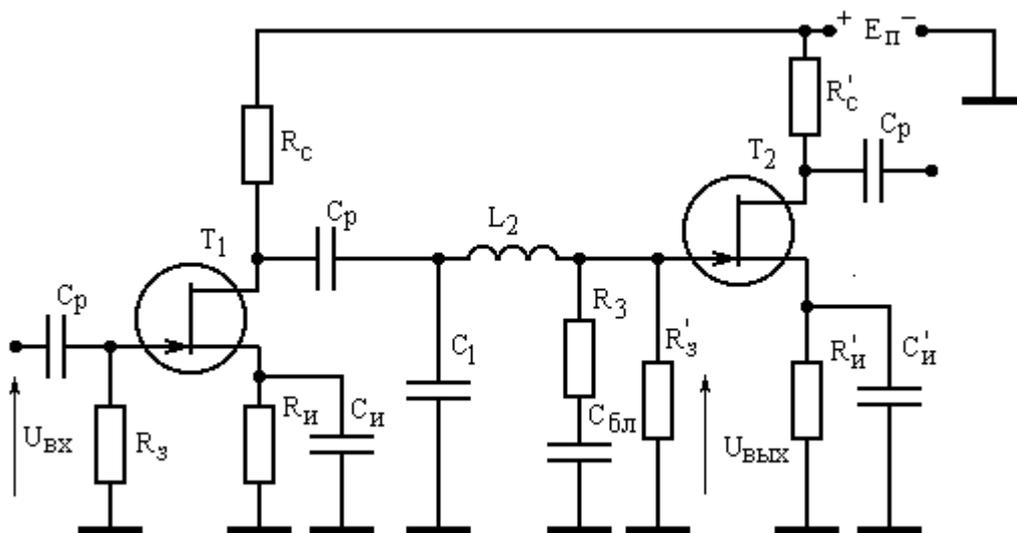
$$f_{\text{В}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{В}}} \sqrt{\frac{N\tau_1 + \sqrt{N^2\tau_1^2 + 4N\tau_{\text{В}}^2}}{2\tau_1}}. \quad (11.3)$$

**Пример 11.1.** Рассчитать  $f_{\text{В}}$ ,  $R_3$ ,  $L_3$  входной цепи, приведенной на рис. 11.1, при условиях:  $Y_{\text{В}}=0,9$ ;  $R_{\Gamma}=50$  Ом;  $C_{\text{ВХ}}$  – из примера 8.1; допустимое уменьшение  $K_0$  за счет введения корректирующей цепи – 2 раза.

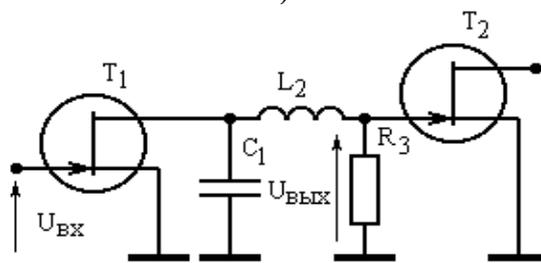
**Решение.** Из условия допустимого уменьшения  $K_0$  и соотношения (11.1) найдем:  $R_3=50$  Ом. Подставляя известные  $C_{\text{ВХ}}$ ,  $R_{\Gamma}$  и  $R_3$  в (11.2), получим:  $L_{3\text{опт}}=37,5$  нГн. Далее определим:  $\tau_{\text{В}}=11,25 \cdot 10^{-10}$ ;  $\tau_1=7,5 \cdot 10^{-10}$ . Подставляя найденные величины в (11.3), рассчитаем:  $f_{\text{В}}=130$  МГц.

## 12. РАСЧЕТ МЕЖКАСКАДНОЙ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Принципиальная схема усилителя с межкаскадной КЦ второго порядка приведена на рис. 12.1,а, эквивалентная схема по переменному току – на рис. 12.1,б. [11].



а)



б)

Рис. 12.1

Коэффициент усиления каскада на транзисторе  $T_1$  в области верхних частот можно описать выражением [11]:

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = K_0 \cdot \frac{1}{1 + \alpha_1 p + \alpha_2 p^2 + \alpha_3 p^3}, \quad (12.1)$$

где

$$K_0 = SR_{\text{Э}}; \quad (12.2)$$

$$\frac{1}{R_{\text{Э}}} = \frac{1}{R_{\text{ВЫХ1}}} + \frac{1}{R_{\text{С}}} + \frac{1}{R_3};$$

$$\alpha_1 = \frac{L_{2\text{H}} + R_{3\text{H}}(C_{1\text{H}} + C_{\text{ВЫХ1H}} + C_{\text{ВХ2H}})}{1 + R_{3\text{H}}};$$

$$\alpha_2 = \frac{L_{2\text{H}}(C_{1\text{H}} + C_{\text{ВЫХ1H}} + R_{3\text{H}}C_{\text{ВХ2H}})}{1 + R_{3\text{H}}};$$

$$\alpha_3 = \frac{R_{3\text{H}}L_{2\text{H}}C_{\text{ВХ2H}}(C_{1\text{H}} + C_{\text{ВЫХ1H}})}{1 + R_{3\text{H}}};$$

$R_{\text{ВЫХ1}}$  – сопротивление сток-исток транзистора  $T_1$ ;  $C_{1\text{H}}$ ;  $L_{2\text{H}}$ ;  $R_{3\text{H}}$ ;  $C_{\text{ВХ2H}}$ ;  $C_{\text{ВЫХ1H}}$  – нормированные относительно  $\omega_{\text{В}}$  и  $R_{\text{ВЫХЭКВ}}$  значения элементов  $C_1$ ,  $L_2$ ,  $R_3$ ,  $C_{\text{ВХ2}}$ ,  $C_{\text{ВЫХ1}}$ ;  $R_{\text{ВЫХЭКВ}} = R_{\text{ВЫХ1}} \cdot R_{\text{С}} / (R_{\text{ВЫХ1}} + R_{\text{С}})$ ;  $p = j\Omega$ ;  $\Omega = \omega / \omega_{\text{В}}$  – нормированная частота;  $\omega$  – текущая круговая частота;  $\omega_{\text{В}}$  – высшая круговая частота полосы пропускания разрабатываемого усилителя;  $C_{\text{ВХ2}}$  – входная емкость транзистора  $T_2$ ;  $C_{\text{ВЫХ1}}$  – выходная емкость транзистора  $T_1$ .

В таблице 12.1 приведены нормированные значения элементов  $C'_1 = C_1 + C_{\text{ВЫХ1}}$ ,  $L_2$ ,  $R_3$ , вычисленные для ряда нормированных значений  $C_{\text{ВХ2}}$ , при двух значениях допустимой неравномерности АЧХ  $\delta$ .

Таблица 12.1 получена с помощью методики проектирования согласующе-выравнивающих цепей транзисторных усилителей, предполагающей составление и решение системы компонентных уравнений [12], и методики синтеза прототипа передаточной характеристики, обеспечивающего максимальный коэффициент усиления каскада при заданной допустимой неравномерности АЧХ в заданной полосе частот [11].

Таблица 12.1

$C_{\text{ВХ2H}}$	$\delta = \pm 0,25$ дБ			$\delta = \pm 0,5$ дБ		
	$C'_{1\text{H}}$	$L_2$	$R_3$	$C'_{1\text{H}}$	$L_2$	$R_3$
0,01	1,597	88,206	160,3	2,02	101	202,3
0,05	1,597	18,08	32,061	2,02	20,64	40,47
0,1	1,597	9,315	16,03	2,02	10,57	20,23
0,15	1,597	6,393	10,69	2,02	7,21	13,5
0,2	1,596	4,932	8,019	2,02	5,5	10,1
0,3	1,596	3,471	5,347	2,02	3,856	6,746

0,4	1,595	2,741	4,012	2,02	3,017	5,06
0,6	1,594	2,011	2,677	2,02	2,177	3,373
0,8	1,521	1,647	2,011	2,02	1,758	2,53
1	1,588	1,429	1,613	2,02	1,506	2,025
1,2	1,58	1,285	1,351	2,02	1,338	1,688
1,5	1,467	1,178	1,173	2,02	1,17	1,352
1,7	1,738	1,017	0,871	2,015	1,092	1,194
2	1,627	0,977	0,787	2,00	1,007	1,023
2,5	1,613	0,894	0,635	2,03	0,899	0,807
3	1,61	0,837	0,53	2,026	0,833	0,673
3,5	1,608	0,796	0,455	2,025	0,785	0,577
4,5	1,606	0,741	0,354	2,025	0,721	0,449
6	1,605	0,692	0,266	2,024	0,666	0,337
8	1,604	0,656	0,199	2,024	0,624	0,253
10	1,604	0,634	0,160	2,024	0,598	0,202

При известных значениях  $\omega_B$ ,  $R_{\text{ВЫХ1}}$ ,  $R_C$ ,  $C_{\text{ВЫХ1}}$ ,  $C_{\text{ВХ2}}$  расчет межкаскадной КЦ состоит из следующих этапов. Вычисление  $R_{\text{ВЫХЭКВ}}$ . Нормирование значения  $C_{\text{ВХ2}}$  по формуле:  $C_{\text{ВХ2Н}} = C_{\text{ВХ2}} \cdot R_{\text{ВЫХЭКВ}} \cdot \omega_B$ . Нахождение по таблице 8.1 ближайшего к вычисленному табличного значения  $C_{\text{ВХ2Н}}$ . Определение по таблице 8.1 соответствующих значений  $C'_{\text{ИН}}$ ,  $L_2$ ,  $R_3$  и их денормирование по формулам:  $C'_1 = C'_{\text{ИН}} / \omega_B R_{\text{ВЫХЭКВ}}$ ;  $L_2 = L_{2Н} \cdot R_{\text{ВЫХЭКВ}} / \omega_B$ ;  $R_3 = R_{3Н} \cdot R_{\text{ВЫХЭКВ}}$ . Вычисление значения  $C_1$ :  $C_1 = C'_1 - C_{\text{ВЫХ1}}$ .

При использовании рассматриваемой КЦ в качестве входной  $C_{\text{ВЫХ1}}$  принимается равной нулю,  $R_{\text{ВЫХ1}}$  принимается равным  $R_G$ , а коэффициент передачи входной цепи на средних частотах рассчитывается по формуле (8.11).

В случае необходимости построения нормированной частотной характеристики проектируемого усилительного каскада значения  $C'_{\text{ИН}}$ ,  $L_{2Н}$ ,  $R_{3Н}$ ,  $C_{\text{ВХ2Н}}$  следует подставить в (12.1) и найти модуль  $K_U$ . Реальная частотная характеристика может быть найдена после денормирования коэффициентов  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  по формулам:  $A_1 = \alpha_1 / \omega_B$ ;  $A_2 = \alpha_2 / \omega_B^2$ ;  $A_3 = \alpha_3 / \omega_B^3$ .

**Пример 12.1.** Рассчитать межкаскадную КЦ усилительного каскада, приведенного на рис. 11.1, его  $K_0$  и  $C_{\text{ао}}$  при использовании транзисторов КП907Б (данные транзистора - в примере 8.1) и условий:  $f_B=100$  МГц; входная емкость

нагружающего каскада - из примера 8.1; допустимая неравномерность АЧХ -  $\pm 0.5$  дБ,  $R_C = 1$  кОм.

**Решение.** По известным  $R_C$ ,  $R_{a\dot{U}\dot{O}1}$  и  $w_B$  найдем:  $C_{a\dot{O}2H} = C_{BX2} \cdot R_{ВЫХ\dot{O}KB} \cdot \omega_B = 3,67$ . Из таблицы 12.1 для неравномерности АЧХ  $\pm 0.5$  дБ и для ближайшего табличного значения нормированной величины  $C_{a\dot{O}2H}$ , равного 3,5, имеем:  $C_{1H}^{\dot{c}} = 2,025$ ,  $L_{2H} = 0,785$ ,  $R_{3H} = 0,577$ . Денормируя  $C_{1H}^{\dot{c}}$ ,  $L_{2H}$  и  $R_{3H}$ , получим:  $C_1^{\dot{c}} = 24,8$  пФ;  $L_2 = 162$  нГн;  $R_3 = 75$  Ом. Теперь по (12.2) рассчитаем:  $K_0 = 9,5$ . Вычитая из  $C_1^{\dot{c}}$  величину  $C_{a\dot{U}\dot{O}1}$ , определим:  $C_1 = 7,8$  пФ. Из (8.8) найдем:  $C_{BX} = 72,5$  пФ.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства. Учебное пособие для вузов. - М.: Связь. 1977.
2. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. - М.: Сов. радио, 1980.
3. Широкополосные радиопередающие устройства / Алексеев О.В., Головков А.А., Полевой В.В., Соловьев А.А.; Под ред. О.В. Алексеева. - М.: Связь, 1978.
4. Шварц Н.З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. - М.: Радио и связь, 1987.
5. Никифоров В.В., Кулиш Т.Т., Шевнин И.В. К проектированию широкополосных усилителей мощности КВ- УКВ- диапазона на мощных МДП-транзисторах // В сб.: Полупроводниковые приборы в технике связи / Под ред. И.Ф. Николаевского. - М.: Радио и связь. -1993.- Вып. 23.
6. Петухов В.М. Полевые и высокочастотные биполярные транзисторы средней и большой мощности и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4-х томах. - М.: КУБК-а, 1997.
7. Титов А.А. Упрощенный расчет широкополосного усилителя. // Радиотехника. - 1979. - № 6.
8. Мелихов С.В., Колесов И.А. Влияние нагружающих обратных связей на уровень выходного сигнала усилительных каскадов // Сб. «Широкополосные усилители». - Томск: Изд-во Том. ун-та, 1975. - Вып. 4.
9. Радиотехника: Энциклопедия / под ред. Ю.Л. Мазора, Е.А. Мачусского, В.И. Правды. - 2-е изд., стер. - М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2009. - 944 с.
10. Никифоров В.В., Терентьев С.Ю. Синтез цепей коррекции широкополосных усилителей мощности с применением методов нелинейного программирования // В сб.: Полупроводниковая электроника в технике связи / Под ред. И.Ф. Николаевского. - М.: Радио и связь. - 1986. - Вып. 26.
11. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. - М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2010. - 325 с.
12. Бабак Л.И., Шевцов А.Н., Юсупов Р.Р. Пакет программ автоматизированного расчета транзисторных широкополосных и импульсных УВЧ- и СВЧ-усилителей // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. - 1993. - №3. - С.60-63.