

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РФ

**Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего
образования**

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

Г.Н. Якушевич

СХЕМОТЕХНИКА

**Учебное пособие
(конспект лекций)**



Томск 2025

УДК 621 (075)
ББК 32.849
Я49

Рецензенты: Мещеряков А.А. канд. техн. наук, зав. лабораторией радиолокации НИИ РТС;
Кологривов В.А. доцент кафедры радиотехнических систем.

Якушевич Г.Н.

Схемотехника: Учебное пособие (конспект лекций) / Г.Н. Якушевич. – Томск: ТУСУР
Научно образовательный портал –2025. – 102 с.

В данном конспекте лекций рассмотрена аналоговая часть функциональных схем «Схемотехники» на основе дискретной элементной базы на биполярных и полевых транзисторах и на основе операционных усилителей.

Конспект лекций по дисциплине «Схемотехника» предназначен для студентов радиотехнических специальностей.

Одобрено на заседании кафедры РТС, протокол № 10 от 25.03. 2025г.

УДК 621. (075)

©Якушевич Г.Н., 2025
© Томск. гос. ун-т систем
упр. и радиоэлектроники, 2025

Оглавление

Введение.....	6
Список сокращений.....	7
Лекция 1 Классификация, основные технические показатели и характеристики усилительных устройств.....	8
1.1 Классификация усилительных устройств.....	8
1.2 Основные технические показатели УУ.....	9
1.3 Основные характеристики УУ.....	9
1.4 Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики.....	9
1.5 Переходная характеристика.....	11
1.6 Коэффициент шума.....	12
1.7 Амплитудная характеристика и динамический диапазон.....	13
1.8 Нелинейные искажения.....	14
Лекция 2 Статические характеристики активных элементов.....	15
2.1 Биполярный транзистор.....	15
2.2 Полевой транзистор.....	16
2.3 Операционный усилитель.....	17
2.4 Схемы включения БТ по постоянному току.....	17
2.4.1 Схема с фиксацией тока базы.....	17
2.4.2 Схема с фиксацией напряжения $U_{БЭ}$	18
2.4.3 Схема эмиттерной стабилизации рабочей точки.....	19
Лекция 3 Схемы включения БТ для переменного сигнала.....	21
3.1 Схема каскада с ОЭ.....	21
3.2 Схема каскада с ОК.....	21
3.3 Схема каскада с ОБ.....	22
3.4 Построение нагрузочных прямых по постоянному и переменному току.....	22
Лекция 4 Усилительные каскады на БТ.....	24
4.1 Анализ активного элемента в частотной области.....	24
4.2 Усилительный каскад с ОЭ.....	27
4.2.1 Анализ каскада с ОЭ в области СЧ.....	28
4.2.2 Анализ каскада с ОЭ в области ВЧ.....	29
4.2.3 Анализ каскада с ОЭ в области НЧ.....	30
4.3 Усилительный каскад с ОБ.....	32
4.3.1 Анализ каскада с ОБ в области СЧ.....	32
4.3.2 Анализ каскада с ОБ в области ВЧ.....	33
4.3.3 Анализ каскада с ОБ в области НЧ.....	34
4.4 Усилительный каскад с ОК.....	35
4.4.1 Анализ каскада с ОК в области СЧ.....	35
4.4.2 Анализ каскада с ОК в области ВЧ.....	36
4.4.3 Анализ каскада с ОК в области НЧ.....	37
Лекция 5 Усилительные каскады на полевом транзисторе.....	39
5.1 Схема включения ПТ по постоянному току.....	39
5.2 Схемы включения ПТ для переменного сигнала.....	39
5.2.1 Схема каскада с ОИ.....	39
5.2.2 Схема каскада с ОС.....	40
5.2.3 Схема каскада с ОЗ.....	40
5.2.4 Построение нагрузочных прямых по постоянному и переменному току.....	41
Лекция 6 Усилительные каскады на ПТ.....	42
6.1 Анализ каскадов на ПТ в частотной области.....	42
6.2 Усилительный каскад с ОИ.....	42

6.2.1 Анализ каскада с ОИ в области СЧ.....	43
6.2.2 Анализ каскада с ОИ в области ВЧ.....	44
6.2.3 Анализ каскада с ОИ в области НЧ.....	44
6.3 Усилительный каскад с ОЗ.....	46
6.3.1 Анализ каскада с ОЗ в области СЧ.....	46
6.3.2 Анализ каскада с ОЗ в области ВЧ.....	47
6.3.3 Анализ каскада с ОЗ в области НЧ.....	48
6.4 Усилительный каскад с ОС.....	49
6.4.1 Анализ каскада с ОС в области СЧ.....	49
6.4.2 Анализ каскада с ОС в области ВЧ.....	50
6.4.3 Анализ каскада с ОС в области НЧ.....	50
Лекция 7 Анализ усилительных устройств во временной области.....	52
7.1 Переходная характеристика и импульсная переходная характеристика.....	52
7.2 Алгоритм анализа во временной области.....	53
7.3 Анализ усилительного устройства в области малых времен.....	54
7.4 Анализ усилительного устройства в области больших времен.....	54
7.5 Связь временных и частотных характеристик.....	55
7.6 Построение нагрузочных прямых по постоянному и переменному току для импульсных усилителей.....	55
Лекция 8 Анализ каскада с ОЭ во временной области.....	57
8.1 Анализ каскада с ОЭ в области малых времен.....	57
8.2 Анализ каскада с ОЭ в области больших времен.....	57
Лекция 9 Коррекция АЧХ и ПХ усилительных устройств.....	58
9.1 НЧ коррекция.....	58
9.2 Коррекция искажений плоской вершины импульса.....	60
9.3 ВЧ коррекция.....	61
9.4 Коррекция искажений фронта импульса.....	63
9.5 Эмиттерная ВЧ коррекция последовательной ОС по току.....	65
9.6 Каскодные схемы широкополосных усилителей.....	68
Лекция 10 Обратные связи в усилительных устройствах.....	71
10.1 Классификация видов ОС.....	71
10.2 Параллельная ОС по напряжению (ОС Y-типа).....	71
10.3 Последовательная ОС по току (ОС Z-типа).....	72
10.4 Параллельная ОС по току (ОС G-типа).....	73
10.5 Последовательная ОС по напряжению (ОС H-типа).....	74
Лекция 11 Схемотехника усилительных устройств с ООС.....	76
11.1 Схема каскада с ОЭ с параллельная ООС по напряжению (ОС Y-типа).....	76
11.2 Схема каскада с ОЭ с последовательная ООС по току (ОС Z-типа).....	76
11.3 Схема каскада с ОЭ с параллельная ООС по току (ОС G-типа).....	77
11.4 Схема каскада с ОЭ с последовательная ООС по напряжению (ОС H-типа).....	78
Лекция 12 Усилители мощности.....	80
12.1 Классы усиления.....	80
12.2 Однотактные усилители мощности.....	81
12.3 Двухтактные трансформаторные усилители мощности.....	82
12.4 Бестрансформаторные двухтактные усилители мощности.....	82
Лекция 13 Операционные усилители.....	86
13.1 Структурные схемы усилительных устройств.....	86
13.2 Основные параметры ОУ.....	87
13.3 Основные характеристики ОУ.....	87
13.4 Инвертирующий каскад на ОУ.....	89
13.5 Неинвертирующий каскад на ОУ.....	90

Лекция 14 Схемотехника устройств на ОУ.....	92
14.1 Схемотехника ФНЧ.....	92
14.2 Схемотехника ФВЧ.....	93
14.3 Схемотехника УНЧ.....	94
14.4 Корректоры частотных характеристик.....	95
14.4.1 Корректор НЧ.....	95
14.4.2 Корректор ВЧ.....	96
Лекция 15 Устойчивость усилителей с ООС.....	98
15.1 Критерий устойчивости Найквиста.....	98
15.2 Генераторы на ОУ.....	99
15.2.1 RC - генератор на ОУ.....	99
15.2.2 CR - генератор на ОУ	100
15.2.3 Генератор Вина на ОУ.....	100
15.2.4 LC - генератор на ОУ.....	101
Список использованных источников.....	102

Введение

В данном учебном пособии (конспекте лекций) рассмотрена аналоговая часть функциональных схем «Схемотехники» на основе дискретной элементной базы биполярных и полевых транзисторах и на основе операционных усилителей.

Структурно методическое пособие состоит из 15 лекций.

«Лекция 1» - «Лекция 12» посвящены аналоговой «Схемотехнике» на дискретных элементах.

«Лекция 13» -«Лекция 15» посвящены аналоговой «Схемотехнике» на основе операционных усилителей.

В «Лекции1» определены основные технические показатели и характеристики усилительных устройств.

В «Лекции 2» - «Лекции 4» приведены схемы включения БТ по постоянному и переменному току и приведен анализ в частотной области.

В «Лекции 5» - «Лекции 6» приведены схемы включения ПТ по постоянному и переменному току и приведен анализ в частотной области.

В «Лекции 7» - «Лекции 8» приведен анализ во временной области.

В «Лекции 9» рассмотрена коррекция АЧХ и ПХ усилительных устройств.

В «Лекции 10» - «Лекции 11» рассмотрена ООС и схемы реализации ООС.

«Лекция 13» - «Лекция 15» посвящены схемотехнике на основе ОУ.

В конспекте были использованы материалы, из приведенного списка литературы [1] – [10].

Список сокращений

АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
АЛАЧХ	– асимптотическая логарифмическая амплитудно-частотная характеристика
АЛФЧХ	– асимптотическая логарифмическая фазо-частотная характеристика
АХ	– амплитудная характеристика
АЭ	– активный элемент
БТ	– биполярный транзистор
ВАХ	– вольт амперная характеристика
ВЧ	– верхние частоты
ДК	– дифференциальный каскад
ДУ	– дифференциальные уравнения
ИП	– источник питания
ИПХ	– импульсная переходная характеристика
ЛАЧХ	– логарифмическая амплитудно-частотная характеристика
ЛАУ	– линейные алгебраические уравнения
ЛФЧХ	– логарифмическая фазо-частотная характеристика
МШУ	– малошумящий усилитель
НЧ	– нижние частоты
ОБ	– общая база
ОБВ	– область больших времен
ОЗ	– общий затвор
ОИ	– общий исток
ОК	– общий коллектор
ОМВ	– область малых времен
ООС	– отрицательная обратная связь
ОС	– общий сток
ОУ	– операционный усилитель
ОЭ	– общий эмиттер
ПТ	– полевой транзистор
ПХ	– переходная характеристика
СВЧ	– усилитель сверхвысоких частот
СЧ	– средние частоты
УВЧ	– усилитель высокой частоты
УМ	– усилитель мощности
УНЧ	– усилитель низкой частоты
УПТ	– усилитель постоянного тока
УУ	– усилительное устройство
ФВЧ	– фильтр верхних частот
ФИ	– фазоинвертор
ФНЧ	– фильтр нижних частот
ФЧХ	– фазо-частотная характеристика

Лекция 1 Классификация, основные технические показатели и характеристики усилительных устройств

1.1 Классификация усилительных устройств

Усилительное устройство (УУ) – устройство, предназначенное для усиления мощности входного сигнала.

На рис. 1.1 приведена модель УУ, содержащая активный элемент (АЭ) и источник питания (ИП). Усиление происходит с помощью активного элемента за счет потребления мощности от источника питания. При этом входной сигнал управляет передачей энергии источника питания в нагрузку с помощью активного элемента.

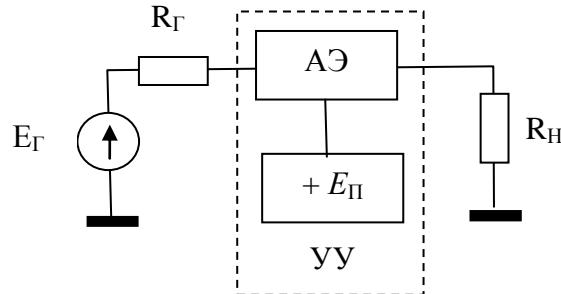


Рисунок 1.1 – Модель УУ

В качестве активного элемента применяются биполярные транзисторы (БТ), полевые транзисторы (ПТ), операционные усилители (ОУ), лампы.

УУ можно классифицировать по ряду признаков.

1. По характеру усиливаемых сигналов:

– УУ непрерывных (аналоговых) и импульсных сигналов.

2. По диапазону рабочих частот от нижней граничной частоты f_H до верхней граничной частоты f_B :

– усилители постоянного тока (УПТ);

– усилители переменного тока;

– усилители низкой (звуковой) частоты (УНЧ) – от 20 Гц до 20000 Гц;

– усилители высокой частоты (УВЧ) – верхняя частота $f_B < 300$ МГц;

– усилители сверхвысоких частот (СВЧ) – $f_B > 300$ МГц.

3. По полосе рабочих частот:

– узкополосные – $f_B / f_H < 2$;

– широкополосные – $f_B / f_H > 2$.

4. Импульсные по длительности усиливаемых импульсов:

– микросекундные;

– наносекундные;

– пикосекундные.

5. По типу активных элементов:

– транзistorные;

– ламповые.

6. По функциональному назначению:

– усилители напряжения, тока, мощности.

7. По ряду дополнительных признаков:

– числу каскадов, типу питания, конструктивному, технологическому исполнению и др.

1.2 Основные технические показатели УУ

Технические показатели УУ представляют количественную оценку его свойств. К техническим показателям УУ относятся (рис. 1.2):

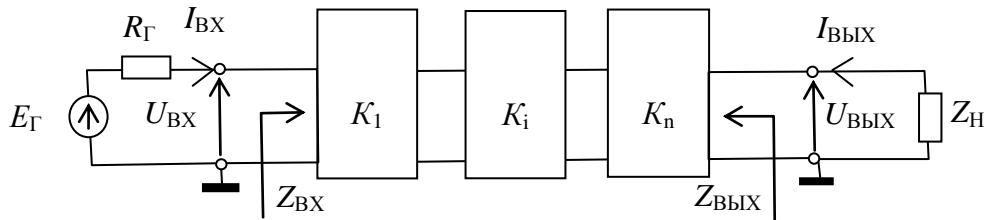


Рисунок 1.2 – Структурная схема УУ

- входное сопротивление $Z_{\text{вх}}$ – это внутреннее сопротивление между его входными зажимами, чаще носит емкостной характер;
 - выходное сопротивление $Z_{\text{вых}}$ – это внутреннее сопротивление между его выходными зажимами, чаще носит емкостной характер;
 - коэффициент усиления по напряжению $K_U = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$;
 - коэффициент усиления по напряжению в логарифмических единицах $K_U, \text{дБ} = 20 * \log |K_U|$;
 - коэффициент усиления по току $K_I = I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}}$;
 - коэффициент усиления по мощности $K_P = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}$;
 - коэффициент усиления по мощности в логарифмических единицах $K_P, \text{дБ} = 10 * \log |K_P|$;
 - сквозной коэффициент усиления по напряжению $K_E = U_{\text{вых}} / E_\Gamma$;
 - коэффициент полезного действия (к.п.д.) $\eta = P_0 / P_{\text{пот}}$, где P_0 – максимальная выходная мощность усилителя,
- $P_{\text{пот}}$ – мощность потребляемая от источника питания.

1.3 Основные характеристики УУ

К основным характеристикам УУ относятся:

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика, зависимость модуля коэффициента усиления по напряжению от частоты;

ФЧХ – фазо-частотная характеристика, зависимость фазы коэффициента передачи по напряжению от частоты;

ЛАЧХ – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика, это амплитудно-частотная характеристика с логарифмическими осями;

ПХ – переходная характеристика, зависимость мгновенного значения напряжения на выходе при подаче на вход идеального прямоугольного импульса;

АХ – амплитудная характеристика, зависимость амплитудного или действующего значения выходного напряжения от входного синусоидального напряжения.

1.4 Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики

На рис. 1.3 приведены основные частотные характеристики УУ.

Комплексный коэффициент усиления по напряжению запишется

$$K_U = |K_U| e^{j\phi},$$

где $|K_U|$ – модуль комплексного коэффициента усиления по напряжению АЧХ УУ, приведена на рис. 1.3а;

ϕ – фазо-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению ФЧХ УУ, приведена на рис. 1.3б.

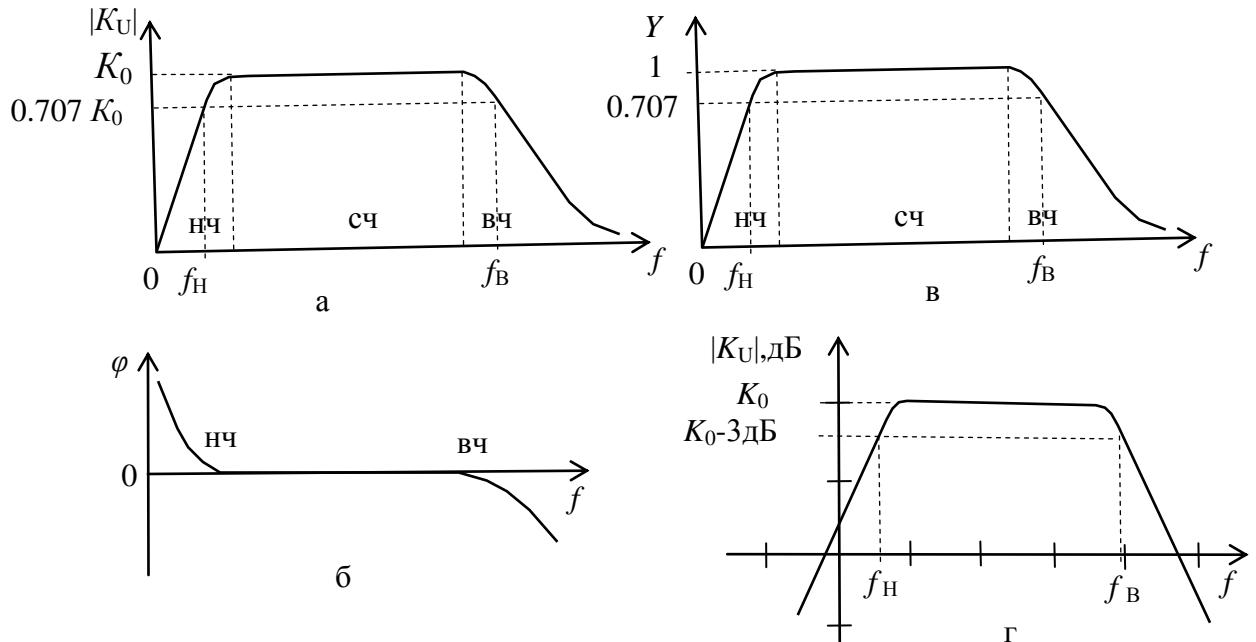


Рисунок 1.3 – Основные частотные характеристики УУ:
а) АЧХ; б) ФЧХ; в) нормированная АЧХ; г) ЛАЧХ

В области средних частот модуль коэффициента усиления $|K_U|$ АЧХ и ЛАЧХ не зависят от частоты (рис. 1.3а, 1.3г) и обозначается K_0 . Часто используют нормированную АЧХ, приведенную на рис. 1.3б. Здесь Y – относительный (нормированный) коэффициент усиления равный

$$Y = |K_U| / K_0 .$$

На нижних и верхних частотах АЧХ и ЛАЧХ спадают. Частоты на которых коэффициент усиления уменьшается до уровня $0.707 K_0$ (рис. 1.3а) или 0.707 (рис. 1.3в) называются соответственно нижняя граничная частота f_H и верхняя граничная частота f_B . На ЛАЧХ нижняя и верхняя граничные частоты определяются по уровню, когда коэффициент усиления уменьшается на 3 дБ . (рис. 1.3г).

Количественно частотные искажения оцениваются коэффициентом частотных искажений M :

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

$$M, \text{дБ} = 20 * \log M .$$

Для n – каскадных УУ коэффициент усиления и коэффициент частотных искажений записутся

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

$$K_{\Sigma, \text{дБ}} = K_{1, \text{дБ}} + K_{2, \text{дБ}} + \dots + K_{n, \text{дБ}} ,$$

$$M_{\Sigma} = M_1 \cdot M_2 \dots M_n ,$$

$$M_{\Sigma, \text{дБ}} = M_{1, \text{дБ}} + M_{2, \text{дБ}} + \dots + M_{n, \text{дБ}} .$$

Поведение АЧХ и ФЧХ в области низких и верхних частот обусловлено наличием в УУ емкостей и индуктивностей, которые являются линейными элементами. Поэтому частотные и фазовые искажения называются линейными. Линейные искажения не приводят к появлению новых составляющих в спектре сигнала, а вызывают лишь изменение соотношения амплитуд и фаз между отдельными спектральными составляющими.

1.5 Переходная характеристика

При подаче на вход УУ идеального прямоугольного импульса в выходном импульсе в области малых времен (ОМВ) появляются переходные искажения в виде фронта, а в области больших времен (ОБВ) искажения плоской вершины импульса (рис. 1.4).

На рис. 1.4а приведена ПХ с монотонно нарастающим, а на рис. 1.4б с колебательным переходным процессом.

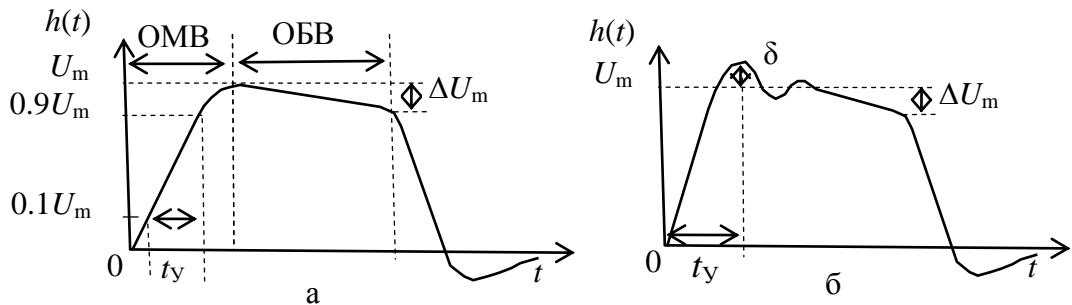


Рисунок 1.4 – Типовые ПХ: а) монотонная; б) с колебаниями

Искажения фронта у монотонной ПХ определяется временем установления t_y , когда амплитуда импульса нарастает от $0.1 U_m$ до $0.9 U_m$ (рис. 1.4а). При колебательном переходном процессе время установления t_y определяется временем установления первого выброса δ (рис. 1.4б).

Искажения плоской вершины импульса Δ определяется величиной спада напряжения за длительность импульса

$$\Delta, \% = \Delta U_m / U_m \cdot 100\% .$$

На рис. 1.5 показана связь ПХ и АЧХ. Время установления в ОМВ определяется верхней граничной частотой АЧХ, а спад плоской вершины импульса в ОБВ – нижней граничной частотой АЧХ УУ.

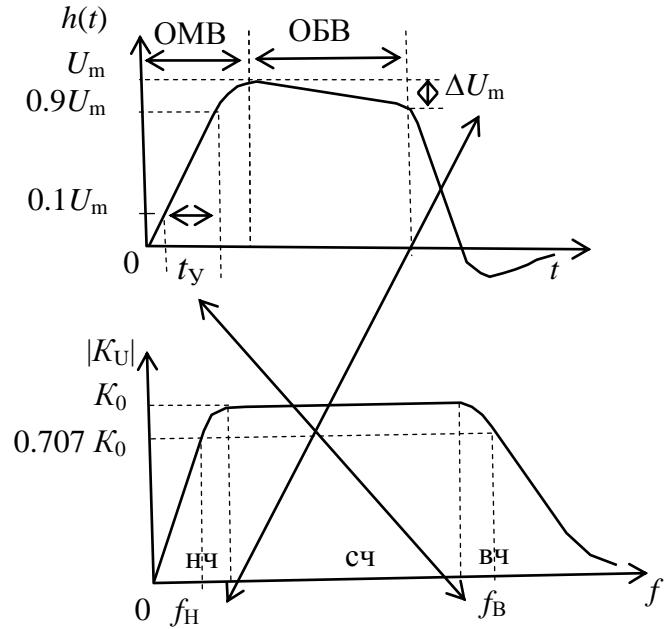


Рисунок 1.5 – Связь ПХ и АЧХ

Для n – каскадных некорректированных УУ время установления фронта и спад плоской вершины импульса оценивается следующим образом:

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

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

ПХ УУ однозначно определяет его АЧХ и ФЧХ. В ОМВ время установления ПХ определяется верхними частотами АЧХ, а в ОБВ спад плоской вершины импульса – нижними частотами АЧХ.

1.6 Коэффициент шума

Любое резистивное сопротивление R (например, внутреннее сопротивление источника сигнала R_g) создает в полосе частот тепловую шум, среднеквадратичная ЭДС которого определяется по формуле Найквиста:

$$E_{\text{ш}}^2 = 4 k T R \Delta f,$$

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 к отношению мощностей сигнала и шума на выходе УУ:

$$F = (P_C / P_{\text{ш}})_{\text{вх}} / (P_C / P_{\text{ш}})_{\text{вых}},$$

$$F, \text{ дБ} = 10 \log (F).$$

Шумовые свойства УУ в диапазоне СВЧ оцениваются шумовой температурой $T_{\text{ш}}$:

$$T_{\text{ш}} = T_0 (F_{\text{ш}} - 1),$$

где T_0 – стандартная шумовая температура 290 К.

Коэффициент шума n – каскадного УУ, приведенного на рис. Запишется

$$F_{\text{ш}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{P1}} + \frac{F_3 - 1}{K_{P1} K_{P2}} + \dots,$$

где F_1, F_2, F_3 – коэффициент шума первого, второго, третьего каскадов,

K_{P1}, K_{P2} – коэффициент усиления по мощности первого и второго каскадов.

Из выражения видно, что основной вклад в коэффициент шума вносит первый каскад.

Шумовая температура n – каскадного УУ запишется:

$$T_{\text{ш}} = T_1 + \frac{T_2 - 1}{K_{P1}} + \frac{T_3 - 1}{K_{P1} K_{P2}} + \dots$$

В табл. 1.1 приведены значения коэффициента шума $F_{\text{ш}}$, дБ, $F_{\text{ш}}$ в разах и шумовой температуры $T_{\text{ш}}$, Кельвина.

Таблица 1.1
Значения коэффициента шума $F_{\text{ш}}$, дБ, $F_{\text{ш}}$ в разах и шумовой температуры $T_{\text{ш}}$,
в градусах Кельвина

$F_{\text{ш}}$, дБ	0,5	0,6	0,7	0,8	1,0	1,2
$F_{\text{ш}}$	1,122	1,148	1,318	1,202	1,259	1,318
$T_{\text{ш}}$, К	35	43	51	59	75	92

Из табл. 1.1 видно, что оценка шумовых свойств УУ более наглядна при маленьком коэффициенте шума с помощью шумовой температуры.

1.7 Амплитудная характеристика и динамический диапазон

На рис. 1.6 приведена амплитудная характеристика (АХ) УУ, зависимость выходного напряжения от входного. Начальный участок АХ отклоняется из-за наличия на выходе собственных шумов УУ. Верхний загиб обусловлен ограничением выходного каскада УУ.

Динамический диапазон определяется пределами линейного участка АХ.

Динамическим диапазоном по входу УУ $D_{\text{вх}}$ называют отношение $U_{\text{вх}} \text{ max}$ (при заданном уровне нелинейных искажений) к $U_{\text{вх}} \text{ min}$ (при заданном отношении сигнал/шум на входе):

$$D_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \text{ max} / U_{\text{вх}} \text{ min},$$

$$D_{\text{вх}}, \text{ дБ} = 20 \log (D_{\text{вх}}).$$

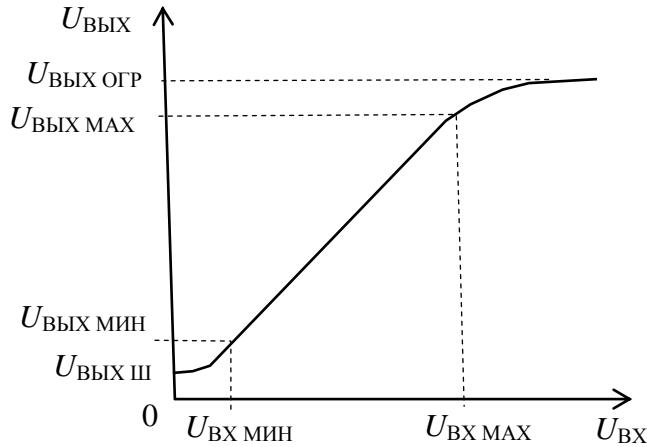


Рисунок 1.6 – Типовая АХ УУ

Динамическим диапазоном по выходу УУ $D_{\text{вых}}$ называют отношение $U_{\text{вых MAX}}$ (при заданном уровне нелинейных искажений) к $U_{\text{вых мин}}$ (при заданном отношении сигнал/шум на выходе):

$$D_{\text{вых}} = U_{\text{вых MAX}} / U_{\text{вых мин}},$$

$$D_{\text{вых, дБ}} = 20 \log (D_{\text{вых}}).$$

1.8 Нелинейные искажения

Нелинейные искажения (искажение формы выходного сигнала) обусловлены нелинейностью характеристик АЭ. При подаче на вход УУ гармонического сигнала на выходе получим не только первую гармонику, но и высшие гармоники. Количественно нелинейные искажения гармонического сигнала оцениваются коэффициентом гармоник, который представляет собой отношением действующего значения напряжения (тока, мощности) высших гармоник, появившихся в результате нелинейных искажений, к напряжению (току, мощности) основной частоты (первой гармонике) при подачи на вход гармонического колебания основной частоты (при частотно независимой нагрузке)

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

Для n – каскадных УУ коэффициент гармоник $K_{\Gamma\Sigma}$ запишется

$$K_{\Gamma\Sigma} = \sqrt{K_{\Gamma 1}^2 + K_{\Gamma 2}^2 + \dots + K_{\Gamma n}^2}.$$

При усилении сложных сигналов при наличии нелинейности возникают не только гармоники спектральных составляющих, но и комбинации их частот.

Лекция 2 Статические характеристики активных элементов

2.1 Биполярный транзистор

На рис. 2.1 приведено графическое изображение биполярного транзистора (БТ) с указанием протекающих токов и приложенных напряжений.

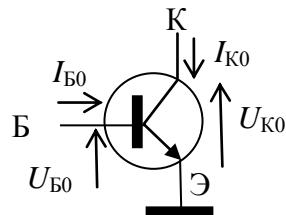


Рисунок 2.1 – Биполярный транзистор

На рис. 2.2 приведены статические входная и выходная вольт амперные характеристики (ВАХ) БТ. Рабочая точка на входной ВАХ I_{B0} и U_{B0} и на выходной ВАХ I_{K0} и U_{K0} обозначена буквой A .

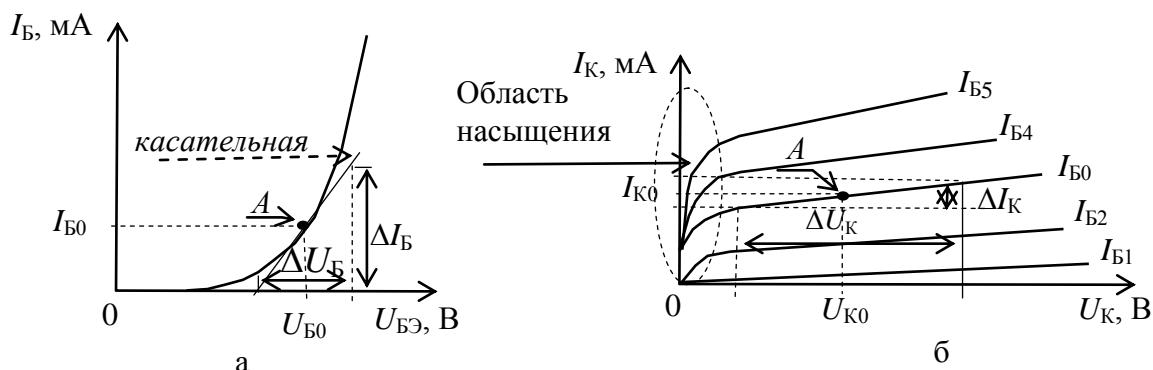


Рисунок 2.2 – Статические ВАХ БТ; а) входная; б) выходная

По статическим характеристикам можно найти основные показатели БТ:
– входное сопротивление из входной ВАХ (рис. 2.2а) равно

$$R_{\text{ВХ}} = \Delta U_{\text{БЭ}} / \Delta I_{\text{Б}};$$

– выходное сопротивление из выходной ВАХ (рис. 2.2б) равно

$$R_{\text{Вых}} = \Delta U_{\text{К}} / \Delta I_{\text{К}};$$

– коэффициент усиления по току схемы с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 2.2б):

$$\beta = I_{\text{К0}} / I_{\text{Б0}};$$

– коэффициент усиления по напряжению:

$$K_{\text{U}} = S_0 R_{\text{H}\approx},$$

где крутизна БТ $S_0 = \Delta I_K / \Delta U_{B3} = \beta \Delta I_B / \Delta U_{B3} = \beta / R_{BX} = \beta G_{BX}$,
 $R_{BX} = \Delta U_{B3} / \Delta I_B$ – входное сопротивление БТ,
 $G_{BX} = 1/R_{BX}$ – входная проводимость БТ,
 $R_{H\approx}$ – сопротивление нагрузки по переменному току,
 $\alpha = \beta / (1 + \beta)$ – коэффициент усиления по току схемы с общей базой (ОБ).

2.2 Полевой транзистор

На рис. 2.3 приведено графическое изображение ПТ с р-п переходом и п каналом с указанием протекающих токов и приложенных напряжений.

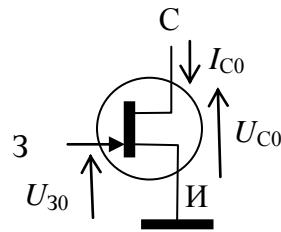


Рисунок 2.3 – Полевой транзистор

На рис. 2.4 приведены статические проходная и выходная ВАХ ПТ.

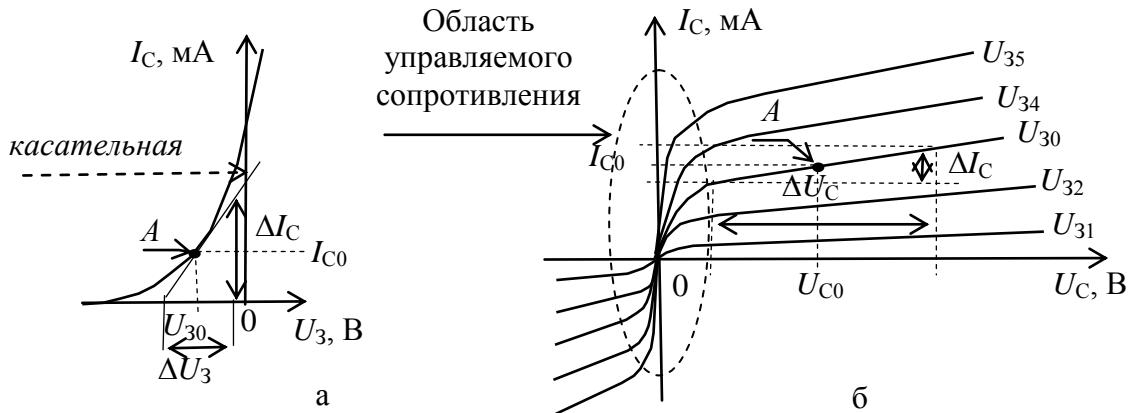


Рисунок 2.4 – Статические ВАХ ПТ: а) проходная; б) выходная

По статическим ВАХ ПТ рис. 2.4 можно найти основные показатели ПТ:
– входное сопротивление из проходной ВАХ (рис. 2.4а) равно

$$R_{BX} = \infty;$$

– выходное сопротивление из выходной ВАХ (рис. 2.4б) равно

$$R_{VYIX} = \Delta U_C / \Delta I_C;$$

– коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = S_0 R_{H\approx},$$

где из проходной ВАХ рис. 2.4а крутизна ПТ $S_0 = \Delta I_C / \Delta U_C$.

2.3 Операционный усилитель

На рис. 2.5 приведено условное обозначение ОУ.

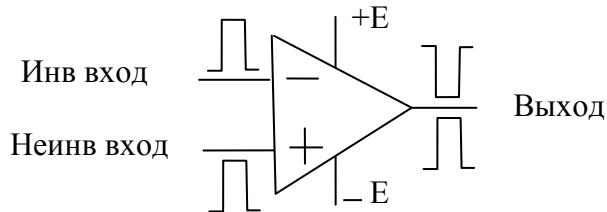


Рисунок 2.5 – Условное обозначение ОУ

Основные показатели идеального ОУ:

- входное сопротивление $R_{ВХ} \rightarrow \infty$ ($10^6 \div 10^7$ Ом);
- выходное сопротивление $R_{Вых} \rightarrow 0$ ($10 \div 100$ Ом);
- коэффициент усиления по напряжению $K_U \rightarrow \infty$ ($60 \div 120$ дБ).

2.4 Схемы включения БТ по постоянному току

2.4.1 Схема с фиксацией тока базы

Схема с фиксацией тока базы приведена на рис. 2.6.

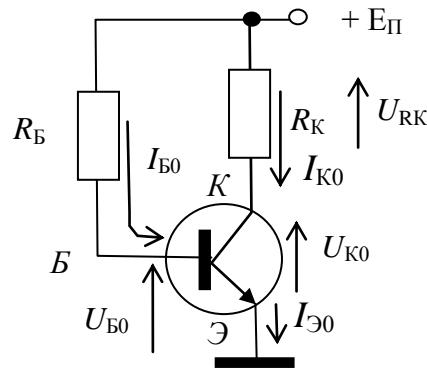


Рисунок 2.6 – Схема с фиксацией тока базы

Для маломощных транзисторов типовая рабочая точка I_{K0} и U_{K0} (рис. 2.2) приводится в справочнике. Для мощных транзисторов

$$U_{K0} = U_H + U_{Вых}, \quad I_{K0} \geq U_{Вых} / R_H \approx ,$$

где $U_H = (1 \div 2) V$ – напряжение нелинейного участка выходной статической ВАХ БТ.

Алгоритм расчета по заданной рабочей точке I_{K0} и U_{K0} :

- напряжение питания равно

$$E_{\Pi} = U_{K0} + U_{RK},$$

где $U_{RK} = (0.5 \div 2.0)U_{K0}$.

Сопротивление в цепи коллектора

$$R_K = (E_\Pi - U_{K0}) / I_{K0}.$$

Сопротивление в цепи базы

$$R_B = (E_\Pi - U_{B0}) / I_{B0},$$

где $I_{B0} = I_{K0} / \beta$, β – коэффициент усиления по току каскада с ОЭ,

$U_{B0} = (0.4 \div 0.6)$ В – для германиевых транзисторов,

$U_{B0} = (0.6 \div 0.8)$ В – для кремниевых транзисторов.

Положение рабочей точки в схеме с фиксацией тока базы зависит от коэффициента усиления по току β . Действительно, ток коллектора в рабочей точке равен

$$I_{K0} = I_{B0} \beta.$$

Таким образом, изменение коэффициента усиления по току β приводит к изменению тока коллектора I_{K0} и напряжения на коллекторе U_{K0} БТ.

2.4.2 Схема с фиксацией напряжения $U_{B\bar{E}}$

Схема с фиксацией напряжения $U_{B\bar{E}}$ приведена на рис. 2.7.

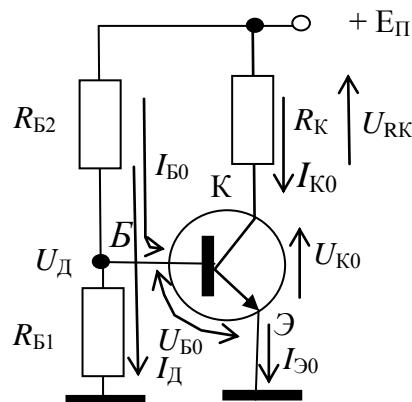


Рисунок 2.7 – Схема с фиксацией напряжения $U_{B\bar{E}}$

Алгоритм расчета по заданной рабочей точке I_{K0} и U_{K0} :

– напряжение питания равно:

$$E_\Pi = U_{K0} + U_{RK},$$

где $U_{RK} = (0.5 \div 2.0)U_{K0}$.

Сопротивление в цепи коллектора:

$$R_K = (E_\Pi - U_{K0}) / I_{K0}.$$

Сопротивление делителя R_{B1} равно

$$R_{B1} = U_D / I_D,$$

где $U_D = U_{B0}$, $I_D = (5 \div 10)I_{B0}$.

Сопротивление делителя R_{B2} равно

$$R_{B2} = (E_\Pi - U_D) / (I_D + I_{B0}).$$

Положение рабочей точки в схеме с фиксацией напряжения зависит от напряжения $U_{B\bar{E}}$. При изменении напряжения $U_{B\bar{E}}$ изменяется ток коллектора I_{K0} и, соответственно, напряжение на коллекторе U_{K0} .

2.4.3 Схема эмиттерной стабилизации рабочей точки

Схема эмиттерной стабилизации рабочей точки приведена на рис. 2.8.

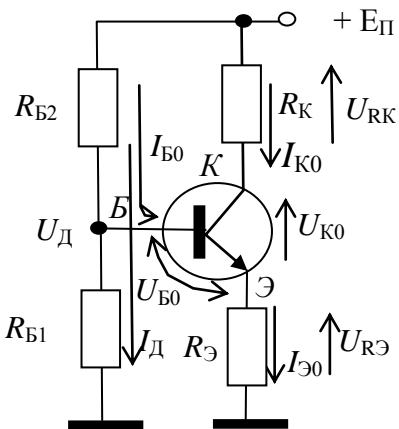


Рисунок 2.8 – Схема эмиттерной стабилизации

Алгоритм расчета по заданной рабочей точке I_{K0} и U_{K0} :

– напряжение питания равно

$$E_\Pi = U_{R\bar{E}} + U_{K0} + U_{RK},$$

где $U_{RK} = (0.5 \div 2.0)U_{K0}$, $U_{R\bar{E}} = (3 \div 5)U_{B\bar{E}}$.

Сопротивление в цепи коллектора: R_K равно

$$R_K = (E_\Pi - U_{R\bar{E}} - U_{K0}) / I_{K0}.$$

Сопротивление делителя R_{B1} равно

$$R_{B1} = U_D / I_D,$$

где $U_D = U_{B\bar{E}} + U_{R\bar{E}}$, $I_D = (5 \div 10)I_{B0}$.

Сопротивление делителя R_{B2} равно

$$R_{B2} = (E_\Pi - U_D) / (I_D + I_{B0}).$$

Сопротивление в цепи эмиттера $R_{\bar{E}}$ равно

$$R_{\bar{E}} = U_{R\bar{E}} / I_{\bar{E}0},$$

где $I_{\bar{E}0} = I_{K0} + I_{B0}$.

В схеме эмиттерной стабилизации рабочей точки действует отрицательная обратная связь (OOC), которая стабилизирует положение рабочей точки БТ.

$$\begin{array}{c} \uparrow I_{K0} \rightarrow \uparrow U_{R\bar{E}} \rightarrow \downarrow U_{B\bar{E}} \rightarrow \downarrow I_{B0} \downarrow I_{K0}, \\ \uparrow \text{_____} \quad \text{петля ООС} \quad \text{_____} \downarrow, \end{array}$$

где символами \uparrow и \downarrow показано увеличение, и уменьшение соответствующего параметра.

Лекция 3 Схемы включения БТ для переменного сигнала

3.1 Схема каскада с ОЭ

На рис. 3.1 приведена схема каскада усиления на биполярном транзисторе с общим эмиттером (ОЭ). Входной сигнал от источника напряжения E_Γ с внутренним сопротивлением R_Γ поступает через разделительный конденсатор C_{P1} на базу транзистора, усиливается и с коллектора транзистора через конденсатор C_{P2} поступает на нагрузку. Общим электродом для входного и выходного сигнала является эмиттер. Разделительные конденсаторы C_{P1} и C_{P2} обеспечивают независимый режим по постоянному и переменному току. Конденсатор $C_{БЛ}$ шунтирует резистор R_\varnothing и устраниет отрицательную обратную связь по переменному току в диапазоне рабочих частот. При подаче на вход положительного сигнала ток базы возрастает, ток коллектора возрастает и, следовательно, напряжение на R_K возрастает, а напряжение на коллекторе уменьшается. Таким образом, фаза выходного сигнала отличается от входного сигнала на 180° .

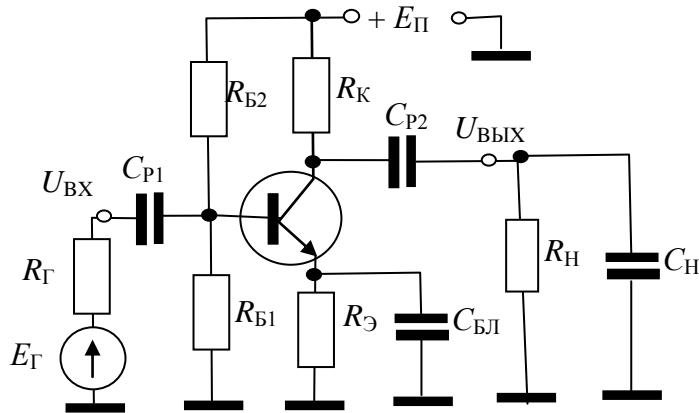


Рисунок 3.1 Схема каскада с ОЭ

3.2 Схема каскада с ОК

На рис. 3.2 приведена схема каскада усиления на транзисторе с общим коллектором (ОК). Входной сигнал от источника напряжения E_Γ с внутренним сопротивлением R_Γ поступает через разделительный конденсатор C_{P1} на базу транзистора, усиливается и с эмиттера транзистора через конденсатор C_{P2} поступает на нагрузку. Общим электродом для входного и выходного сигнала является коллектор, который через конденсатор $C_{БЛ}$ заземлен. При подаче на вход положительного сигнала ток базы возрастает, ток эмиттера возрастает и, следовательно, напряжение на R_\varnothing возрастает. Таким образом, коэффициент передачи по напряжению меньше единицы, а фаза выходного сигнала совпадает с фазой входного. Поэтому каскад с ОК называют «эмиттерным повторителем» или «повторителем напряжения».

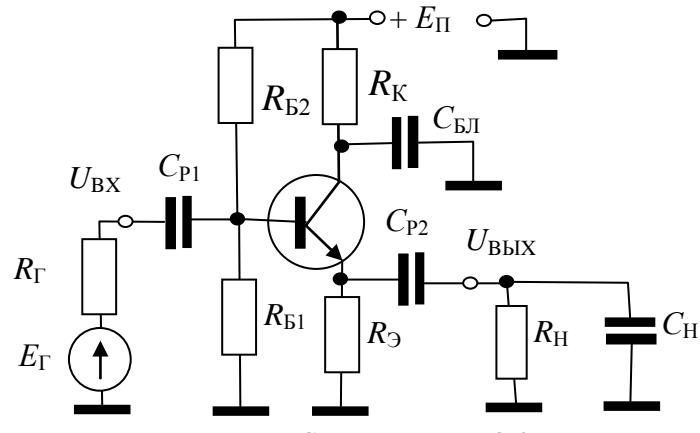


Рисунок 3.2 Схема каскада с ОК

3.3 Схема каскада с ОБ

На рис. 3.3 приведены две схемы изображения каскадов усиления на транзисторе с общей базой (ОБ).

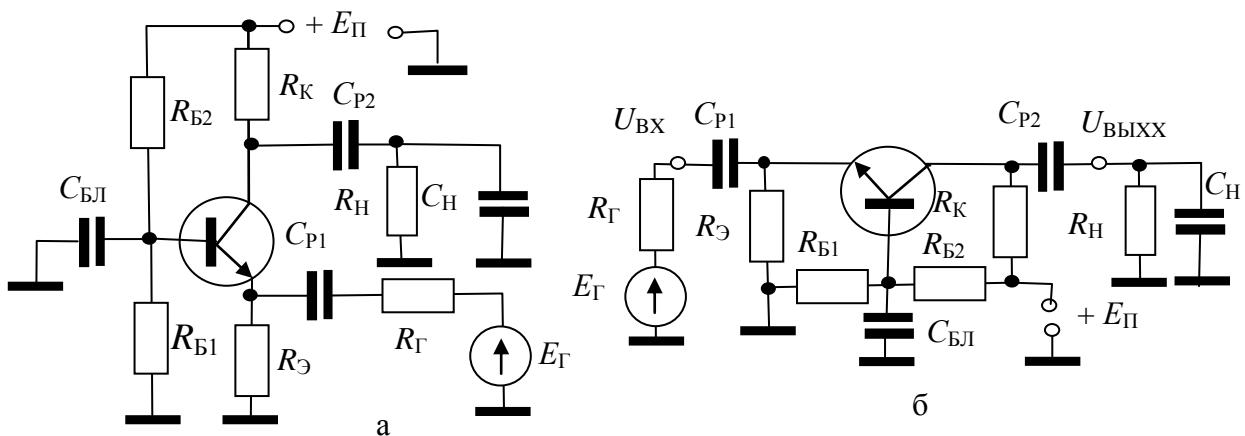


Рисунок 3.3 Схемы каскадов с ОБ

Входной сигнал от источника напряжения E_Γ с внутренним сопротивлением R_Γ поступает через разделительный конденсатор C_{P1} на эмиттер транзистора, усиливается и с коллектора транзистора через конденсатор C_{P2} поступает на нагрузку. Общим электродом для входного и выходного сигнала является база, которая через конденсатор $C_{\text{бл}}$ заземлена.

3.4 Построение нагрузочных прямых по постоянному и по переменному току

Для построения нагрузочной прямой по постоянному току $R_{\text{Н}}$ необходимо знать на выходной статической характеристики рис. 3.4 координаты двух точек. Координаты одной точки это рабочая точка $U_{\text{КО}}$ и $I_{\text{КО}}$. Координаты второй точки можно найти, приравнивая поочередно к нулю I_K и $U_{K\Theta}$. Если $I_K=0$ то $U_{K\Theta}=E_\Pi$, т.е. напряжение на коллекторе полностью закрытого транзистора равно E_Π . Если $U_{K\Theta}=0$, то $I_K=E_\Pi/(R_K+R_\Theta)$.

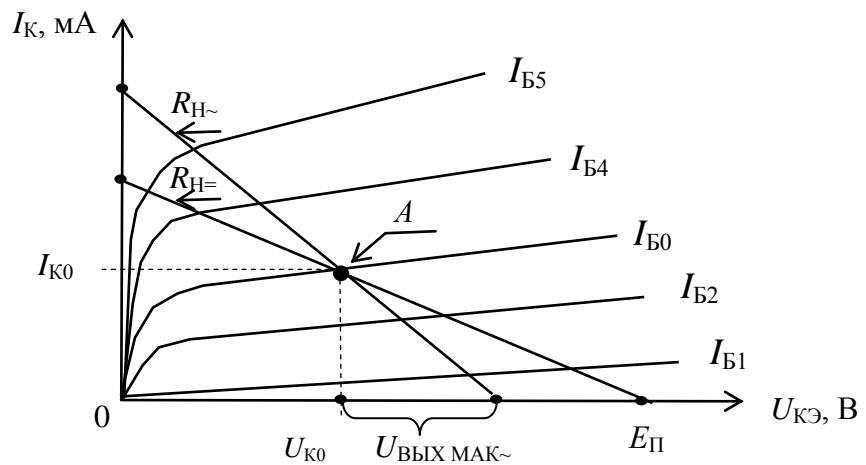


Рисунок 3.4 Нагрузочные прямые по постоянному и переменному току

Для построения нагрузочной прямой по переменному току $R_{H\sim}$ тоже необходимо знать на выходной статической характеристики рис. координаты двух точек. Координаты одной точки это рабочая точка U_{K0} и I_{K0} . А координаты второй точки на оси $U_{K\Theta}$ равны $(U_{K0} + U_{\text{ВЫХ МАК}\sim})$, где максимальное выходное напряжение равно произведению I_{K0} на сопротивление нагрузки по переменному току $R_{H\sim}$, т.е. $U_{\text{ВЫХ МАК}\sim} = I_{K0} \cdot R_{H\sim}$.

Лекция 4 Усилительные каскады на БТ

4.1 Анализ активного элемента в частотной области

На рис. 4.1 приведена схема усилительного устройства, представленного в виде четырехполюсника, к входным зажимам которого подключен генератор, а к выходным зажимам подключена нагрузка.

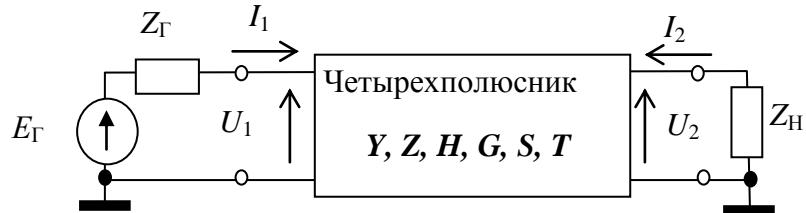


Рисунок 4.1 Схема четырехполюсника УУ

Четырехполюсник может быть представлен Y , Z , H , G , S , T – параметрами, которые однозначно связаны друг с другом и на основе которых рассчитываются основные параметры усилительного устройства:

коэффициент усиления по напряжению $K_U = U_2/U_1$;

коэффициент усиления по току $K_I = I_2/I_1$;

входное сопротивление $R_{BX} = U_1/I_1$;

выходное сопротивление $R_{VYX} = U_2/I_2$.

Для определения Y -параметров биполярного транзистора используются эквивалентные схемы. На рис. 4.2 представлена Т-образная эквивалентная схема, отражающая наиболее точно физическую структуру кристалла биполярного транзистора (без учета параметров корпуса транзистора).

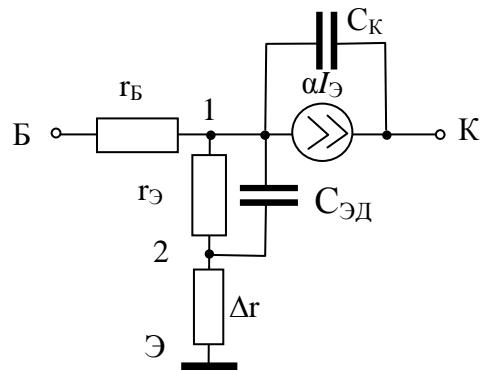


Рисунок 4.2 Эквивалентная схема БТ

Параметры элементов эквивалентной схемы определяются на основе справочных данных:

t_{OC} – постоянная времени цепи обратной связи;

C_K – емкость коллекторного перехода, которая зависит от напряжения коллектор-эмиттера $C_K(U_{K\Theta}) = C_K(U_{K\Theta_1}) [U_{K\Theta_1} / U_{K\Theta_2}]^{1/2}$;

$H_{21\Theta}$ – статический коэффициент усиления по току транзистора с ОЭ;

f_T – граничная частота усиления по току транзистора с ОЭ $f_T = |h_{21\Theta}| f_{izm}$, где $|h_{21\Theta}|$ – модуль коэффициента усиления по току на частоте измерения f_{izm} .

На основе справочных данных определим элементы эквивалентной схемы

$r_B = t_{OC} / C_K$ – объемное сопротивление базы;

$r_E = 25.6 \text{ [мВ]} / I_E \text{ [мА]}$ – активное сопротивление эмиттера при токе эмиттера I_E ;

$C_{ED} = 1 / (2\pi f_T r_E)$ – диффузионная емкость эмиттера;

$\Delta r = (0.5-1.5 \text{ Ома})$ – контактное сопротивление;

$\alpha = H_{21\Theta} / (1 + H_{21\Theta})(1 + jf / f_T)$ – коэффициент усиления по току транзистора с общей базой.

На основе метода узловых потенциалов можно составить определенную матрицу проводимостей эквивалентной схемы транзистора в следующем виде

$$Y_E = \begin{bmatrix} & \text{Б} & 1 & 2 & \text{К} \\ \text{Б} & & & & \\ 1 & & & & \\ 2 & & & & \\ \text{К} & & & & \end{bmatrix}.$$

Исключая в матрице проводимостей внутренние узлы 1 и 2 получим, матрицу Y -параметров биполярного транзистора по схеме ОЭ как четырехполюсника

$$Y_{OE} = \begin{bmatrix} & \text{Б} & \text{К} \\ \text{Б} & y_{11E} & y_{12E} \\ \text{К} & y_{21E} & y_{22E} \end{bmatrix}.$$

На основе Y -параметров биполярного транзистора по схеме ОЭ как четырехполюсника можно рассчитать основные параметры транзистора:
коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = -y_{21E} / (y_{22E} + y_H);$$

входную проводимость

$$y_{vx} = y_{11\Theta} - y_{21\Theta} y_{12\Theta} / (y_{22\Theta} + y_H);$$

выходную проводимость

$$y_{v_{\text{ых}}} = y_{22\Theta} - y_{21\Theta} y_{12\Theta} / (y_{11\Theta} + y_G);$$

коэффициент усиления по току

$$K_I = - K_U y_H / y_{vx},$$

где $y_H = 1/R_H$, $y_G = 1/R_G$ – проводимости нагрузки и генератора.

Дополнив исходную матрицу Y -параметров, чтобы сумма элементов по строкам и по столбцам была равна нулю получим неопределенную матрицу Y -параметров в следующем виде

$$Y_H = \begin{bmatrix} & \text{Б} & \text{К} & \text{Э} \\ \text{Б} & y_{11\Theta} & y_{12\Theta} & -(y_{11\Theta} + y_{12\Theta}) \\ \text{К} & y_{21\Theta} & y_{22\Theta} & -(y_{21\Theta} + y_{22\Theta}) \\ \text{Э} & -(y_{11\Theta} + y_{21\Theta}) & -(y_{12\Theta} + y_{22\Theta}) & y_{11\Theta} + y_{12\Theta} + y_{21\Theta} + y_{22\Theta} \end{bmatrix}.$$

Зачеркивая соответствующие общему узлу строку и столбец, получаем матрицу Y -параметров четырехполюсника для конкретной схемы включения транзистора (Б-Б для схемы с ОБ, К-К для схемы с ОК, Э-Э для схемы с ОЭ), на основе которых рассчитываются основные параметры.

Тогда матрица Y -параметров транзистора для схемы с ОК на основе матрицы Y -параметров транзистора для схемы с ОЭ запишется

$$Y_{OK} = \begin{bmatrix} & \text{Б} & \text{Э} \\ \text{Б} & y_{11\Theta} & -(y_{11\Theta} + y_{12\Theta}) \\ \text{Э} & -(y_{11\Theta} + y_{21\Theta}) & y_{11\Theta} + y_{12\Theta} + y_{21\Theta} + y_{22\Theta} \end{bmatrix}.$$

Матрица Y -параметров транзистора для схемы с ОБ на основе матрицы Y -параметров транзистора для схемы с ОЭ при перестановке строк и столбцов запишется

$$Y_{OB} = \begin{bmatrix} & \text{Э} & \text{К} \\ \text{Э} & y_{11\Theta} + y_{12\Theta} + y_{21\Theta} + y_{22\Theta} & -(y_{12\Theta} + y_{22\Theta}) \\ \text{К} & -(y_{21\Theta} + y_{22\Theta}) & y_{22\Theta} \end{bmatrix}.$$

4.2 Усилительный каскад с ОЭ

На рис. 4.3 приведена схема каскада с ОЭ для частот сигнала.

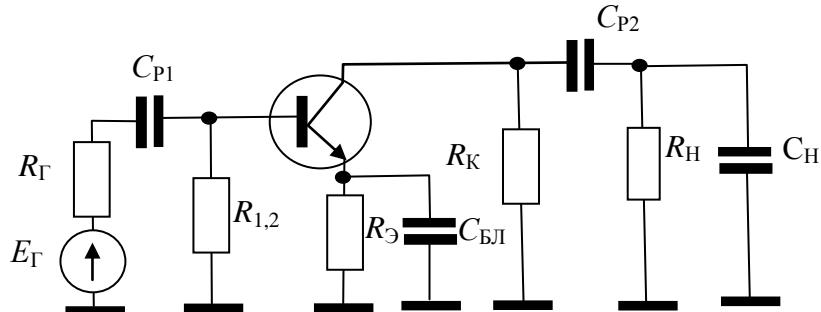


Рисунок 4.3 Схема каскада с ОЭ для частот сигнала

На рис.4.4 приведена АЧХ каскада с ОЭ.

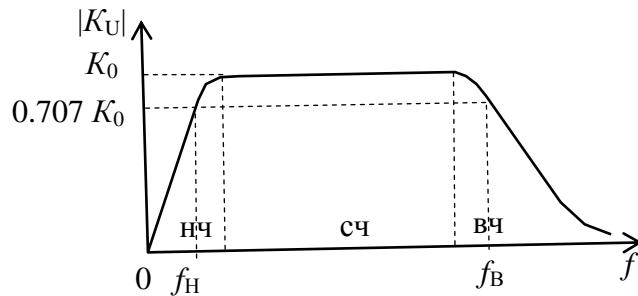


Рисунок 4.4 АЧХ каскада с ОЭ

Для частотного анализа характеристик каскада с ОЭ выделяют три области: область низких частот (НЧ), область средних частот (СЧ), область верхних частот (ВЧ) и анализ проводят отдельно для каждой частотной области.

В области СЧ коэффициент усиления постоянный, так как влиянием разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} и блокировочной емкости $C_{БЛ}$ можно пренебречь, а влияние инерционности транзистора и емкости нагрузки незначительно.

С понижением частоты сопротивление разделительной емкости C_{P1} , включенной последовательно на входе транзистора, увеличивается входной ток уменьшается, сопротивление разделительной емкости C_{P2} , включенной последовательно с нагрузкой, увеличивается выходной ток уменьшается, сопротивление блокировочной емкости $C_{БЛ}$, включенной параллельно R_E для устранения ООС, увеличивается напряжение поступающее на вход транзистора уменьшается. Таким образом, с понижением частоты коэффициент усиления каскада с ОЭ уменьшается.

С повышением частоты сопротивление емкости нагрузки C_H , включенной параллельно сопротивлению нагрузки уменьшается, эквивалентное сопротивление нагрузки уменьшается, коэффициент усиления каскада с ОЭ уменьшается. Кроме того, в области ВЧ на коэффициент усиления каскада с ОЭ влияет инерционность транзистора, уменьшение коэффициента усиления с повышением частоты.

4.2.1 Анализ каскада с ОЭ в области СЧ

На рис. 4.5 приведена эквивалентная схема каскада с ОЭ в области средних частот.

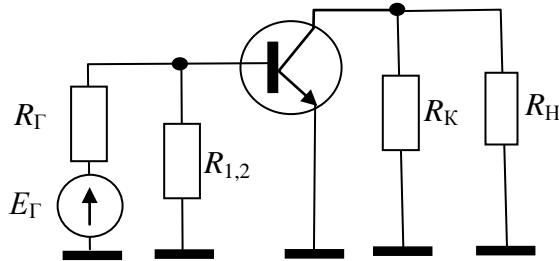


Рисунок 4.5 Эквивалентная схема каскада с ОЭ в области СЧ

Эквивалентная схема каскада с ОЭ в области СЧ не содержит реактивных элементов. Влиянием разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} и блокировочной емкости $C_{БЛ}$ можно пренебречь, а влияние инерционности транзистора и емкости нагрузки незначительно.

В области СЧ матрица Y -параметров транзистора для схемы с ОЭ запишется

$$Y_{O\Theta} = \begin{bmatrix} B & \begin{matrix} B & K \\ y_{11\Theta} & y_{12\Theta} \end{matrix} \\ K & \begin{matrix} B & K \\ y_{21\Theta} & y_{22\Theta} \end{matrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B & \begin{matrix} B & K \\ g & 0 \end{matrix} \\ K & \begin{matrix} B & K \\ S_0 & 0 \end{matrix} \end{bmatrix},$$

где $g=1/[(r_B+(1+H_{21\Theta})(r_E+\Delta r)]$ - входная проводимость транзистора для каскада с ОЭ, $S_0=1/(r_E+\Delta r)=H_{21\Theta}$ g – крутизна транзистора.

В области средних частот матрица Y -параметров каскад с ОЭ с учетом внешних элементов рис. запишется

$$Y_K = \begin{bmatrix} g + g_{12} & 0 \\ S_0 & g_K \end{bmatrix},$$

где $g_{12}=R_{B1}R_{B2}/(R_{B1}+R_{B2})$ проводимость делителя напряжения, $g_K=1/R_K$ – проводимость в цепи коллектора.

Используя матрицу Y -параметров в области СЧ, найдем основные параметры каскада с ОЭ:

входную проводимость:

$$y_{VX} = y_{11\Theta} - y_{21\Theta} y_{12\Theta} / (y_{22\Theta} + y_H) = g + g_{12};$$

выходную проводимость

$$y_{VH} = y_{22\Theta} - y_{21\Theta} y_{12\Theta} / (y_{11\Theta} + y_G) = g_K;$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = -y_{21\Theta} / (y_{22\Theta} + y_H) = -S_0 / (g_K + g_H) = -S_0 R_{EKB};$$

коэффициент усиления по току

$$K_I = - K_U \frac{y_{NKB}}{y_{VX}} = - H_{21E} g / y_{VX},$$

где $y_{NKB}=1/R_{NKB}$ – эквивалентная проводимость нагрузки.

4.2.2 Анализ каскада с ОЭ в области ВЧ

На рис. 4.6 приведена эквивалентная схема каскада с ОЭ в области ВЧ.

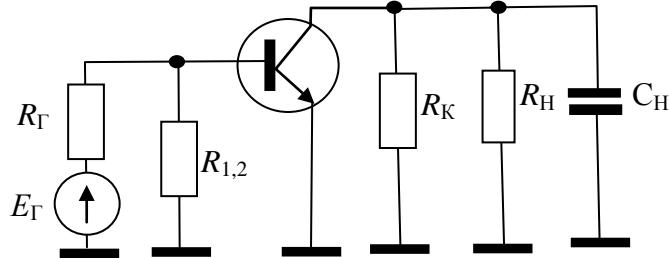


Рисунок 4.6 Эквивалентная схема каскада с ОЭ в области ВЧ

В области ВЧ матрица Y -параметров транзистора для схемы с ОЭ запишется

$$Y_K = \begin{bmatrix} g + g_{12} + j \omega (C_K + C_{\text{ЭД}}) & -j \omega C_K \\ \hline S_0 / (1 + j \omega \tau_B) - j \omega C_K & g_K + j \omega C_{\text{вых}} \end{bmatrix},$$

где $\tau_B = \tau_1 + \tau_2$ - постоянная времени каскада,

$\tau = S_0 r_B / (2\pi f_T)$ - постоянная времени транзистора,

$\tau_1 = S_0 r_B C_K R_{NKB}$ - постоянная времени выходной цепи транзистора,

$\tau_2 = C_H R_{NKB}$ - постоянная времени нагрузки, $R_{NKB} = R_K R_H / (R_K + R_H)$.

Используя матрицу Y -параметров каскада с ОЭ в области ВЧ, найдем основные параметры:

входную проводимость

$$y_{VX} = g + g_{12} + j \omega C_{\text{вхдин}},$$

где $C_{\text{вхдин}} = C_{\text{ЭД}} + (1 + K_0) C_K = \tau / r_B + (1 + K_0) C_K$ – входная динамическая емкость каскада;

выходную проводимость

$$y_{VYX} = g_K + j \omega C_{\text{вых}},$$

где $C_{\text{вых}} = C_K S_0 r_B$ - выходная емкость каскада;

коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UB} = K_0 / (1 + j \omega \tau_B) = S_0 R_{H\sim} / (1 + j \omega \tau_B);$$

коэффициент усиления по току

$$K_{IB} = - K_{UB} \frac{U_{H\sim}}{U_{VB}}$$

относительный коэффициент усиления по напряжению равен

$$Y_{UB} = K_{UB} / K_0 = 1/(1+j\omega\tau_B) = |Y_{UB}| \exp(j\omega\varphi_B),$$

где $|Y_U| = 1/[1+(\omega\tau_B)^2]^{1/2}$ – выражение для АЧХ каскада в области ВЧ,

$\varphi_B = \arctg(\omega\tau_B)$ – выражение для ФЧХ каскада в области ВЧ,

$M_B = 1/|Y_{UB}| = [1+(\omega\tau_B)^2]^{1/2} = [1+(f_{B3}/f_{B0707})^2]^{1/2}$ выражение для коэффициента частотных искажений,

где f_{B3} – заданная верхняя частота одного каскада.

Тогда выражение для верхней граничной частоты транзистора для однокаскадного усилителя с заданной верхней частотой f_3 запишется

$$f_{B0707} = f_3 / [M_B^2 - 1]^{1/2}.$$

Для n – каскадного усилителя выражение для верхней граничной частоты транзистора запишется

$$f_{B0707} = f_3 / \sqrt[n]{M_B^2 - 1}.$$

4.2.3 Анализ каскада с ОЭ в области НЧ

На рис. 4.7 приведена эквивалентная схема каскада с ОЭ в области НЧ.

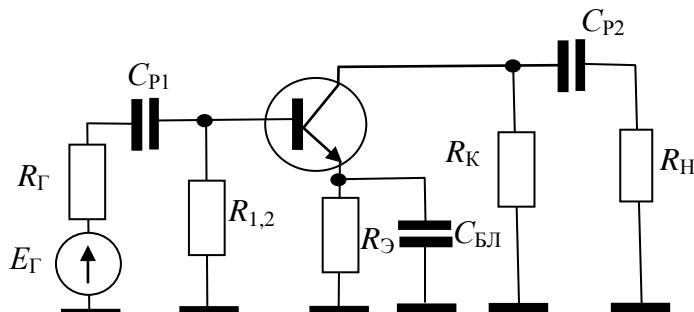


Рисунок 4.7 Эквивалентная схема каскада с ОЭ в области НЧ

Общий коэффициент частотных искажений в области НЧ определяется влиянием разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} и блокировочной емкости C_{BL} . Коэффициент усиления по напряжению в области НЧ запишется

$$K_{UH} = K_0 / M_{H\Sigma},$$

где $M_{H\Sigma}$ – общий коэффициент частотных искажений равный

$$M_{H\Sigma} = M_{HCP1} M_{HCP2} M_{HCBL},$$

где M_{HCP1} , M_{HCP2} , M_{HCBL} – коэффициенты частотных искажений разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} и блокировочной емкости C_{BL} .

Коэффициент частотных искажений для одной емкости равен

$$M_{HC} = \sqrt{1 + [1/(\omega \tau_{HC})]^2}.$$

Отсюда найдем выражение для постоянной времени емкости через коэффициент частотных искажений

$$\tau_{HC} = 1/(\omega \sqrt{M_{HC}^2 - 1}).$$

С другой стороны постоянная времени в общем случае может быть определена по формуле

$$\tau_{HC} = C(R_L + R_\Pi),$$

где R_L, R_Π - эквивалентное сопротивление стоящее слева и справа от емкости C .

Для эквивалентной схемы каскада с ОЭ, приведенной на рис. 4.7 постоянная времени для разделительной емкости C_{P1} запишется

$$\tau_{HCP1} = C_{CP1}(R_T + R_{BHOE}),$$

где R_{BHOE} - входное сопротивление каскада с ОЭ.

Для разделительной емкости C_{P2} получим

$$\tau_{HCP2} = C_{CP2}(R_K + R_H).$$

Для блокировочной емкости C_{BBL} найдем

$$\tau_{HBL} = C_{BBL}(R_{BHOB} + 0),$$

где $R_{BHOB} = 1/S_0$ - входное сопротивление каскада с ОБ.

На рис.4.8 показано влияние на АЧХ каскада с ОЭ варьирования номиналов элементов схемы.

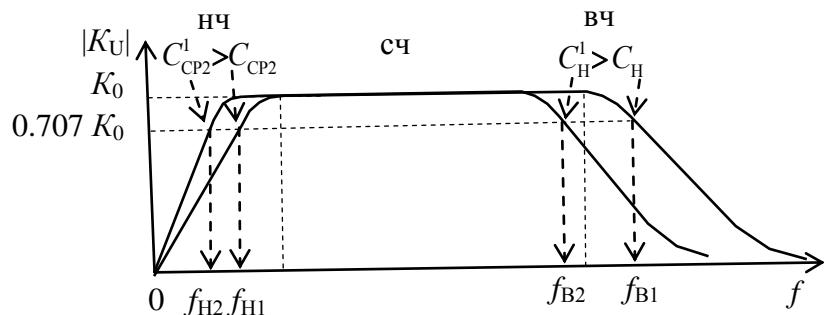


Рисунок 4.8 АЧХ каскада с ОЭ при варьировании номиналов элементов схемы

4.3 Усилительный каскад с ОБ

На рис. 4.9 приведена схема каскада с ОБ для частот сигнала.

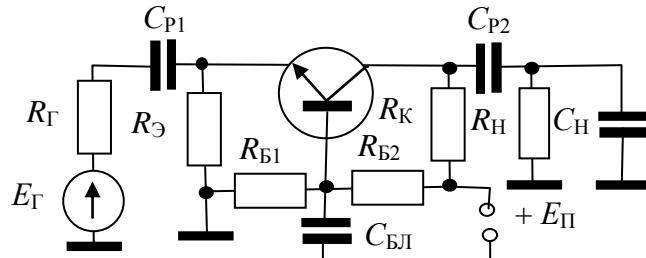


Рисунок 4.9 Схема каскада с ОБ для частот сигнала

Частотный анализ характеристик каскада с ОБ будем проводить в области низких частот (НЧ), области средних частот (СЧ) и области верхних частот отдельно для каждой частотной области.

4.3.1 Анализ каскада с ОБ в области СЧ

На рис. 4.10 приведена эквивалентная схема каскада с ОЭ в области средних частот.

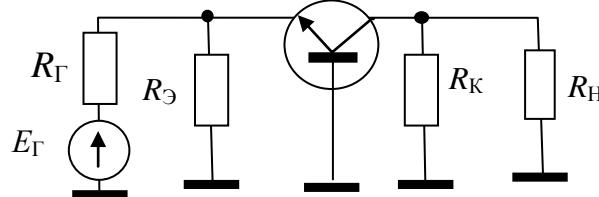


Рисунок 4.10 Эквивалентная схема каскада с ОБ в области СЧ

Эквивалентная схема каскада с ОБ в области СЧ не содержит реактивных элементов. В области СЧ матрица Y -параметров транзистора для схемы с ОБ запишется

$$Y_{OB} = \begin{bmatrix} \mathcal{E} & \mathcal{K} \\ \mathcal{K} & K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{E} & 0 \\ 0 & K \end{bmatrix} .$$

$$\begin{bmatrix} \mathcal{E} & \mathcal{K} \\ \mathcal{K} & K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_0 + g & 0 \\ -S_0 & 0 \end{bmatrix}$$

В области СЧ матрица Y -параметров каскад с ОБ с учетом внешних элементов рис. 4.10 запишется

$$Y_K = \begin{bmatrix} S_0 + g + g_\varnothing & 0 \\ -S_0 & g_K \end{bmatrix},$$

где $g_\varnothing = 1/R_\varnothing$ – проводимость сопротивления в цепи эмиттера.

Используя матрицу Y -параметров в области СЧ, найдем основные параметры каскада с ОБ:

входную проводимость

$$y_{VHOB} = y_{11B} - y_{21B} y_{12B} / (y_{22B} + y_H) = S_0 + g + g_\varnothing \approx S_0;$$

выходную проводимость

$$y_{\text{выход}} = y_{22B} - y_{21B} y_{12B} / (y_{11B} + y_{\Gamma}) = g_K;$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UOB} = - y_{21OB} / (y_{22OB} + y_H) = S_0 / (g_K + g_H) = S_0 R_{EKV};$$

коэффициент усиления по току

$$K_{IOB} = - K_U y_{H EKV} / y_{VX} = S_0 R_{EKV} / (R_{EKV} S_0) \approx 1 (\alpha_0 = \beta / (1 + \beta)),$$

где α_0 – коэффициент усиления по току транзистора в схеме с ОБ;
 β – коэффициент усиления по току транзистора в схеме с ОЭ.

4.3.2 Анализ каскада с ОБ в области ВЧ

На рис. 4.11 приведена эквивалентная схема каскада с ОЭ в области ВЧ.

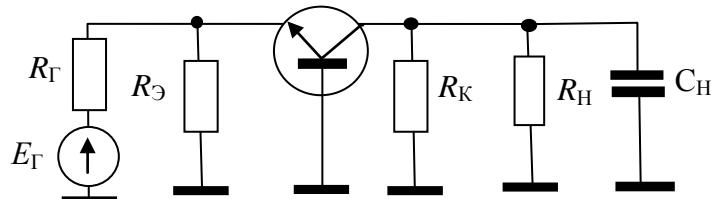


Рисунок 4.11 Эквивалентная схема каскада с ОБ в области ВЧ

В области ВЧ матрица Y -параметров с учетом внешних элементов для схемы каскада с ОБ запишется

$$Y_K = \begin{bmatrix} S_0 / (1 + j\omega \tau_B) + g + g_E + j\omega (C_{ED} + C_{VYX} - C_K) & -j\omega (C_{VYX} - C_K) \\ -S_0 / (1 + j\omega \tau_B) + j\omega (C_K - C_{VYX}) & g_K + j\omega C_{VYX} \end{bmatrix}.$$

Используя матрицу Y -параметров каскада с ОБ в области ВЧ, найдем основные параметры:

входную проводимость

$$y_{VX} = S_0 / (1 + j\omega \tau_B);$$

выходную проводимость

$$y_{VYX} = g_K + j\omega C_{VYX};$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UB} = K_0 / (1 + j\omega \tau_B) = S_0 R_{H~} / (1 + j\omega \tau_B);$$

коэффициент усиления по току

$$K_{IB} = \alpha = \alpha_0 / (1 + j f / f_\alpha),$$

где f_α - граничная частота по току для транзистора в схеме ОБ.

Модуль входной проводимости с ростом частоты уменьшается, что означает об индуктивном характере проводимости каскада с ОБ на ВЧ.

4.3.3 Анализ каскада с ОБ в области НЧ

На рис. 4.12 приведена эквивалентная схема каскада с ОЭ в области НЧ.

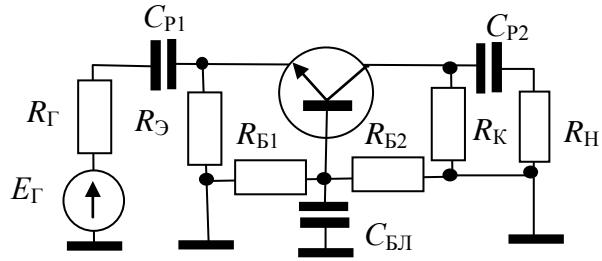


Рисунок 4.12 Эквивалентная схема каскада с ОБ в области НЧ

Общий коэффициент частотных искажений в области НЧ определяется влиянием разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} и блокировочной емкости C_{BL} . Коэффициент усиления по напряжению в области НЧ запишется

$$K_{UH} = K_0 / M_{H\Sigma},$$

где $M_{H\Sigma}$ – общий коэффициент частотных искажений равный,

$$M_{H\Sigma} = M_{HC} M_{CP1} M_{CP2} M_{HBL},$$

где M_{HC} , M_{CP1} , M_{CP2} , M_{HBL} – коэффициенты частотных искажений разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} и блокировочной емкости C_{BL} .

Коэффициент частотных искажений для одной емкости равен

$$M_{HC} = \sqrt{1 + [1 / (\omega \tau_{HC})]^2}.$$

Отсюда найдем выражение для постоянной времени емкости через коэффициент частотных искажений

$$\tau_{HC} = 1 / (\omega \sqrt{M_{HC}^2 - 1}).$$

С другой стороны постоянная времени в общем случае может быть определена по формуле

$$\tau_{HC} = C(R_L + R_{\Pi}),$$

где R_L , R_{Π} - эквивалентное сопротивление стоящее слева и справа от емкости C .

Для эквивалентной схемы каскада с ОБ, приведенной на рис. 4.12 постоянная времени для разделительной емкости C_{P1} запишется

$$\tau_{HCP1} = C_{P1}(R_\Gamma + R_{\text{ВХОБ}}),$$

где $R_{\text{ВХОБ}}$ - входное сопротивление каскада с ОБ.

Для разделительной емкости C_{P2} получим

$$\tau_{HCP2} = C_{P2}(R_K + R_H).$$

Для блокировочной емкости $C_{\text{БЛ}}$ найдем

$$\tau_{HBL} = C_{\text{БЛ}}(R_{\text{ВХОЭ}} + 0),$$

где $R_{\text{ВХОЭ}}$ - входное сопротивление каскада с ОЭ.

4.4 Усилительный каскад с ОК

На рис. 4.13 приведена схема каскада с ОК для частот сигнала.

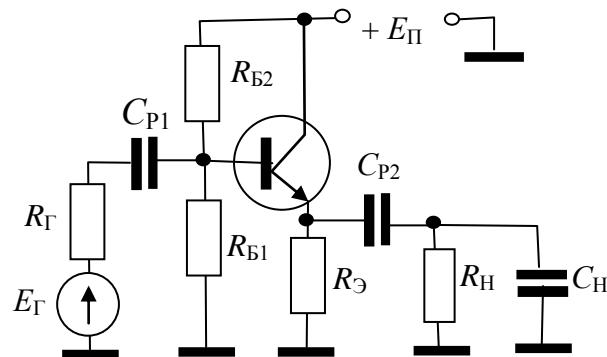


Рисунок 4.13 Схема каскада с ОК для частот сигналов

Схему каскада с ОК называют «эмиттерным повторителем», так как его коэффициент усиления по напряжению примерно равен единице. Каскад с ОК не инвертирует входной сигнал.

Частотный анализ характеристик каскада с ОБ будем проводить отдельно для каждой частотной области: НЧ, СЧ, ВЧ.

4.4.1 Анализ каскада с ОК в области СЧ

На рис. 4.14 приведена эквивалентная схема каскада с ОК в области СЧ.

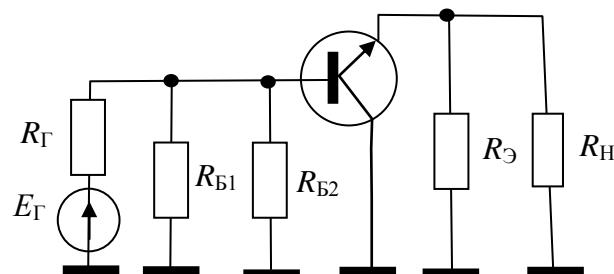


Рисунок 4.14 Схема каскада с ОК для частот сигналов

Эквивалентная схема каскада с ОК в области СЧ не содержит реактивных элементов. В области СЧ матрица Y -параметров транзистора для схемы с ОК запишется

$$Y_{OK} = \begin{bmatrix} B & y_{11K} & K \\ y_{12K} & y_{21K} & y_{22K} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B & g & K \\ g & -g & - \\ -(S_0+g) & S_0+g & \end{bmatrix}.$$

В области СЧ матрица Y -параметров каскада с ОК с учетом внешних элементов рис. 4.14 запишется

$$Y_K = \begin{bmatrix} g+g_{12} & -g \\ -(S_0+g) & S_0+g+g_3 \end{bmatrix}.$$

Используя матрицу Y -параметров в области СЧ, найдем основные параметры каскада с ОК:

- входную проводимость

$$y_{VOK} = y_{11K} - y_{21K} y_{12K} / (y_{22K} + y_K) = g_{12} + g / [1 + (S_0 + g) R_{OK}] = g_{12} + g/F,$$

где $F = 1 + (S_0 + g) R_{OK}$ – глубина отрицательной ОС;

выходную проводимость

$$y_{VOK} = y_{22K} - y_{21K} y_{12K} / (y_{11K} + y_K) = S_0 + g_3 \approx S_0;$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UOK} = - y_{21OK} / (y_{22OK} + y_K) = (S_0 + g) / (S_0 + g + g_3 + g_H) \approx 1;$$

коэффициент усиления по току

$$K_{IOK} = - K_U y_{NOK} / y_{VOK} \approx y_{NOK} / (g_{12} + g/F).$$

4.4.2 Анализ каскада с ОК в области ВЧ

На рис. 4.15 приведена эквивалентная схема каскада с ОК в области ВЧ.

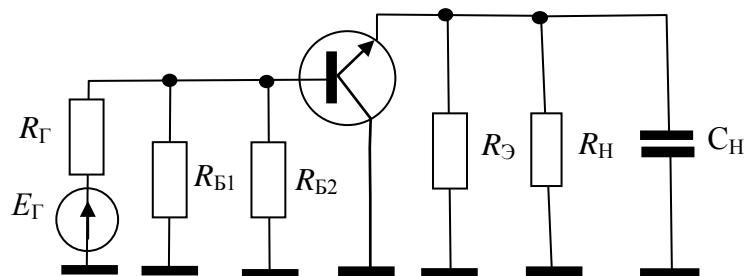


Рисунок 4.15 Эквивалентная схема каскада с ОК в области ВЧ

В области ВЧ матрица Y -параметров с учетом внешних элементов для схемы каскада с ОК запишется

$$Y_K = \begin{bmatrix} g + j\omega(C_K + C_{ЭД}) & -(g + j\omega C_{ЭД}) \\ -S_0/(1+j\omega\tau_B) - g - j\omega C_{ЭД} & S_0/(1+j\omega\tau_B) + g + j\omega(C_{ЭД} + C_{вых} - C_K) \end{bmatrix}.$$

Используя матрицу Y -параметров каскада с ОК в области ВЧ, найдем основные параметры:

входную проводимость

$$y_{вх} = g_{12} + g/F + j\omega C_{вхдин},$$

где $C_{вхдин} = C_K + C_H / (1 + H_{21E})$ - входная динамическая емкость;

выходную проводимость

$$y_{вых} \approx S_0/(1+j\omega\tau_B);$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UB} = K_0 / (1 + j\omega\tau_{BOK}/F),$$

где $\tau_{BOK} = (\tau + C_H R_{ЭКВ})/F$ – постоянная времени каскада с ОК в области ВЧ.

Модуль выходной проводимости с ростом частоты уменьшается, что говорит об индуктивном характере проводимости каскада с ОК на ВЧ.

4.4.3 Анализ каскада с ОК в области НЧ

На рис. 4.16 приведена эквивалентная схема каскада с ОБ в области НЧ.

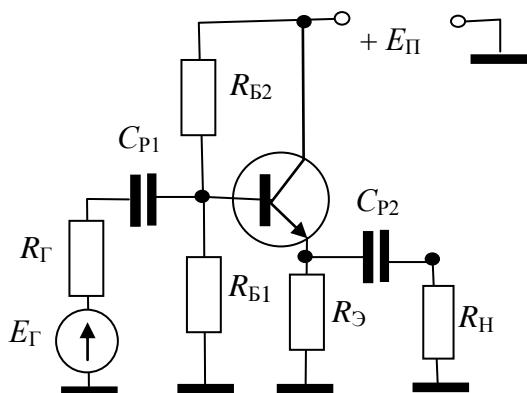


Рисунок 4.16 Эквивалентная схема каскада с ОК в области НЧ

Общий коэффициент частотных искажений в области НЧ определяется влиянием разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} . Коэффициент усиления по напряжению в области НЧ запишется

$$K_{UH} = K_0 / M_{H\Sigma},$$

где $M_{H\Sigma}$ – общий коэффициент частотных искажений равный,

$$M_{H\Sigma} = M_{HCP1}M_{HCP2},$$

где M_{HCP1}, M_{HCP2} – коэффициенты частотных искажений разделительных емкостей C_{P1}, C_{P2} .

Коэффициент частотных искажений для одной емкости равен

$$M_{HC} = \sqrt{1 + [1/(\omega\tau_{HC})]^2}.$$

Отсюда найдем выражение для постоянной времени емкости через коэффициент частотных искажений

$$\tau_{HC} = 1/(\omega\sqrt{M_{HC}^2 - 1}).$$

С другой стороны постоянная времени в общем случае может быть определена по формуле

$$\tau_{HC} = C(R_L + R_\Pi),$$

где R_L, R_Π - эквивалентное сопротивление стоящее слева и справа от емкости C .

Для эквивалентной схемы каскада с ОК, приведенной на рис. постоянная времени для разделительной емкости C_{P1} запишется

$$\tau_{HCP1} = C_{CP1}(R_\Gamma + R_{ВХОК}),$$

где $R_{ВХОК}$ - входное сопротивление каскада с ОК.

Для разделительной емкости C_{P2} получим

$$\tau_{HCP2} = C_{CP2}(R_{ВЫХОК} + R_H).$$

Параметры биполярного транзистора для различных схем включения приведены в таблице 4.1

Таблица 4.1

Параметры БТ для различных схем включения

Параметры	Схема		
	ОЭ	ОБ	ОК
$R_{ВХ}$	$1/(g+g_{12})$, сотни Ом	$1/S_0$, единицы, десятки Ом	$R_{ВХОЭ} + R_{ЭКВ}(1+\beta)$, единицы, десятки кОм
$R_{ВЫХ}$	$\approx R_K$, единицы кОм	$\approx R_K$, единицы кОм	$1/S_0$, единицы, десятки Ом
K_U	$S_0 R_{ЭКВ} \gg 1$	$S_0 R_{ЭКВ} \gg 1$	$S_0 R_{ЭКВ}/(1+S_0 R_{ЭКВ}) \approx 1$
K_I	$\approx \beta \gg 1$	$\alpha \approx \beta/(1+\beta) \approx 1$	$\approx \beta \gg 1$

Лекция 5 Усилительные каскады на полевом транзисторе

5.1 Схема включения ПТ по постоянному току

На рис. 5.1 приведена схема включения полевого транзистора по постоянному току, которая обеспечивает положение рабочей точки А на проходной и выходной статических характеристиках ПТ.

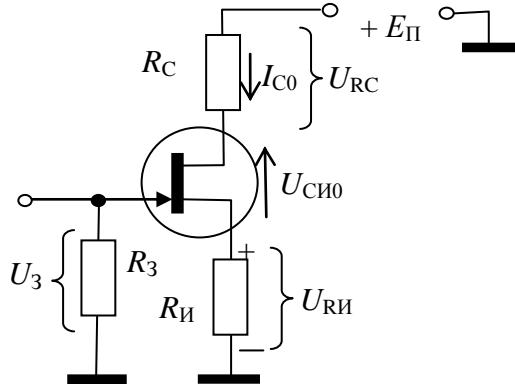


Рисунок 5.1 Схема включения ПТ по постоянному току

Алгоритм расчета по заданной рабочей точке I_{C0} и U_{C0} :

по заданному току стока на проходной характеристике находим U_{30} :

– напряжение питания равно:

$$E_{\Pi} = U_{RI} + U_{CI0} + U_{RC},$$

где $U_{RC} = (0.5 \div 2.0)U_{C0}$, $U_{RI} = U_{30}$, $U_{CI0} = U_{C0}$;

сопротивление в цепи стока R_C равно

$$R_C = (E_{\Pi} - U_{RI} - U_{CI0}) / I_{C0};$$

сопротивление в цепи стока R_C равно

$$R_C = U_{RI} / I_{C0}.$$

В схеме действует отрицательная обратная связь (цепь автосмещения), которая стабилизирует положение рабочей точки полевого транзистора

$$\begin{array}{c} \uparrow I_{C0} \rightarrow \uparrow U_{RI} \rightarrow \downarrow U_{30} \rightarrow \downarrow I_{C0}, \\ \uparrow \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \downarrow \\ \text{цепь автосмещения} \end{array}$$

где символами \uparrow и \downarrow показано увеличение, и уменьшение соответствующего параметра.

5.2 Схемы включения ПТ для переменного сигнала

5.2.1 Схема каскада с ОИ

На рис. 5.2 приведена схема каскада усиления на транзисторе с общим истоком (ОИ). Входной сигнал от источника напряжения E_{Γ} с внутренним сопротивлением R_{Γ} поступает через разделительный конденсатор C_{P1} на затвор транзистора, усиливается и со стока

транзистора через конденсатор C_{P2} поступает на нагрузку. Общим электродом для входного и выходного сигнала является исток. Разделительные конденсаторы C_{P1} и C_{P2} обеспечивают независимый режим по постоянному и переменному току. Конденсатор $C_{БЛ}$ шунтирует резистор R_I и устраняет отрицательную обратную связь по переменному току в диапазоне рабочих частот. Для гармонического сигнала фаза выходного сигнала отличается от входного сигнала на 180° .

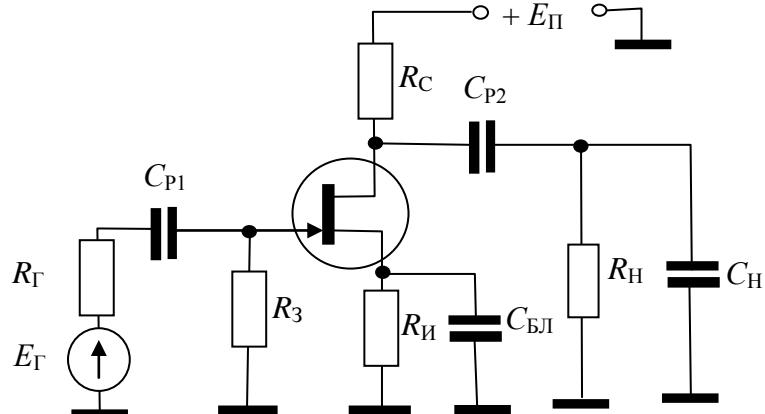


Рисунок 5.2 Схема каскада с ОИ для частот сигналов

5.2.2 Схема каскада с ОС

На рис. 5.3 приведена схема каскада усиления на транзисторе с общим стоком (ОС). Входной сигнал от источника напряжения E_Γ с внутренним сопротивлением R_Γ поступает через разделительный конденсатор C_{P1} на затвор транзистора, усиливается и с истока транзистора через конденсатор C_{P2} поступает на нагрузку. Общим электродом для входного и выходного сигнала является сток, который через конденсатор $C_{БЛ}$ заземлен.

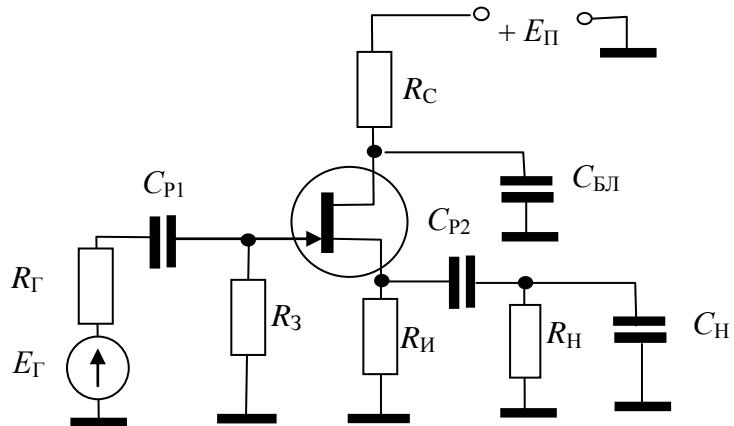


Рисунок 5.3 Схема каскада с ОС для частот сигналов

5.2.3 Схема каскада с ОЗ

На рис. 5.4 приведена схема каскада на ПТ с общим затвором (ОЗ). Входной сигнал от источника напряжения E_Γ с внутренним сопротивлением R_Γ поступает через разделительный конденсатор C_{P1} на исток транзистора, усиливается и со стока транзистора через конденсатор C_{P2} поступает на нагрузку. Общим электродом для входного и выходного сигнала является затвор, который заземлен.

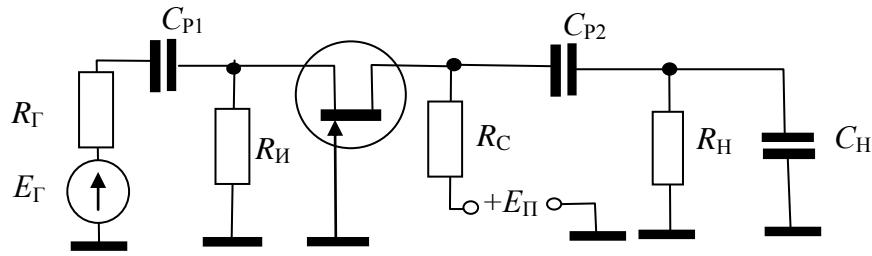


Рисунок 5.4 Схема каскада с ОЗ для частот сигнала

5.2.4 Построение нагрузочных прямых по постоянному и переменному току

Для построения нагрузочной прямой по постоянному току $R_{H=}$ необходимо знать на выходной статической характеристики рис. 5.5 координаты двух точек. Координаты одной точки это рабочая точка U_{CO} и I_{CO} . Координаты второй точки можно найти, приравнивая поочередно к нулю I_C и U_{CI} . Если $I_C=0$ то $U_{CI}=E_{\Pi}$, т.е. напряжение на коллекторе полностью закрытого транзистора равно E_{Π} . Если $U_{CI}=0$, то $I_C=E_{\Pi}/(R_C+R_I)$.

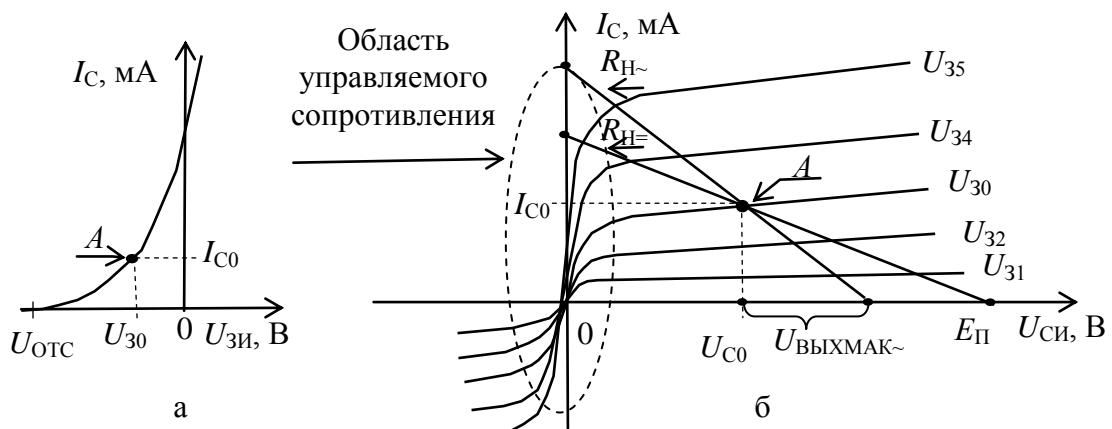


Рисунок 5.5 Статические характеристики ПТ; а) проходная, б) выходные

Для построения нагрузочной прямой по переменному току $R_{H\sim}$ тоже необходимо знать на выходной статической характеристики рис. 5.5 координаты двух точек. Координаты одной точки это рабочая точка U_{CO} и I_{CO} . А координаты второй точки на оси U_{CI} равны ($U_{CO} + U_{\text{выход МАК}}$), где максимальное выходное напряжение равно произведению I_{CO} на сопротивление нагрузки по переменному току $R_{H\sim}$, т.е. $U_{\text{выход МАК}} = I_{CO} \cdot R_{H\sim}$.

Лекция 6 Усилительные каскады на ПТ

6.1 Анализ каскадов на ПТ в частотной области

Для определения Y -параметров ПТ используются эквивалентные схемы. На рис. 6.1 представлена эквивалентная схема, отражающая физическую структуру кристалла полевого транзистора (без учета параметров корпуса транзистора).

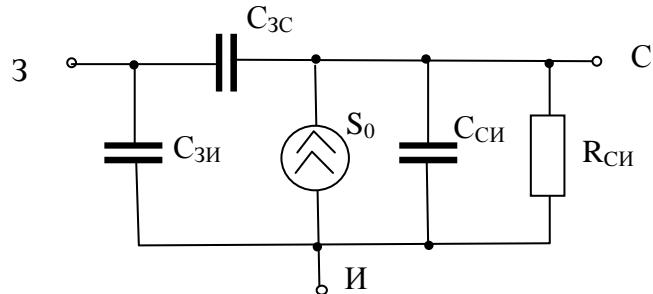


Рисунок 6.1 Эквивалентная схема ПТ

На основе метода узловых потенциалов для эквивалентной схемы полевого транзистора, приведенной на рис. 5.1 неопределенная матрица Y -параметров запишется в следующем виде

$$Y_H = \begin{bmatrix} & \text{З} & \text{С} & \text{И} \\ \text{З} & j\omega(C_{3И} + C_{3C}) & -j\omega C_{3C} & -j\omega C_{3И} \\ \text{С} & S_0 e^{j\omega\tau} - j\omega C_{3C} & j\omega(C_{СИ} + C_{3C}) + g_{СИ} & -S_0 e^{j\omega\tau} - j\omega C_{СИ} - g_{СИ} \\ \text{И} & -S_0 e^{j\omega\tau} - j\omega C_{3И} & -j\omega C_{СИ} - g_{СИ} & S_0 e^{j\omega\tau} + j\omega(C_{3И} + C_{СИ}) + g_{СИ} \end{bmatrix},$$

где $\tau = C_{3И}/S_0$ - время пролета носителей.

Из справочных данных τ можно пренебречь, используя только S_0 .

Зачеркивая соответствующие общему узлу строку и столбец, получаем матрицу Y -параметров четырехполюсника для конкретной схемы включения транзистора, а именно (3-3 для схемы с ОЗ, С-С для схемы с ОС, И-И для схемы с ОИ), на основе которых рассчитываются основные параметры.

6.2 Усилительный каскад с ОИ

На рис. 6.2 приведена схема каскада с ОИ для частот сигналов.

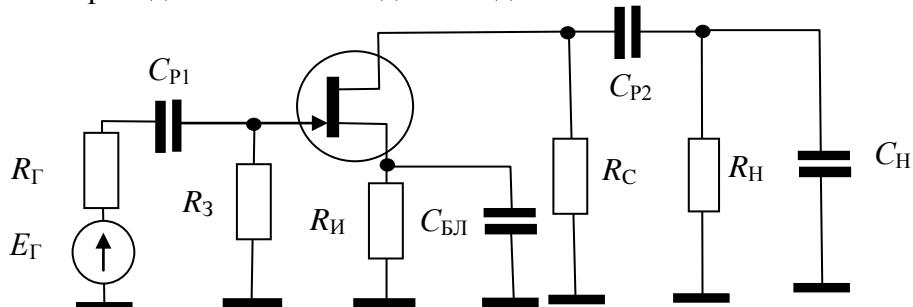


Рисунок 6.2 Схема каскада с ОИ для частот сигналов

Для частотного анализа характеристик каскада с ОЭ выделяют три области: область НЧ, область СЧ, область ВЧ и анализ проводят отдельно для каждой частотной области.

6.2.1 Анализ каскада с ОИ в области СЧ

На рис. 6.3 приведена эквивалентная схема каскада с ОИ в области средних частот.

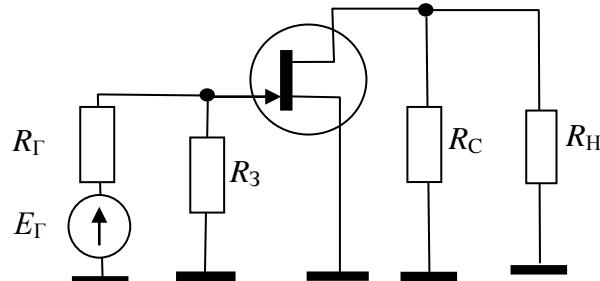


Рисунок 6.3 Эквивалентная схема каскада с ОИ в области СЧ

Эквивалентная схема каскада с ОЭ в области СЧ не содержит реактивных элементов. Влиянием разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} и блокировочной емкости $C_{БЛ}$ можно пренебречь, а влияние инерционности транзистора и емкости нагрузки незначительно.

В области СЧ из неопределенной матрицы Y -параметров транзистора матрица Y -параметров для схемы с ОИ запишется

$$Y_{\text{ОИ}} = \begin{bmatrix} 3 & C \\ y_{11\text{и}} & y_{12\text{и}} \\ \hline C & \\ y_{21\text{и}} & y_{22\text{и}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3 & C \\ g_3 & 0 \\ \hline S_0 & g_{zi} + g_C \end{bmatrix},$$

где $g_3 = 1/R_3$, $g_C = 1/R_C$ – проводимости в цепи затвора и стока.

Используя матрицу Y -параметров в области СЧ, найдем основные параметры каскада с ОИ:

входную проводимость

$$y_{\text{вх}} = y_{11\text{и}} - y_{21\text{и}} y_{12\text{и}} / (y_{22\text{и}} + y_H) = g_3;$$

выходную проводимость

$$y_{\text{ых}} = y_{22\text{и}} - y_{21\text{и}} y_{12\text{и}} / (y_{11\text{и}} + y_G) = g_{zi} + g_C;$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = - y_{21\text{и}} / (y_{22\text{и}} + y_H) = S_0 / (g_{zi} + g_C + g_H) = S_0 R_{\text{ЭКВ-}};$$

коэффициент усиления по току

$$K_I = - K_U y_{\text{нЭКВ}} / y_{\text{вх}} = S_0 / g_3.$$

6.2.2 Анализ каскада с ОИ в области ВЧ

На рис. 6.4 приведена эквивалентная схема каскада с ОИ в области ВЧ.

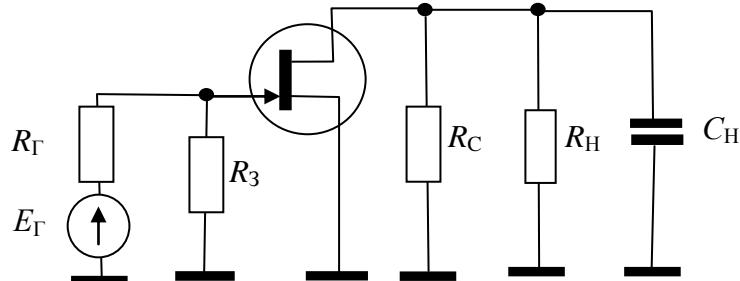


Рисунок 6.4 Эквивалентная схема каскада с ОИ в области ВЧ

В области ВЧ матрица Y -параметров транзистора для схемы с ОИ запишется

$$Y_{\text{ОИ}} = \begin{bmatrix} g_3 + j\omega(C_{3\text{и}} + C_{3\text{с}}) & -j\omega C_K \\ S_0 - j\omega C_{3\text{с}} & g_{\text{си}} + j\omega(C_{\text{си}} + C_{3\text{с}}) + g_c \end{bmatrix}.$$

Используя матрицу Y -параметров каскада с ОИ в области ВЧ, найдем основные параметры:

входную проводимость

$$y_{\text{вх}} = g_3 + j\omega C_{\text{вхдин}},$$

где $C_{\text{вхдин}} = C_{3\text{и}} + (1+K_0)C_{3\text{с}}$ – входная динамическая емкость каскада;

выходную проводимость

$$y_{\text{вых}} = g_c + j\omega C_{\text{си}};$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UB} = K_0 / (1 + j\omega \tau_B) = S_0 R_{H\sim} / (1 + j\omega \tau_B),$$

где $\tau_B \approx C_H R_{H\sim}$.

6.2.3 Анализ каскада с ОИ в области НЧ

На рис. 6.5 приведена эквивалентная схема каскада с ОИ в области НЧ.

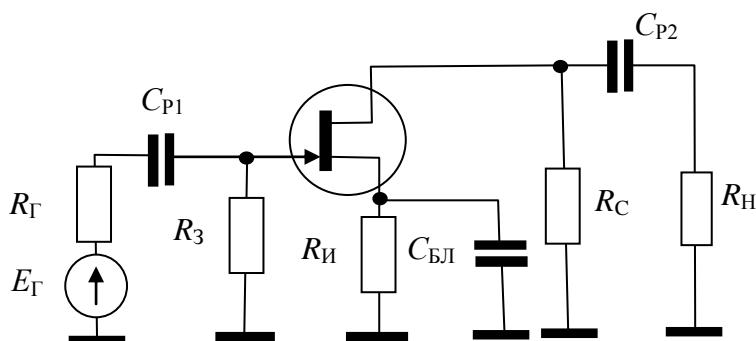


Рисунок 6.5 Эквивалентная схема каскада с ОИ в области НЧ

Общий коэффициент частотных искажений в области НЧ определяется влиянием разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} и блокировочной емкости $C_{БЛ}$. Коэффициент усиления по напряжению в области НЧ запишется

$$K_{UH} = K_0 / M_{H\Sigma},$$

где $M_{H\Sigma}$ – общий коэффициент частотных искажений равный

$$M_{H\Sigma} = M_{HCP1} M_{HCP2} M_{HCБЛ},$$

где M_{HCP1} , M_{HCP2} , $M_{HCБЛ}$ – коэффициенты частотных искажений разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} и блокировочной емкости $C_{БЛ}$.

Коэффициент частотных искажений для одной емкости равен

$$M_{HC} = \sqrt{1 + [1/(\omega \tau_{HC})]^2}.$$

Отсюда найдем выражение для постоянной времени емкости через коэффициент частотных искажений

$$\tau_{HC} = 1/(\omega \sqrt{M_{HC}^2 - 1}).$$

С другой стороны постоянная времени в общем случае может быть определена по формуле

$$\tau_{HC} = C(R_{\Pi} + R_{\Lambda}),$$

где R_{Λ} , R_{Π} - эквивалентное сопротивление стоящее слева и справа от емкости C .

Для эквивалентной схемы каскада с ОИ, приведенной на рис. постоянная времени для разделительной емкости C_{P1} запишется

$$\tau_{HCP1} = C_{CP1}(R_{\Gamma} + R_{ВХОИ}),$$

где $R_{ВХОЭ}$ - входное сопротивление каскада с ОИ.

Для разделительной емкости C_{P2} получим

$$\tau_{HCP2} = C_{CP2}(R_C + R_H).$$

Для блокировочной емкости $C_{БЛ}$ найдем

$$\tau_{HБЛ} = C_{СБЛ}(R_{ВХОЗ} + 0),$$

где $R_{ВХОЗ} = 1/S_0$ - входное сопротивление каскада с ОЗ.

6.3 Усилительный каскад с ОЗ

На рис. 6.6 приведена схема каскада с ОЗ для частот сигнала.

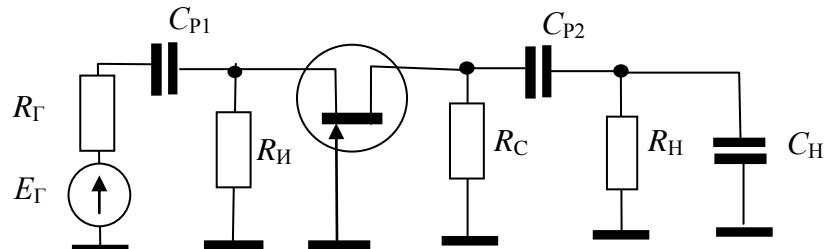


Рисунок 6.6 Схема каскада с ОЗ для частот сигнала

Для частотного анализа характеристик каскада с ОЭ выделяют три области: область низких частот (НЧ), область средних частот (СЧ), область верхних частот и анализ проводят отдельно для каждой частотной области.

6.3.1 Анализ каскада с ОЗ в области СЧ

На рис. 6.7 приведена эквивалентная схема каскада с ОЗ в области СЧ.

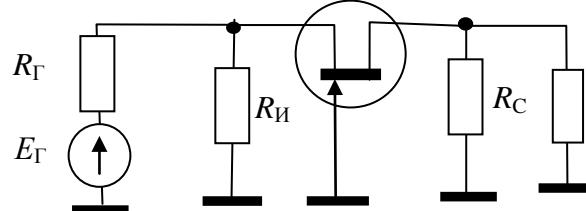


Рисунок 6.7 Эквивалентная схема каскада с ОЗ в области СЧ

Эквивалентная схема каскада с ОЗ в области СЧ не содержит реактивных элементов. В области СЧ матрица \$Y\$-параметров транзистора для схемы с ОЗ запишется

$$Y_{OZ} = \begin{bmatrix} I & C \\ C & S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & C \\ C & -g_{ci} + g_C \end{bmatrix}.$$

$$\begin{bmatrix} y_{113} & y_{123} \\ y_{213} & y_{223} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_0 + g_{ci} + g_i & -g_{ci} \\ -(S_0 + g_{ci}) & g_{ci} + g_C \end{bmatrix}.$$

Используя матрицу \$Y\$-параметров в области СЧ, найдем основные параметры каскада с ОЗ:
входную проводимость

$$y_{\text{вход}} = y_{113} - y_{213} y_{123} / (y_{223} + y_H) = S_0 + g_{ci} + g_i \approx S_0;$$

выходную проводимость

$$y_{\text{выход}} = y_{223} - y_{213} y_{123} / (y_{113} + y_\Gamma) = g_{ci} + g_C;$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UO3} = -y_{21O3} / (y_{22O3} + y_H) = (S_0 + g_{ci}) / (g_{ci} + g_C + g_H) = S_0 R_{EKV};$$

коэффициент усиления по току

$$K_{IO3} = -K_U y_{H EKV} / y_{VX} = S_0 R_{EKV} y_{H EKV} / S_0 \approx 1.$$

6.3.2 Анализ каскада с ОЗ в области ВЧ

На рис. 6.8 приведена эквивалентная схема каскада с ОЗ в области ВЧ.

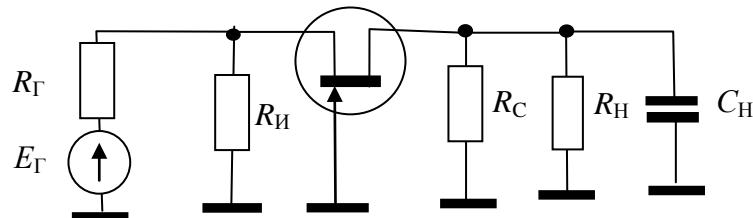


Рисунок 6.8 Эквивалентная схема каскада с ОЗ в области ВЧ

В области ВЧ матрица Y -параметров с учетом внешних элементов для схемы каскада с ОЗ запишется

$$Y_{O3} = \begin{bmatrix} S_0 + j\omega(C_{zi} + C_{ci}) + g_{ci} + g_i & -(j\omega C_{ci} + g_{ci}) \\ - (S_0 + j\omega C_{ci} + g_{ci}) & j\omega(C_{ci} + C_{zc}) + g_{ci} + g_c \end{bmatrix}.$$

Используя матрицу Y -параметров каскада с ОЗ в области ВЧ, найдем основные параметры:

входную проводимость

$$y_{VX} = S_0;$$

выходную проводимость

$$y_{VH} = j\omega(C_{ci} + C_{zc}) + g_{ci} + g_c;$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UB} = K_0 / (1 + j\omega \tau_B) \approx S_0 R_{H~};$$

коэффициент усиления по току

$$K_{IB} = -K_U y_{H EKV} / y_{VX} \approx 1.$$

6.3.3 Анализ каскада с ОЗ в области НЧ

На рис. 6.9 приведена эквивалентная схема каскада с ОЗ в области НЧ.

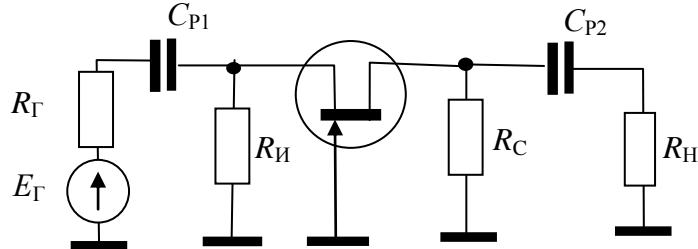


Рисунок 6.9 Эквивалентная схема каскада с ОЗ в области НЧ

Общий коэффициент частотных искажений в области НЧ определяется влиянием разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} и блокировочной емкости $C_{БЛ}$. Коэффициент усиления по напряжению в области НЧ запишется

$$K_{UH} = K_0 / M_{H\Sigma},$$

где $M_{H\Sigma}$ – общий коэффициент частотных искажений равный,

$$M_{H\Sigma} = M_{HC} M_{CP1} M_{CP2} M_{HСБЛ},$$

где M_{HC} , M_{CP1} , M_{CP2} , $M_{HСБЛ}$ – коэффициенты частотных искажений разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} и блокировочной емкости $C_{БЛ}$.

Коэффициент частотных искажений для одной емкости равен

$$M_{HC} = \sqrt{1 + [1/(\omega \tau_{HC})]^2}.$$

Отсюда найдем выражение для постоянной времени емкости через коэффициент частотных искажений

$$\tau_{HC} = 1/(\omega \sqrt{M_{HC}^2 - 1}).$$

С другой стороны постоянная времени в общем случае может быть определена по формуле

$$\tau_{HC} = C(R_L + R_\Pi),$$

где R_L , R_Π – эквивалентное сопротивление стоящее слева и справа от емкости C .

Для эквивалентной схемы каскада с ОИ, приведенной на рис. постоянная времени для разделительной емкости C_{P1} запишется

$$\tau_{HCP1} = C_{P1} (R_\Gamma + R_{BХОЗ}),$$

где $R_{BХОЗ}$ – входное сопротивление каскада с ОЗ.

Для разделительной емкости C_{P2} получим

$$\tau_{HCP2} = C_{P2} (R_C + R_H).$$

6.4 Усилительный каскад с ОС

На рис. 6.10 приведена схема каскада с ОС для частот сигнала.

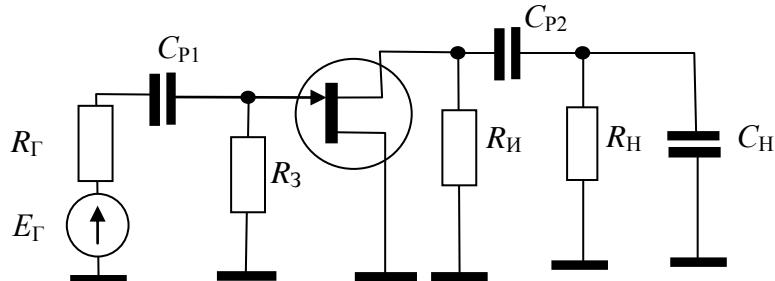


Рисунок 6.10 Схема каскада с ОС для частот сигнала

Для частотного анализа характеристик каскада с ОЭ выделяют три области: область НЧ, область СЧ, область ВЧ и анализ проводят отдельно для каждой частотной области.

6.4.1 Анализ каскада с ОС в области СЧ

На рис. 6.11 приведена эквивалентная схема каскада с ОС в области СЧ.

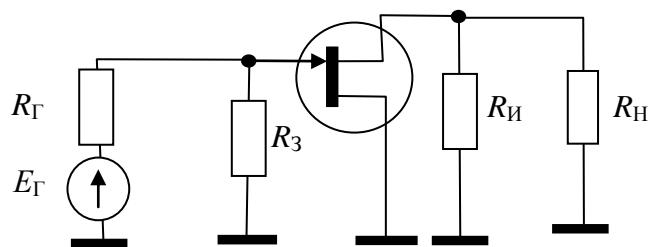


Рисунок 6.11 Эквивалентная схема каскада с ОС в области СЧ

Эквивалентная схема каскада с ОС в области СЧ не содержит реактивных элементов. В области СЧ матрица Y-параметров транзистора для схемы с ОС запишется

$$Y_{OC} = \frac{3}{C} \begin{bmatrix} y_{11C} & C \\ y_{12C} & y_{22C} \end{bmatrix} = \frac{3}{C} \begin{bmatrix} g_3 & C \\ -S_0 & S_0 + g_{ci} + g_i \end{bmatrix}.$$

Используя матрицу Y-параметров в области СЧ, найдем основные параметры каскада с ОС:

входную проводимость

$$y_{in} = y_{11C} - y_{21C} y_{12C} / (y_{22C} + y_H) = g_3;$$

выходную проводимость

$$y_{out} = y_{22C} - y_{21C} y_{12C} / (y_{11C} + y_G) = S_0 + g_{ci} + g_i;$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_{OC} = -y_{21C} / (y_{22C} + y_H) = S_0 / (S_0 + g_{ci} + g_i + g_H) = S_0 R_{EB~} / (1 + S_0 R_{EB~}) = K_0 / F \approx 1,$$

где $F = 1 + S_0 R_{EB~}$ - глубина отрицательной ОС;

коэффициент усиления по току

$$K_{IOC} = - K_U \frac{U_{NCKB}}{U_{BX}} = S_0 R_{EKB} \frac{U_{NCKB}}{g_3} \approx S_0 / g_3.$$

6.4.2 Анализ каскада с ОС в области ВЧ

На рис. 6.12 приведена эквивалентная схема каскада с ОС в области ВЧ.

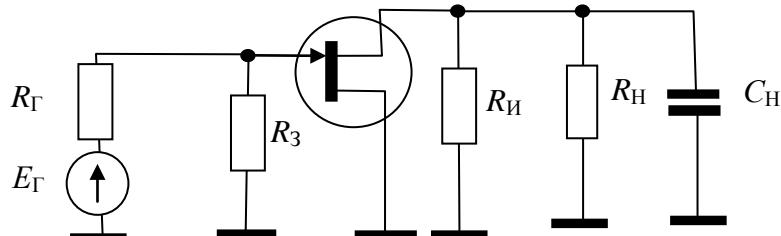


Рисунок 6.12 Эквивалентная схема каскада с ОС в области ВЧ

В области ВЧ матрица Y -параметров с учетом внешних элементов для схемы каскада с ОС запишется

$$Y_{OC} = \begin{bmatrix} g_3 + j\omega(C_{3i} + C_{3c}) & -j\omega C_{3i} \\ - (S_0 + j\omega C_{3i}) & S_0 + j\omega(C_{3i} + C_{ci}) + g_{ci} + g_i \end{bmatrix}.$$

Используя матрицу Y -параметров каскада с ОС в области ВЧ, найдем основные параметры:

входную проводимость

$$y_{BX} = g_3 + j\omega(C_{3i} + C_{3c});$$

выходную проводимость

$$y_{BX} = S_0 + j\omega(C_{3i} + C_{ci}) + g_{ci} + g_i;$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UB} = K_0 / (1 + j\omega \tau_B / F);$$

коэффициент усиления по току

$$K_{IB} = - K_U \frac{U_{NCKB}}{U_{BX}} \approx U_{NCKB} / U_{BX}.$$

6.4.3 Анализ каскада с ОС в области НЧ

На рис. 6.12 приведена эквивалентная схема каскада с ОС в области НЧ.

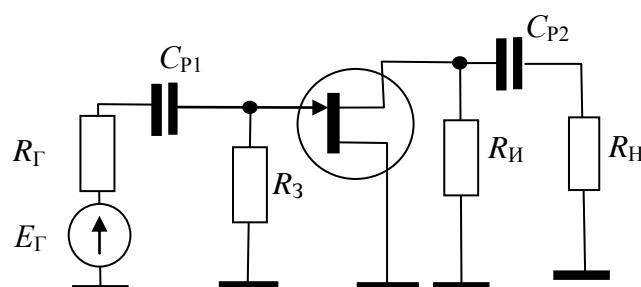


Рисунок 6.12 Эквивалентная схема каскада с ОС в области НЧ

Общий коэффициент частотных искажений в области НЧ определяется влиянием разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} и блокировочной емкости $C_{БЛ}$. Коэффициент усиления по напряжению в области НЧ запишется

$$K_{UH} = K_0 / M_{H\Sigma},$$

где $M_{H\Sigma}$ – общий коэффициент частотных искажений равный,

$$M_{H\Sigma} = M_{HC P1} M_{HC P2},$$

где $M_{HC P1}$, $M_{HC P2}$ – коэффициенты частотных искажений разделительных емкостей C_{P1} , C_{P2} .

Коэффициент частотных искажений для одной емкости равен

$$M_{HC} = \sqrt{1 + [1/(\omega \tau_{HC})]^2}.$$

Отсюда найдем выражение для постоянной времени емкости через коэффициент частотных искажений

$$\tau_{HC} = 1/(\omega \sqrt{M_{HC}^2 - 1}).$$

С другой стороны постоянная времени в общем случае может быть определена по формуле

$$\tau_{HC} = C(R_L + R_\Pi),$$

где R_L , R_Π - эквивалентное сопротивление стоящее слева и справа от емкости C .

Для эквивалентной схемы каскада с ОС, приведенной на рис. 6.12 постоянная времени для разделительной емкости C_{P1} запишется

$$\tau_{HC P1} = C_{P1} (R_T + R_{ВХОС}),$$

где $R_{ВХОС}$ - входное сопротивление каскада с ОС.

Для разделительной емкости C_{P2} получим

$$\tau_{HC P2} = C_{P2} (R_{ВЫХОС} + R_H).$$

Параметры полевого транзистора для различных схем включения приведены в таблице 6.1.

Таблица 6.1

Параметры ПТ для различных схем включения

Параметры	Схема		
	ОИ	ОЗ	ОС
$R_{ВХ}$	g_3 , единицы, десятки кОм	$1/S_0$, единицы, десятки Ом	g_3 , единицы, десятки кОм
$R_{ВЫХ}$	$\approx R_C$, единицы кОм	$\approx R_C$, единицы кОм	$1/S_0$, единицы, десятки Ом
K_U	$S_0 R_{ЭКВ} \gg 1$	$S_0 R_{ЭКВ} \gg 1$	≈ 1
K_I	-	≈ 1	-

Лекция 7 Анализ усилительных устройств во временной области

7.1 Переходная характеристика и импульсная переходная характеристика

Реакция усилительного устройства на выходе $y(t)$ от входного воздействия $x(t)$ описывается системой дифференциальных уравнений (ДУ) (рис. 7а). Применяя прямое преобразование Лапласа систему ДУ, приводят к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) (рис. 7б), которая просто решается относительно промежуточной функции, по которой с помощью обратного преобразования Лапласа находится решение для исходной системы ДУ.

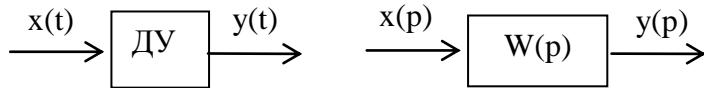


Рисунок 7.1 Описание переходного процесса:
а) системой ДУ, б) системой ЛАУ

В качестве типовых воздействий при анализе усилительного устройства во временной области используют единичное ступенчатое и единичное импульсное воздействия, приведенные на рис. 7.1а и 7.1б.

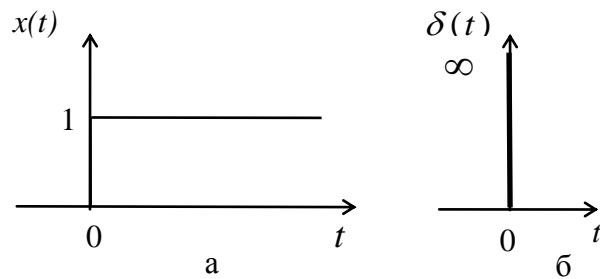


Рисунок 7.1 Типовые воздействия: а) единичное ступенчатое;
б) единичное импульсное

Математическое выражение для единичного ступенчатого воздействия может быть записано в виде

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t = 0 \\ 1 & \text{при } t \geq 0 \end{cases}.$$

Под единичным импульсным воздействием понимают предельно короткий импульс

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{при } t = 0 \\ 0 & \text{при } t \neq 0 \end{cases},$$

площадь которого равна единице

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1.$$

Выражение для единичного импульса в математике принято называть дельта - функцией.

Графическое изображение реакции системы на единичное ступенчатое воздействие называется переходной характеристикой (ПХ).

Аналитическое выражение ПХ обозначается $h(t)$.

Графическое изображение реакции системы на единичное импульсное воздействие называется импульсной переходной характеристикой (ИПХ).

Аналитическое выражение ИПХ обозначается $\omega(t)$.

7.2 Алгоритм анализа во временной области

1) Записываем выражение для передаточной функции или операторного коэффициента передачи УУ

$$W(p) = \frac{B(p)}{A(p)}.$$

2) Применяя прямое преобразование Лапласа, находим изображение оригинала входного воздействия

$$x(p) = L\{x(t)\}.$$

3) Находим изображение на выходе.

$$y(p) = W(p) \cdot x(p).$$

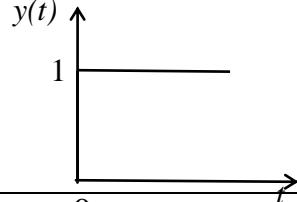
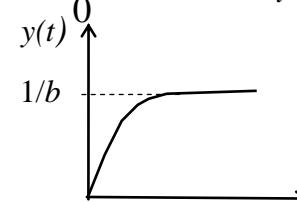
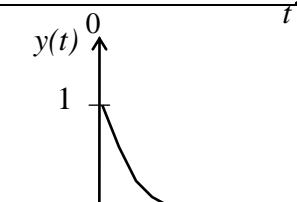
4) Используя обратное преобразование Лапласа, находим оригинал выходной функции или реакцию САР на входное воздействие

$$y(t) = L^{-1}\{y(p)\}.$$

Практически $y(t)$ («оригинал») находят по $y(t)$ («изображению») с помощью таблиц. Три примера приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Обратное преобразование Лапласа

$y(p)$	$y(t)$	Вид $y(t)$
$1/p$	1	
$1/[p(p+b)]$	$(1-e^{-bt})/b$	
$1/(p+b)$	e^{-bt}	

Анализ усилительного устройства во временной области проводят отдельно для области малых времен (ОМВ) и области больших времен (ОБВ). При подачи прямоугольного импульса в ОМВ появляется фронт с временем установления t_y , а в ОБВ - спад плоской вершины импульса Δ .

7.3 Анализ усилительного устройства в области малых времен

Искажения во временной области в ОМВ связаны в частотной области с областью верхних частот. Нормированный комплексный коэффициент усиления для области верхних частот запишется

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

Заменяя $j\omega$ на p , получим передаточную функцию в следующем виде

$$W(p)=1/(1+p\tau_B).$$

Применяя прямое преобразование Лапласа к ступенчатому единичному воздействию, получим «изображение» на входе в следующем виде

$$x(p)=L\{1(t)\}=1/p.$$

Тогда «изображение» на выходе запишется

$$y(p)=W(p)x(p)=1/[p(1+p\tau_B)]=1/[p\tau_B(1/\tau_B+p)].$$

По табл. 7.1 найдем выражение для переходной характеристики в ОМВ

$$y(t)=h_B(t)=1-e^{-t/\tau_B}.$$

Из определения времени установления

$$h_B(t_1)=1-e^{-t_1/\tau_B}=0.1 \text{ отсюда } -e^{-t_1/\tau_B}=0.9,$$

$$h_B(t_2)=1-e^{-t_2/\tau_B}=0.9 \text{ отсюда } -e^{-t_2/\tau_B}=0.1.$$

Тогда $-e^{-t_2/\tau_B}/-e^{-t_1/\tau_B}=e^{(t_2-t_1)/\tau_B}=e^{t_y/\tau_B}=9$ и получаем $t_y \approx 2.2\tau_B$.

Из выражения следует, процесс установления амплитуды заканчивается через $t=(3...4)\tau_B$, следовательно, чтобы не было уменьшение K_0 из-за не достижения установившегося режима, необходимо, чтобы длительность импульса была $T_u \geq (3...4)\tau_B$.

7.4 Анализ усилительного устройства в области больших времен

Искажения во временной области в ОБВ связаны в частотной области с областью низких частот. Нормированный комплексный коэффициент усиления для области низких частот запишется

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

Заменяя $j\omega$ на p , получим передаточную функцию в следующем виде

$$W(p) = \frac{1}{1 + 1/p\tau_H} = p\tau_H / (1 + p\tau_H).$$

Применяя прямое преобразование Лапласа к единичному ступенчатому воздействию, получим «изображение» на входе в следующем виде

$$x(p) = L\{l(t)\} = \frac{1}{p}.$$

Тогда «изображение» на выходе запишется

$$y(p) = W(p)x(p) = p\tau_H / [p(1 + p\tau_H)] = \tau_H / (1 + p\tau_H).$$

По табл. 7.1 найдем выражение для переходной характеристики в ОВВ

$$y(t) = h_H(t) = -e^{-t/\tau_H}.$$

При $T_I \leq \tau_H$ (рис. 7.2), разлагая $h_H(t)$ в степенной ряд и ограничиваясь двумя членами при $t = T_I$, получаем для случая малых искажений плоской вершины импульса ($\Delta < 20\%$):

$$h_H(t) = e^{-t/\tau_H} \approx 1 - T_I/\tau_H = 1 - \Delta,$$

откуда $\Delta = T_I/\tau_H$.

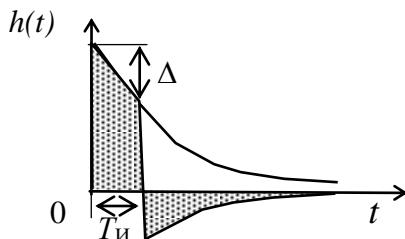


Рисунок 7.2 Переходной процесс в ОВВ

7.5 Связь временных и частотных характеристик

Для $M_B = M_H = 3\text{дБ}$, $\tau_B = 1/\omega_B = 1/(2\pi f_B)$, $\tau_H = 1/\omega_H = 1/(2\pi f_H)$ тогда

$$t_y = 2.2/\tau_B = 2.2/(2\pi f_B) = 0.35/f_B, \Delta = T_I/\tau_H = 2\pi f_H T_I.$$

7.6 Построение нагрузочных прямых по постоянному и переменному току для импульсных усилителей

Выбор рабочей точки для импульсного усилителя определяется скважностью следования импульсов Q или отношением длительности периода следования импульсов к их длительности и их полярностью. С целью экономии энергии источника питания для

выходного сигнала положительной полярности рекомендуется брать транзистор р-п-р, для выходного сигнала отрицательной полярности транзистор п-р-п проводимости.

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

На рис. 7.3 приведен выбор рабочей точки для импульсного сигнала со скважностью $Q<10$, рассчитанной по следующим соотношениям:

$$I_{K0} = U_{\text{вых}} / (R_{H\approx} Q), \quad U_{K0} \geq U_H + U_{\text{вых}} [(Q-1)Q/].$$

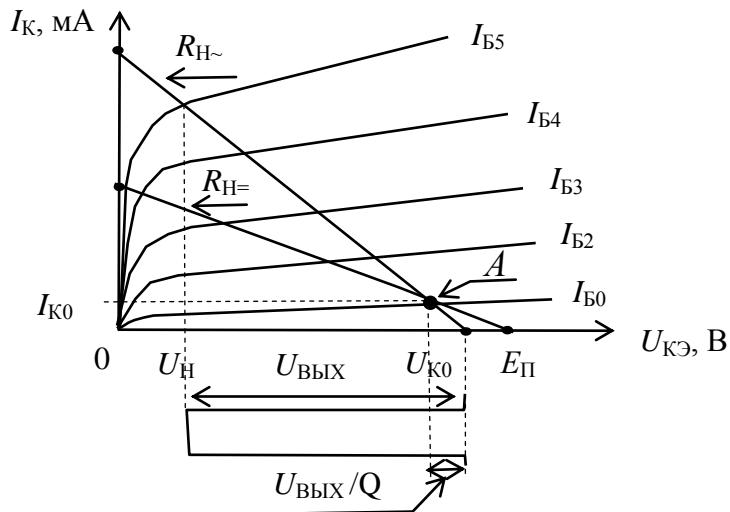


Рисунок 7.3 Нагрузочные прямые по постоянному и переменному току

Для импульсного сигнала со скважностью $Q>>10$ координаты рабочей точки определяются следующими соотношениями:

$$U_{K0} = U_H + U_{\text{вых}}, \quad I_{K0} \approx (2...3)I_{\text{мин}},$$

где $I_{\text{мин}}$, U_H - минимальный ток и напряжение насыщения ограничивающие нелинейную область выходной ВАХ транзистора.

Лекия 8 Анализ каскада с ОЭ во временной области

8.1 Анализ каскада с ОЭ в области малых времен

Схема каскада с ОЭ приведена на рис. 4.3. На рис. 8.1 приведена схема каскада с ОЭ в области малых времен, аналогичная схеме каскада с ОЭ для верхних частот в частотной области.

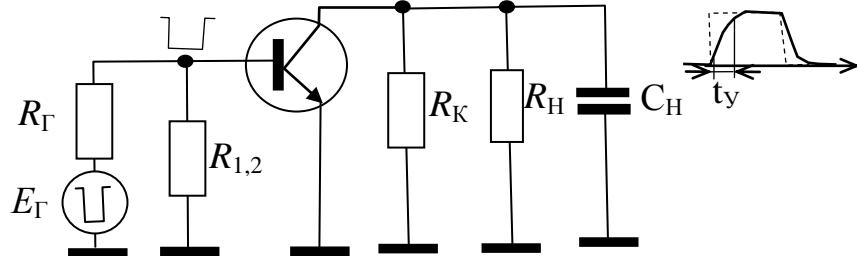


Рисунок 8.1 Эквивалентная схема каскада с ОЭ в области малых времен

При подачи на вход каскада с ОЭ прямоугольного импульса в импульсе на нагрузке в области малых времен появляются линейные искажения в виде фронта. Напряжение на емкости нагрузки мгновенно измениться не может, и емкость начинает заряжаться. Появляется фронт у импульса, параметры которого определяются временем установления. Чем больше емкость нагрузки, тем дольше она будет заряжаться, тем больше время установления фронта импульса.

8.2 Анализ каскада с ОЭ в области больших времен

. На рис. 8.2 приведена эквивалентная схема каскада с ОЭ для анализа в области больших времен, аналогичная схеме каскада с ОЭ для нижних частот в частотной области.

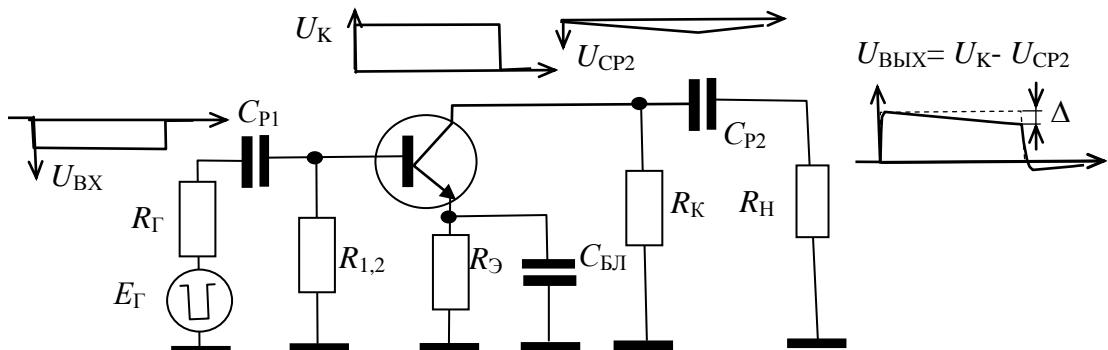


Рисунок 8.2 Эквивалентная схема каскада с ОЭ в области больших времен

На рис. 8.2 приведен случай когда в области больших времен влияет разделительная емкость C_{P2} , а влиянием емкостей C_{P1} и C_{BL} можно пренебречь.

При подачи на вход каскада с ОЭ прямоугольного импульса $U_{BХ}$ в импульсе на нагрузке в области больших времен появляются линейные искажения в виде спада плоской вершины импульса Δ . Напряжение на разделительной емкости C_{P2} мгновенно измениться не может, и емкость начинает заряжаться U_{CP2} . Напряжение до которого заряжается емкость C_{P2} вычитается из напряжения на коллекторе транзистора $U_{VYKH} = U_K - U_{CP2}$ и в импульсе на нагрузке появляется спад плоской вершины импульса. Чем больше разделительная емкость C_{P2} тем до меньшего напряжения U_{CP2} зарядится емкость за длительность импульса и будет вычитаться меньшее напряжение заряда емкости U_{CP2} , тем меньше будет спад плоской вершины импульса Δ .

Лекция 9 Коррекция АЧХ и ПХ усилительных устройств

Целью коррекции АЧХ является уменьшение нижней граничной частоты f_{H0707} в области НЧ и увеличение верхней граничной частоты f_{B0707} в области ВЧ. Коррекцией ПХ является уменьшение времени установления t_u в ОМВ и уменьшение спада плоской вершины импульса Δ в ОБВ.

9.1 НЧ коррекция

Физический эффект уменьшения f_{H0707} и увеличения f_{B0707} объясняется увеличением коэффициента усиления за счет увеличения эквивалентной нагрузки каскада на f_{H0707} и f_{B0707} граничных частотах каскада без коррекции. Для этого необходимо выполнение следующее условия $R_K < R_H$.

На рис. 9.1 приведена схема каскада с ОЭ с НЧ коррекцией.

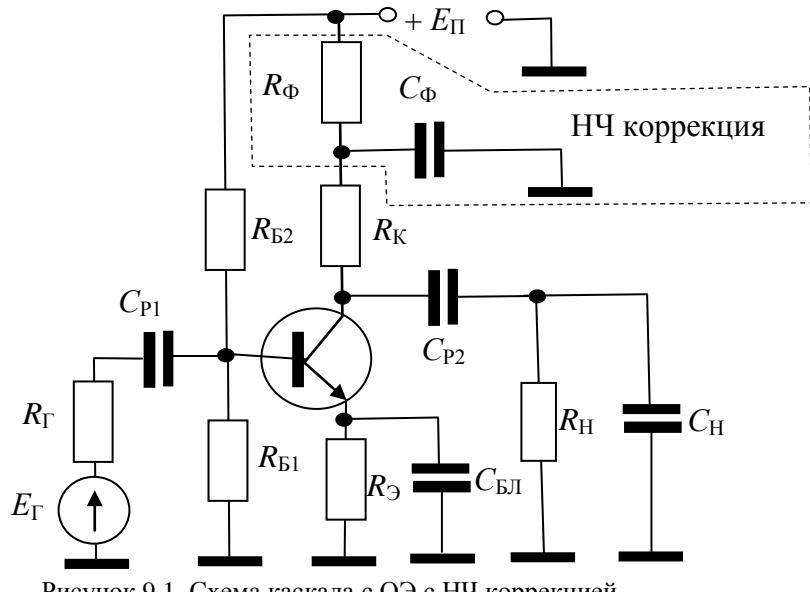


Рисунок 9.1 Схема каскада с ОЭ с НЧ коррекцией

Для НЧ коррекции в коллекторную цепь последовательно с сопротивлением R_K и параллельно нагрузки введен $R_F C_F$ фильтр, который увеличивает эквивалентное сопротивление нагрузки на нижней граничной частоте каскада с ОЭ без коррекции, тем самым увеличивает коэффициент усиления и понижает нижнюю граничную частоту при введении НЧ коррекции.

На рис. 9.2 приведена эквивалентная схема каскада с ОЭ с НЧ коррекцией для анализа в частотной области.

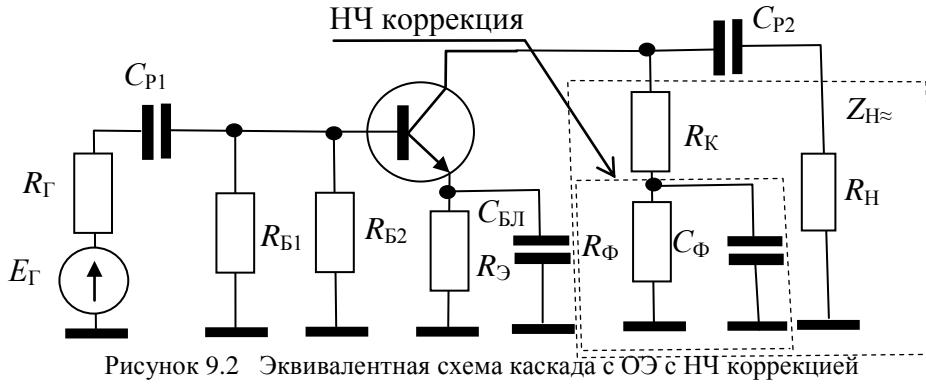


Рисунок 9.2 Эквивалентная схема каскада с ОЭ с НЧ коррекцией

Считая, что емкости C_{P1} , C_{P2} и $C_{БЛ}$ не вносят искажений, тогда коэффициент усиления каскада с ОЭ с коррекцией запишется

$$K_{HK} = S_0 R_{H\approx} = S_0 [R_K + R_\Phi / (1 + j\omega R_\Phi C_\Phi)] = S_0 R_K [1 + (R_\Phi / R_K) / (1 + j\omega R_\Phi C_\Phi)].$$

Отсюда нормированная АЧХ для каскада с ОЭ с НЧ коррекцией запишется

$$Y_{HK} = 1 + (R_\Phi / R_K) / (1 + j\omega R_\Phi C_\Phi) = 1 + (R_\Phi / R_K) / (1 + j\omega \tau_\Phi),$$

где $\tau_\Phi = R_\Phi C_\Phi$.

На рис. 9.3 приведена зависимость коэффициента передачи корректирующей цепочки при $f = 0$, $Y_{HK} = R_\Phi / R_K$ и при $f \rightarrow \infty$, $Y_{HK} = 1$. Также приведены зависимости АЧХ без коррекции и с коррекцией.

Условие оптимальной НЧ коррекции запишется в виде следующего равенства $\tau_\Phi = \tau_{HCP1} + \tau_{HCP2} + \tau_{HBL}$.

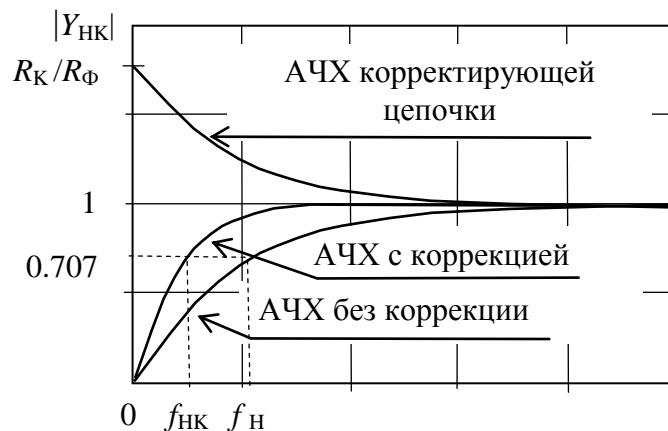


Рисунок 9.3 АЧХ с коррекцией, АЧХ без коррекции, АЧХ корректирующей цепочки

На рис.9.4 приведена АЧХ каскада с ОЭ с НЧ коррекцией.

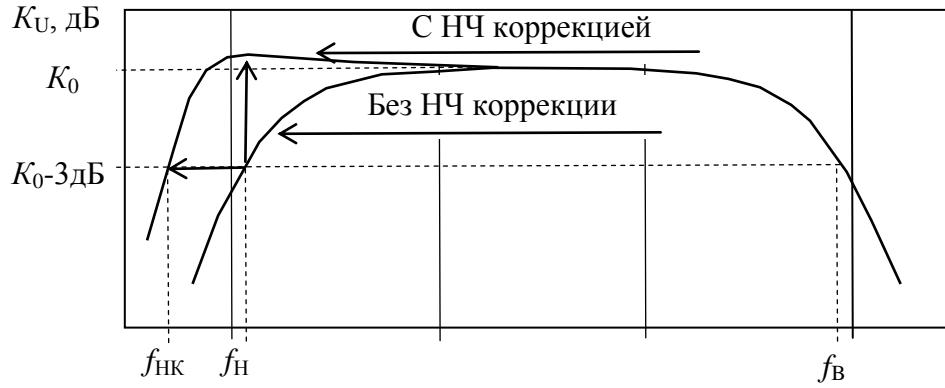


Рисунок 9.4 АЧХ каскада с ОЭ с НЧ коррекцией

Из рис. 9.4 видно, что на нижней граничных частотах f_H ЛАЧХ без коррекции при введении коррекции увеличивается коэффициент усиления на данной частоте и нижняя граничная частота $f_{НК}$ уменьшается.

9.2 Коррекция искажений плоской вершины импульса

На рис. 9.5 приведена схема каскада с ОЭ с эпюрами напряжений, поясняющими принцип коррекции искажений плоской вершины импульса при анализе в области больших времен.

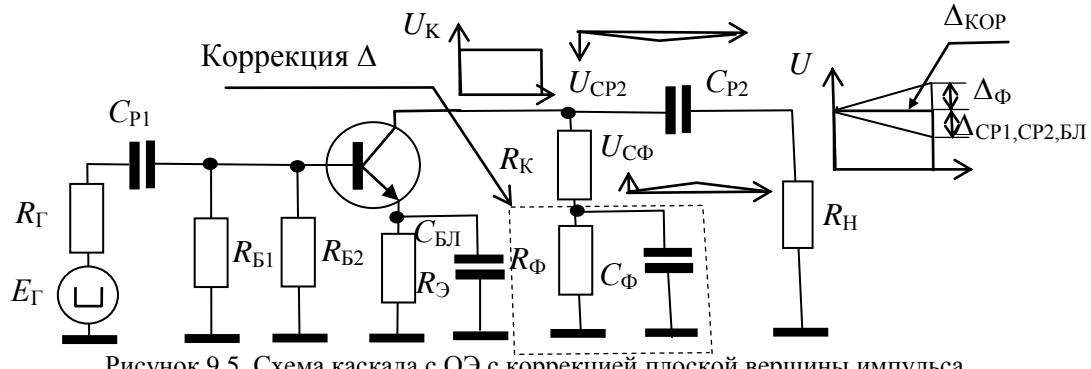


Рисунок 9.5 Схема каскада с ОЭ с коррекцией плоской вершины импульса

Коэффициент передачи корректирующей цепочки записывается

$$W(j\omega) = 1 + (R_\Phi / R_K) / (1 + j\omega\tau_\Phi).$$

Заменяя $j\omega$ на p , получим передаточную функцию в операторном виде

$$W(p) = 1 + (R_\Phi / R_K) / (1 + p\tau_\Phi).$$

Применяя прямое преобразование Лапласа к единичному ступенчатому воздействию, получим «изображение» на входе в следующем виде

$$x(p) = L\{l(t)\} = 1/p.$$

Тогда «изображение» на выходе записывается

$$y(p) = W(p)x(p) = [1 + (R_\Phi/R_K)/(1 + p\tau_\Phi)]/p.$$

По табл. 7.1 найдем выражение для переходной характеристики в ОБВ

$$h(t) = 1 + (R_\Phi/R_K)(1 - e^{-t/(R_\Phi C_\Phi)}),$$

$$e^{-t/(R_\Phi C_\Phi)} = 1 - T_I/(R_\Phi C_\Phi),$$

$$h(t) = 1 - T_I/(R_\Phi C_\Phi) = 1 - \Delta_\Phi,$$

$$\Delta_\Phi = T_I/(R_\Phi C_\Phi).$$

Условие оптимальной коррекции плоской вершины запишется в виде следующего равенства

$$\Delta_\Phi = \Delta_{CP1} + \Delta_{CP2} + \Delta_{CBL}.$$

На рис. 9.6 приведены ПХ каскада с ОЭ без коррекции и с коррекцией искажений плоской вершины импульса.

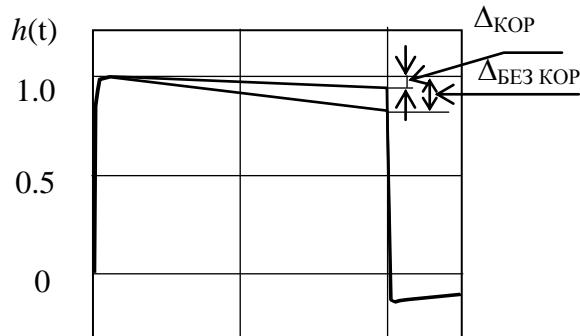


Рисунок 9.6 ПХ каскада с ОЭ без коррекции и с коррекцией плоской вершины импульса

Уменьшение спада плоской вершины импульса в схеме с коррекцией объясняется тем, емкость C_Φ заряжается напряжением противоположного знака (см. рис. 9.5) и тем самым уменьшает спад плоской вершины импульса без коррекции (см. рис. 9.6).

9.3 ВЧ коррекция

На рис. 9.7 приведена принципиальная схема каскада с ОЭ с ВЧ коррекцией.

Для ВЧ коррекции в коллекторную цепь последовательно с сопротивлением R_K введена корректирующая индуктивность, которая увеличивает эквивалентное сопротивление нагрузки и коэффициент усиления на верхней граничной частоте каскада с ОЭ без коррекции и тем самым повышает верхнюю граничную частоту при введении ВЧ коррекции.

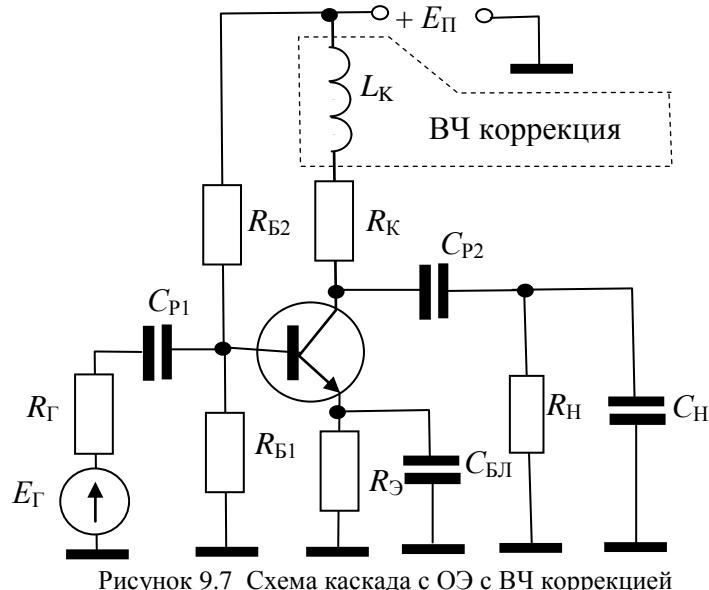


Рисунок 9.7 Схема каскада с ОЭ с ВЧ коррекцией

На рис. 9.8 приведена эквивалентная схема каскада с ОЭ с ВЧ коррекцией для анализа в частотной области.

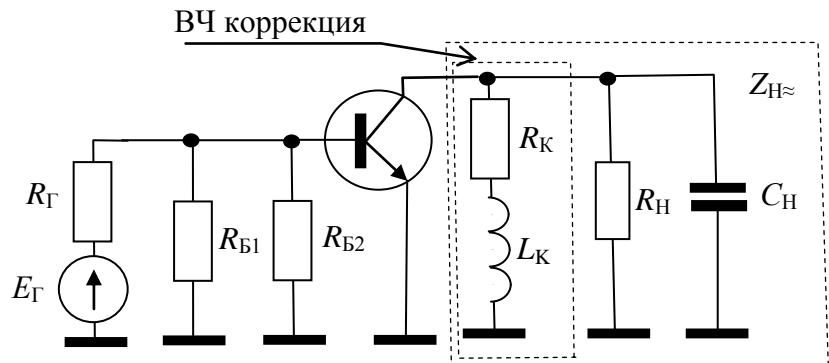


Рисунок 9.8 Эквивалентная схема каскада с ОЭ с ВЧ коррекцией

На рис. 9.9 приведена АЧХ каскада с ОЭ с ВЧ коррекцией.

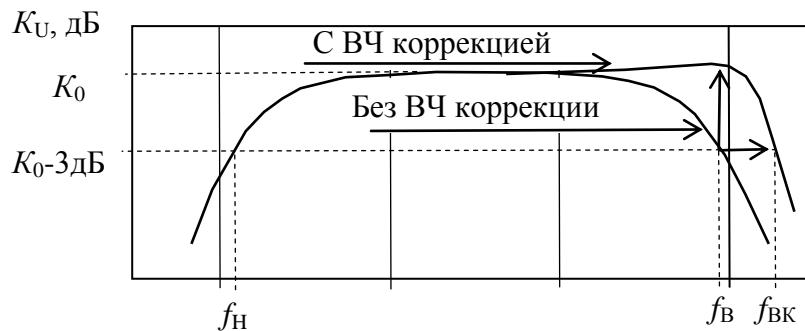


Рисунок 9.9 АЧХ каскада с ОЭ с ВЧ коррекцией и без ВЧ коррекции

Из рис. 9.9 видно, что на верхней f_B граничной частоте ЛАЧХ без коррекции при введении коррекции увеличивается коэффициент усиления на данной верхней частоте и верхняя граничная частота f_{VK} увеличивается.

На рис. 9.10 приведена схема каскада с ОЭ с НЧ и ВЧ коррекцией.

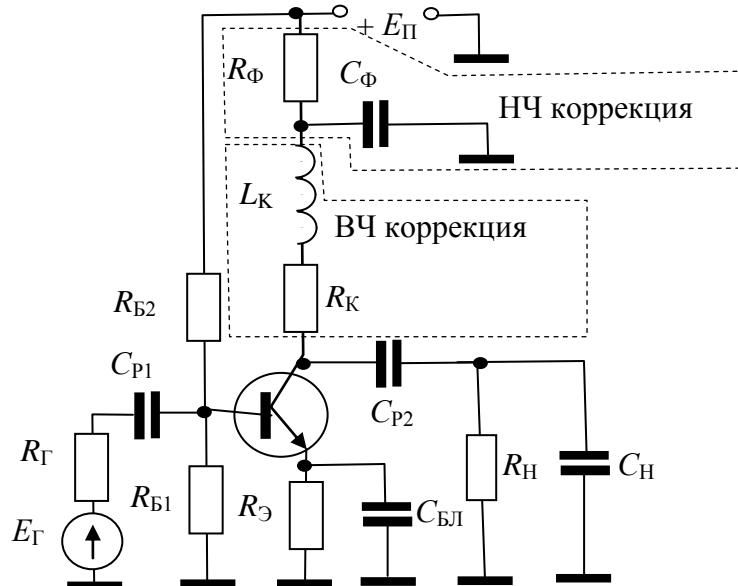


Рисунок 9.10 Схема каскада с ОЭ с НЧ и ВЧ коррекцией

На рис.9.11 приведены ЛАЧХ каскада с ОЭ с НЧ и ВЧ коррекцией.



Рисунок 9.11 ЛАЧХ каскада с ОЭ с НЧ и ВЧ коррекцией

Из рис. 9.11 видно, что на нижней f_H и верхней f_V граничных частотах ЛАЧХ без коррекции при введении коррекции коэффициенты усиления увеличиваются и нижняя граничная частота $f_{НК}$ уменьшается, а верхняя граничная частота $f_{ВК}$ увеличивается.

9.4 Коррекция искажений фронта импульса

. На рис. 9.12 приведена эквивалентная схема каскада с ОЭ с токами заряда емкости нагрузки в начальный момент времени в схеме без коррекции $I_{зар0}$ и с коррекцией $I_{зар0}$, поясняющими принцип коррекции искажений фронта импульса при анализе в области малых времен.

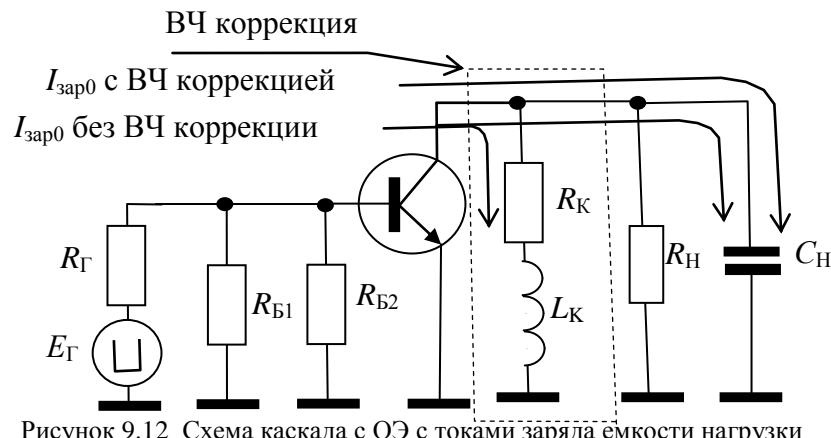


Рисунок 9.12 Схема каскада с ОЭ с токами заряда емкости нагрузки

При подаче на вход каскада с ОЭ прямоугольного импульса напряжение на емкости нагрузки мгновенно измениться не может, и емкость начинает заряжаться, при чем часть коллекторного тока заряда емкости ответвляется в коллекторное сопротивление. При введении ВЧ коррекции ток через индуктивность мгновенно измениться не может и коллекторный ток в начальный момент времени весь начинает заряжать емкость нагрузки, уменьшая тем самым время установления фронта импульса.

На рис.9.13 приведены ПХ каскада с ОЭ без коррекции и с коррекцией.

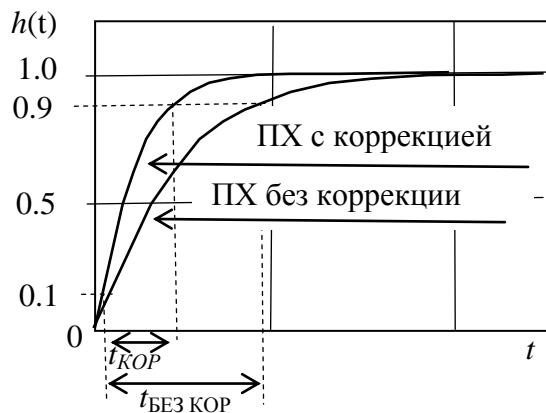


Рисунок 9.13 ПХ каскада с ОЭ без коррекции и с коррекцией

Из рис.9.13 видно, что при введении корректирующей индуктивности в начальный момент времени емкость заряжается быстрее и тем самым уменьшается время установления переходного процесса.

На рис. 9.14 приведена принципиальная схема каскада с ОЭ с коррекцией ПХ в ОМВ и ОБВ.

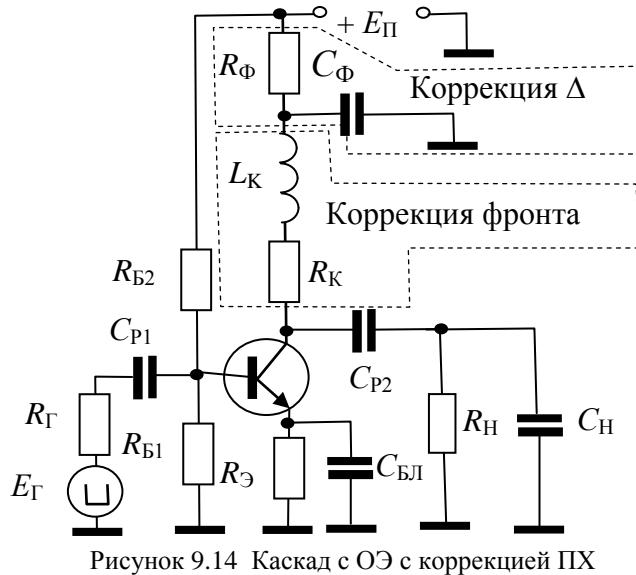


Рисунок 9.14 Каскад с ОЭ с коррекцией ПХ

На рис.9.15 приведены ПХ каскада с ОЭ без коррекции и с коррекцией.

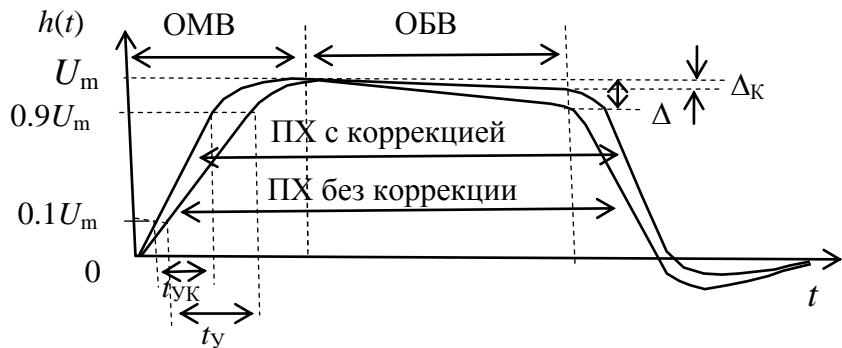


Рисунок 9.15 ПХ каскада с ОЭ без коррекции с коррекцией

9.5 Эмиттерная ВЧ коррекция последовательной ОС по току

На рис 9.16 приведена схема каскада с ОЭ с эмиттерной ВЧ коррекцией последовательной ОС по току.

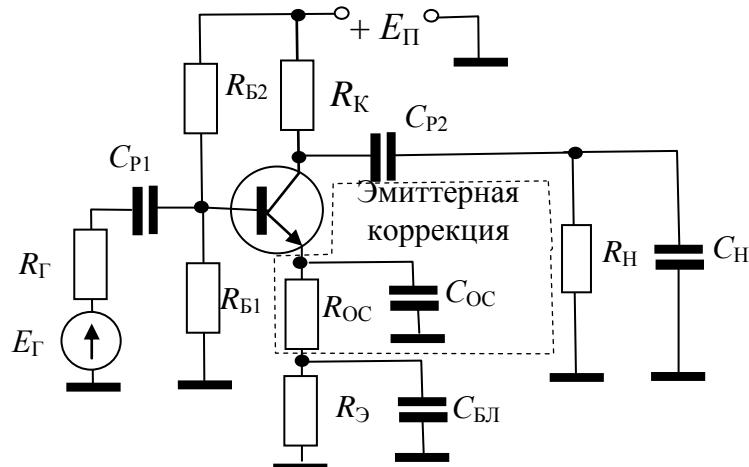


Рисунок 9.16 Схема каскада с ОЭ с эмиттерной ВЧ коррекцией

Принцип работы эмиттерной ВЧ коррекции основан том, что на НЧ и СЧ коэффициент усиления определяет сопротивление ООС R_{OC} , а емкость C_{OC} не влияет. На ВЧ сопротивление емкости уменьшается и шунтирует сопротивление R_{OC} и тем самым исключает последовательную ООС по току.

На рис. 9.17 приведена эквивалентная схема каскада с ОЭ для анализа каскада ОЭ с эмиттерной коррекцией в частотной области.

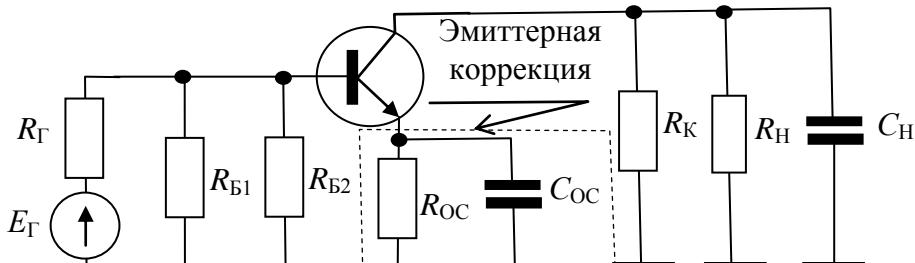


Рисунок 9.17 Эквивалентная схема каскада с ОЭ с эмиттерной коррекцией

Коэффициент усиления для области ВЧ запишется

$$K_{OC} = K_O / [(1+j\omega\tau_B)(1+S_0Z_{OC})],$$

где $Z_{OC} = R_{OC} / (1+j\omega R_{OC} C_{OC}) = R_{OC} / (1+j\omega\tau_{OC})$.

Тогда для коэффициента усиления для области ВЧ получим

$$K_{OC} = \frac{K_O}{(1+j\omega\tau_B)} \frac{1}{[1+S_0 \frac{R_{OC}}{(1+j\omega R_{OC} C_{OC})}]} = \frac{K_O}{(1+j\omega\tau_B)} \frac{(1+j\omega R_{OC} C_{OC})}{(1+S_0 R_{OC} + j\omega R_{OC} C_{OC})}.$$

При равенстве постоянной времени цепи ОС и постоянной времени каскада с ОЭ без эмиттерной коррекции коэффициент усиления каскада с ОЭ с эмиттерной коррекцией запишется

$$K_{OC} = \frac{K_O}{(1+S_0 R_{OC} + j\omega R_{OC} C_{OC})} = \frac{K_O}{(1+S_0 R_{OC})(1+j\omega \frac{\tau_{OC}}{1+S_0 R_{OC}})} = \frac{K_O}{(1+S_0 R_{OC})(1+j\omega\tau_{OC\text{КОР}})}.$$

Таким образом, коэффициент усиления и постоянная времени уменьшаются в глубину ООС раз, а верхняя граничная частота увеличивается.

На рис. 9.18 приведены АЧХ каскада с ОЭ без эмиттерной коррекции, с резистивной ОС и с эмиттерной коррекцией.

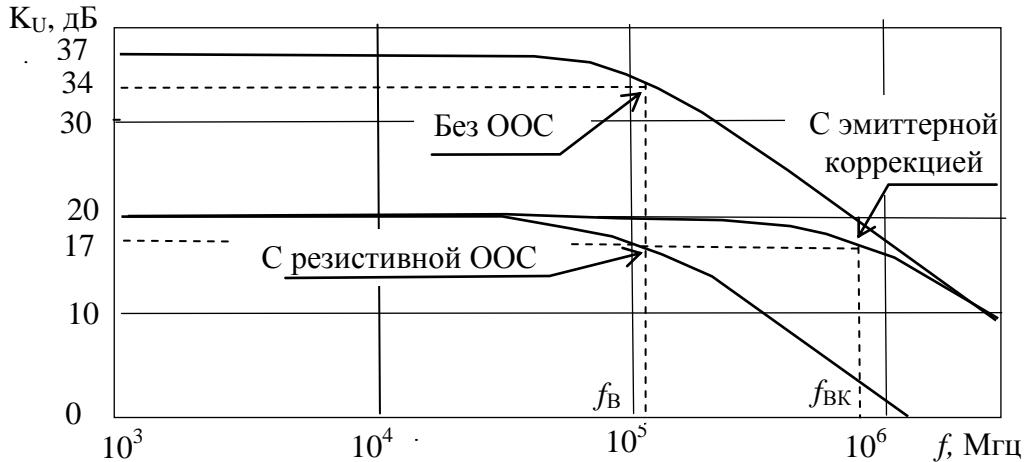


Рисунок 9.18 ЛАЧХ каскада с ОЭ без ОС, с резистивной ОС и с эмиттерной коррекцией

На рис. 9.18 видно, что при введении резистивной ОС коэффициент усиления во всем диапазоне частот уменьшается, а верхняя граничная частота f_B не изменяется. При введении параллельно R_{OC} корректирующей емкости C_{OC} напряжение ООС с повышением частоты уменьшается, коэффициент усиления увеличивается и верхняя граничная частота $f_{BК}$ увеличивается.

На рис. 9.19 приведена ПХ каскада с ОЭ без коррекции, с резистивной ОС и с эмиттерной коррекцией.

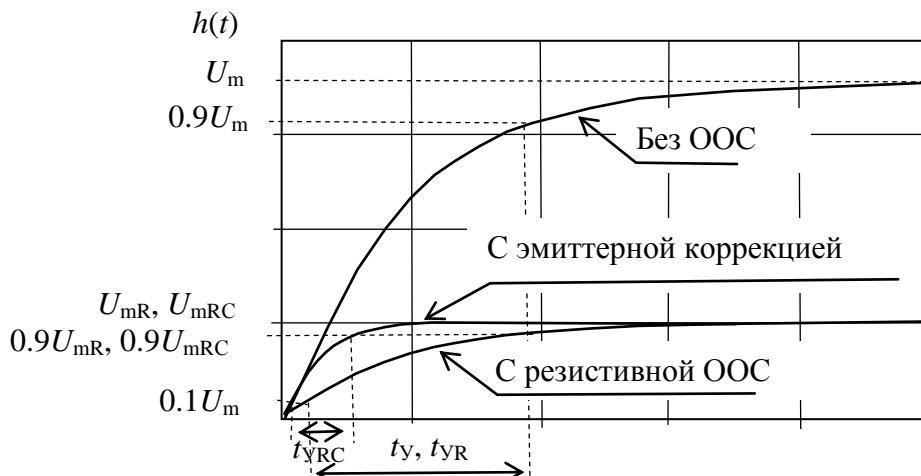


Рисунок 9.19 ПХ каскада с ОЭ без коррекции, с резистивной ОС и с эмиттерной коррекцией

На рис. 9.19 видно, что при подаче прямоугольного импульса на вход усилителя в выходном появляется фронт за счет заряда емкости нагрузки с временем установления t_y .

При введении резистивной ОС напряжение, до которого заряжается емкость, уменьшается, ток заряда уменьшается, поэтому время установления остается тем же t_y . При введении корректирующей емкости ток заряда увеличивается. Напряжение, до которого заряжается емкость, остается как при резистивной ОС, а время установления фронта t_{yRC} уменьшается.

9.6 Каскодные схемы широкополосных усилителей

Каскад с ОЭ имеет большую входную динамическую емкость, которая при каскадировании является нагрузкой предыдущего каскада, что резко уменьшает его верхнюю граничную частоту.

На рис. 9.20 приведена принципиальная схема каскода ОЭ – ОБ.

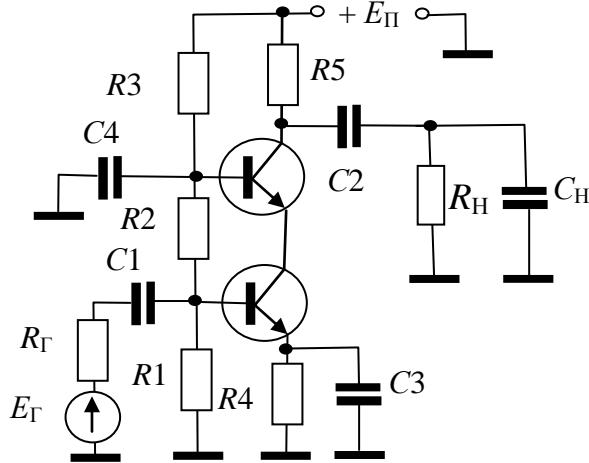


Рисунок 9.20 Схема каскода ОЭ - ОБ

Входная динамическая емкость каскада с ОЭ равна

$$C_{\text{вхдин}} = C_k (1 + K_0).$$

При каскадировании коэффициент усиления по напряжению каскода ОЭ–ОБ равен

$$K_U = K_{U1} K_{U2},$$

где $K_{U1} = S_0 R_{H\approx} = S_0 R_{\text{вхоб}} \approx S_0 \frac{1}{S_0} = 1$ - коэффициент усиления по напряжению первого каскада с ОЭ.

Тогда входная динамическая емкость первого каскада равна

$$C_{\text{вхдин}} = C_k (1 + K_{U1}) = C_k (1 + 1) = 2C_k.$$

Коэффициент усиления по напряжению второго каскада с ОБ равен

$$K_{U2} = S_0 R_{H\approx}.$$

Таким образом, коэффициент усиления по напряжению каскода ОЭ–ОБ равен коэффициенту усиления по напряжению каскада с ОЭ, а входная динамическая емкость меньше в $2/(1+K_0)$ раз.

На рис. 9.21 приведена принципиальная схема каскода ОК – ОЭ.

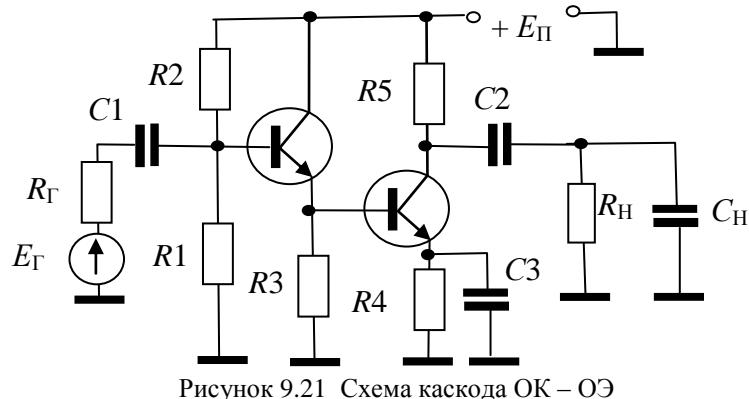


Рисунок 9.21 Схема каскода ОК – ОЭ

При каскадировании коэффициент усиления по напряжению каскода ОК–ОЭ равен

$$K_U = K_{U1} K_{U2},$$

где $K_{U1} = \frac{S_0 R_{H\approx}}{1 + S_0 R_{H\approx}} \approx 1$ - коэффициент усиления по напряжению первого каскода с ОК.

Входная динамическая емкость первого каскода с ОК равна

$$C_{\text{входин}} = C_K + \frac{C_{\text{вхоэ}}}{1 + \beta}.$$

Коэффициент усиления по напряжению второго каскода с ОЭ равен

$$K_{U2} = S_0 R_{H\approx}.$$

Таким образом, коэффициент усиления по напряжению каскода ОК–ОЭ равен коэффициенту усиления по напряжению каскода с ОЭ, а входная динамическая емкость меньше.

На рис. 9.22 приведена принципиальная схема каскода ОК – ОБ.

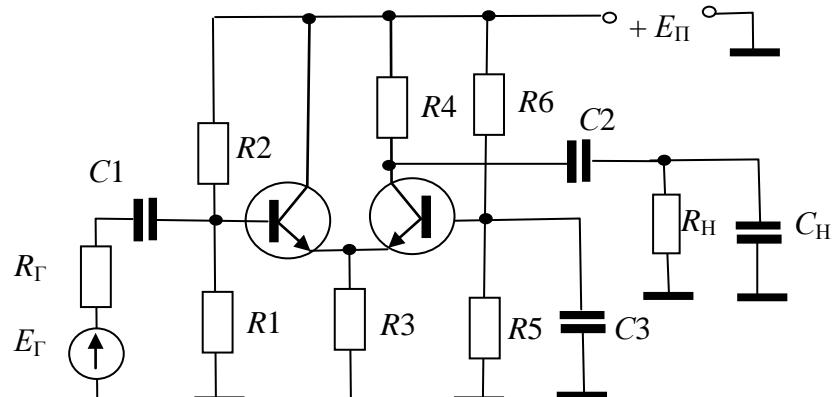


Рисунок 9.22 Схема каскода ОК – ОБ

При каскадировании коэффициент усиления по напряжению каскода ОК–ОБ равен

$$K_U = K_{U1} K_{U2},$$

где $K_{U1} = \frac{S_0 R_{H\approx}}{1 + S_0 R_{H\approx}} = \frac{S_0 R_{\text{ВХОБ}}}{1 + S_0 R_{\text{ВХОБ}}} \approx \frac{1}{2}$ - коэффициент усиления по напряжению первого каскада с ОК.

Входная динамическая емкость первого каскада с ОК равна

$$C_{\text{вхдин}} = C_K + \frac{C_{\text{вхоб}}}{1 + \beta}.$$

Коэффициент усиления по напряжению второго каскада с ОБ равен

$$K_{U2} = S_0 R_{H\approx}.$$

Коэффициент усиления по напряжению каскода ОК–ОБ равен

$$K_U = \frac{S_0 R_{H\approx}}{2}.$$

Таким образом, коэффициент усиления по напряжению каскода ОК–ОЭ в два раза меньше коэффициента усиления по напряжению каскада с ОЭ, а входная динамическая емкость меньше.

Лекция 10 Обратные связи в усилительных устройствах

Обратной связью называется передача части выходного сигнала на вход усилителя. Введение ООС изменяет основные показатели усилителя.

10.1 Классификация видов ООС

1. По способу подачи сигнала ООС во входную цепь:

а) параллельная ООС – из входного тока сигнала вычитается ток ООС ($I_{\text{BX}} = I_C - I_{\text{OC}}$).

б) последовательная ООС – из напряжения сигнала входной цепи вычитается напряжение ООС ($U_{\text{BX}} = U_C - U_{\text{OC}}$).

2. По способу снятия сигнала ООС:

а) по напряжению – сигнал ООС пропорционален выходному напряжению (вход цепи ООС включен параллельно нагрузке).

б) по току – сигнал ООС пропорционален току через нагрузку (вход цепи ООС включен последовательно с нагрузкой).

На рис. 10.1а приведена параллельная ООС ($I_{\text{BX}} = I_C - I_{\text{OC}}$) по напряжению (вход цепи ООС включен параллельно нагрузке).

На рис. 10.1б приведена последовательная ООС ($U_{\text{BX}} = U_C - U_{\text{OC}}$) по току (вход цепи ООС включен последовательно с нагрузкой).

На рис. 10.1в приведена параллельная ООС ($I_{\text{BX}} = I_C - I_{\text{OC}}$) по току (вход цепи ООС включен последовательно с нагрузкой).

На рис. 10.1г приведена последовательная ООС ($U_{\text{BX}} = U_C - U_{\text{OC}}$) по напряжению (вход цепи ООС включен параллельно нагрузке).

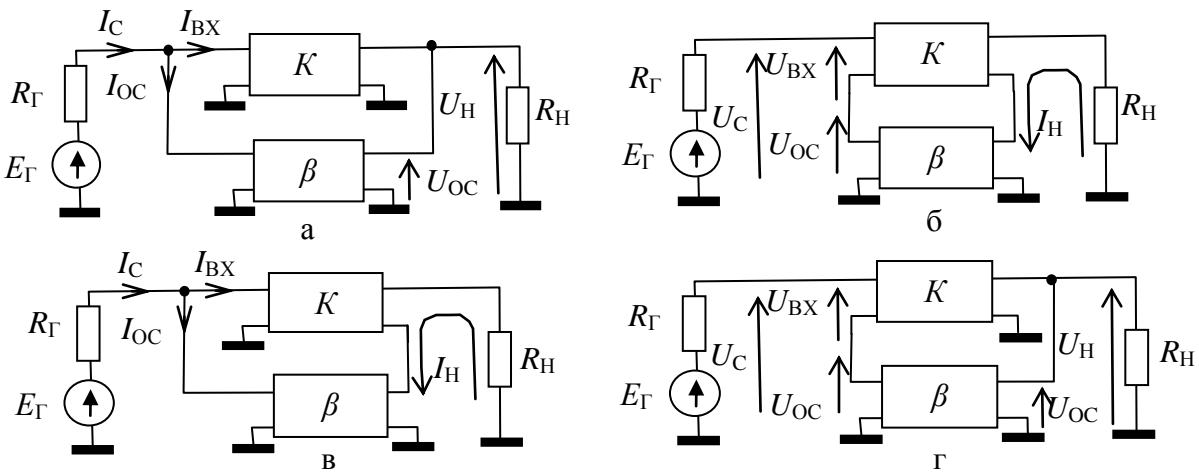


Рисунок 10.1 Виды ООС

10.2 Параллельная ООС по напряжению (ООС Y-типа)

На рис. 10.2 приведена схема параллельной ООС по напряжению (ООС Y-типа).

Для анализа основных параметров схемы с параллельной ООС по напряжению удобно использовать Y-параметры четырехполюсников активного элемента и цепи ООС. При этом Y-параметры четырехполюсников активного элемента и цепи ООС суммируются, и схема остается четырехполюсником, по Y-параметрам которого считаются основных параметров схемы.

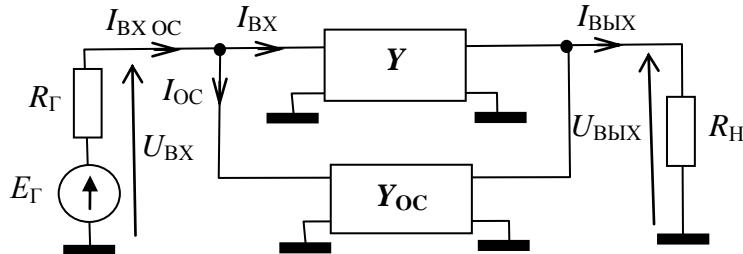


Рисунок 10.2 Схема параллельной ООС по напряжению

Матрица Y -параметров усилителя с параллельной ООС по напряжению запишется

$$Y_K = Y + Y_{OC}.$$

Рассмотрим, как параллельная ООС по напряжению влияет на параметры активного элемента. Для этого найдем коэффициент усиления по току

$$K_{IOC} = \frac{I_{вых}}{I_{BXOC}} = \frac{I_{вых}}{I_{BX} + I_{OC}} = \frac{I_{вых}}{I_{BX}} \left(\frac{1}{1 + I_{OC}/I_{BX}} \right) = \frac{I_{вых}}{I_{BX}} \left(\frac{1}{1 + \beta I_{вых}/I_{BX}} \right) = \frac{K_1}{1 + \beta K_1},$$

где $K_1 = \frac{I_{вых}}{I_{BX}}$ - коэффициент усиления по току активного элемента без ООС.

Выражение для входного сопротивления запишется

$$R_{BXOC} = \frac{U_{вых}}{I_{BXOC}} = \frac{U_{вых}}{I_{BX} + I_{OC}} = \frac{U_{вых}}{I_{BX}} \left(\frac{1}{1 + I_{OC}/I_{BX}} \right) = \frac{U_{вых}}{I_{BX}} \left(\frac{1}{1 + \beta I_{вых}/I_{BX}} \right) = \frac{R_{BX}}{1 + \beta K_1},$$

где $R_{BX} = \frac{U_{вых}}{I_{BX}}$ - входное сопротивление активного элемента без ООС.

Выражение для коэффициента усиления по напряжению запишется

$$K_{UOC} = K_{IOC} \frac{R_H}{R_{BXOC}} = \frac{K_1}{1 + \beta K_1} \left(\frac{R_H (1 + \beta K_1)}{R_{BX}} \right) = K_1 \frac{R_H}{R_{BX}} = K_U.$$

Подключая генератор к выходу, а нагрузку к входу каскада с параллельно ООС по напряжению и проводя преобразования аналогичные определению входного сопротивления для выходного сопротивления получим

$$R_{выхOC} = \frac{R_{вых}}{1 + \beta K_1}.$$

10.3 Последовательная ООС по току (ООС Z-типа)

На рис. 10.3 приведена схема последовательной ООС по току (ООС Z-типа).

Для анализа основных параметров схемы с последовательной ООС по току удобно использовать Z-параметры четырехполюсников активного элемента и цепи ООС. При этом Z-параметры четырехполюсников активного элемента и цепи ООС суммируются, и схема

остается четырехполюсником, по Z-параметрам которого считаются основных параметров схемы.

Матрица Z-параметров усилителя с последовательной ООС по току запишется

$$Z_K = Z + Z_{OC}.$$

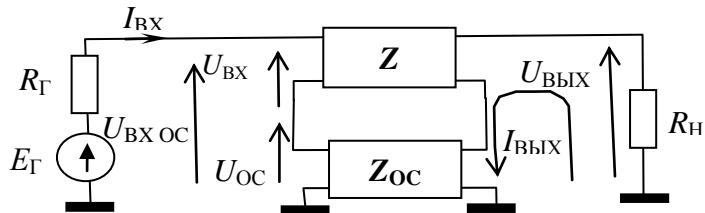


Рисунок 10.3 Схема последовательной ООС по току

Рассмотрим, как последовательная ООС по току влияет на параметры активного элемента. Для этого найдем коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UOC} = \frac{U_{VH}}{U_{BX}} = \frac{U_{VH}}{U_{BX} + U_{OC}} = \frac{U_{VH}}{U_{BX}} \left(\frac{1}{1 + U_{OC}/U_{BX}} \right) = \frac{U_{VH}}{U_{BX}} \left(\frac{1}{1 + \beta U_{VH}/U_{BX}} \right) = \frac{K_U}{1 + \beta K_U},$$

где \$K_U = \frac{U_{VH}}{U_{BX}}\$ - коэффициент усиления по напряжению активного элемента без ООС.

Выражение для входного сопротивления запишется

$$Z_{BXOC} = \frac{U_{BXOC}}{I_{BX}} = \frac{U_{BX} + U_{OC}}{I_{BX}} = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} (1 + U_{OC}/U_{BX}) = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} (1 + \beta U_{VH}/U_{BX}) = Z_{BX} (1 + \beta K_U).$$

Выражение для коэффициента усиления по току запишется

$$K_{IOC} = K_{UOC} \frac{R_{BXOC}}{R_H} = \frac{K_U}{1 + \beta K_U} \left(\frac{R_{BX} (1 + \beta K_U)}{R_H} \right) = K_U \frac{R_{BX}}{R_H} = K_I.$$

Подключая генератор к выходу, а нагрузку к входу каскада с последовательной ООС по току и проводя преобразования аналогичные определению входного сопротивления для выходного сопротивления получим

$$R_{VHOC} = R_{VH} (1 + \beta K_U).$$

10.4 Параллельная ООС по току (ООС G-типа)

На рис. 10.4 приведена схема параллельной ООС по току (ООС G-типа).

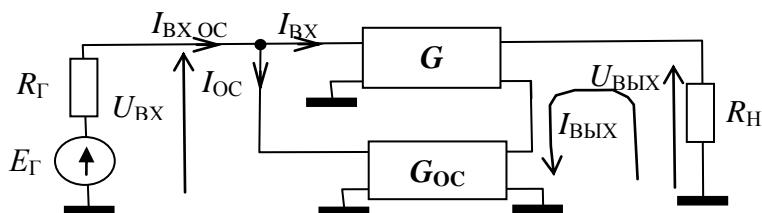


Рисунок 10.4 Схема параллельной ООС по току

Для анализа основных параметров схемы с параллельной ООС по току удобно использовать \$G\$-параметры четырехполюсников активного элемента и цепи ООС. При этом

G -параметры четырехполюсников активного элемента и цепи ООС суммируются, и схема остается четырехполюсником, по G -параметрам которого считаются основных параметров схемы.

Матрица G -параметров усилителя с параллельной ООС по току запишется

$$G_K = G + G_{OC}.$$

Рассмотрим, как параллельная ООС по току влияет на параметры активного элемента. Для этого найдем коэффициент усиления по току

$$K_{IOC} = \frac{I_{VYIX}}{I_{BXOC}} = \frac{I_{VYIX}}{I_{BX} + I_{OC}} = \frac{I_{VYIX}}{I_{BX}} \left(\frac{1}{1 + I_{OC}/I_{BX}} \right) = \frac{I_{VYIX}}{I_{BX}} \left(\frac{1}{1 + \beta I_{VYIX}/I_{BX}} \right) = \frac{K_1}{1 + \beta K_1}.$$

Выражение для входного сопротивления запишется

$$R_{BXOC} = \frac{U_{BX}}{I_{BXOC}} = \frac{U_{BX}}{I_{BX} + I_{OC}} = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} \left(\frac{1}{1 + I_{OC}/I_{BX}} \right) = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} \left(\frac{1}{1 + \beta I_{VYIX}/I_{BX}} \right) = \frac{R_{BX}}{1 + \beta K_1}.$$

Выражение для коэффициента усиления по напряжению запишется

$$K_{UOC} = K_{IOC} \frac{R_H}{R_{BXOC}} = \frac{K_1}{1 + \beta K_1} \left(\frac{R_H (1 + \beta K_1)}{R_{BX}} \right) = K_1 \frac{R_H}{R_{BX}} = K_U.$$

Подключая генератор к выходу, а нагрузку к входу каскада с параллельно ООС по току и проводя преобразования аналогичные определению входного сопротивления для выходного сопротивления получим

$$R_{VYIXOC} = R_{VYIX} (1 + \beta K_U).$$

10.5 Последовательная ООС по напряжению (ООС H -типа)

На рис. 10.5 приведена схема последовательной ООС по напряжению (ООС H -типа).

Для анализа основных параметров схемы с последовательной ООС по току удобно использовать H -параметры четырехполюсников активного элемента и цепи ОС. При этом H -параметры четырехполюсников активного элемента и цепи ОС суммируются, и схема остается четырехполюсником, по H -параметрам которого считаются основных параметров схемы.

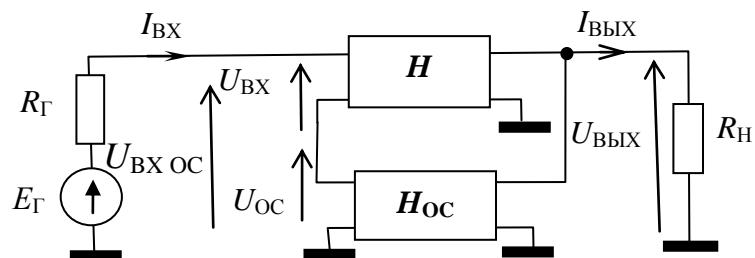


Рисунок 10.5 Схема последовательной ООС по напряжению

Матрица H -параметров усилителя с последовательной ООС по напряжению запишется

$$H_K = H + H_{OC}.$$

Рассмотрим, как последовательная ООС по напряжению влияет на параметры активного элемента. Для этого найдем коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UOC} = \frac{U_{VYIX}}{U_{BXOC}} = \frac{U_{VYIX}}{U_{BX} + U_{OC}} = \frac{U_{VYIX}}{U_{BX}} \left(\frac{1}{1+U_{OC}/U_{BX}} \right) = \frac{U_{VYIX}}{U_{BX}} \left(\frac{1}{1+\beta U_{VYIX}/U_{BX}} \right) = \frac{K_U}{1+\beta K_U}.$$

Выражение для входного сопротивления запишется

$$Z_{BXOC} = \frac{U_{BXOC}}{I_{BX}} = \frac{U_{BX} + U_{OC}}{I_{BX}} = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} (1 + U_{OC}/U_{BX}) = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} (1 + \beta U_{VYIX}/U_{BX}) = Z_{BX} (1 + \beta K_U).$$

Выражение для коэффициента усиления по току запишется

$$K_{IOC} = K_{UOC} \frac{R_{BXOC}}{R_H} = \frac{K_U}{1 + \beta K_U} \left(\frac{R_{BX} (1 + \beta K_U)}{R_H} \right) = K_U \frac{R_{BX}}{R_H} = K_I.$$

Подключая генератор к выходу, а нагрузку к входу каскада с последовательной ООС по току и проводя преобразования аналогичные определению входного сопротивления для выходного сопротивления получим

$$R_{VYIXOC} = R_{VYIX} (1 + \beta K_U).$$

В таблице 10.1 показано влияние ООС на основные качественные показатели усилительных устройств.

Таблица 10.1

Влияние ООС на основные качественные показатели усилительных устройств.

Тип ООС	K_{UOC}	K_{IOC}	R_{BXOC}	R_{VYIXOC}
ООС Y -типа	$\sim K_U$	$\downarrow K_I$	$\downarrow R_{BX}$	$\downarrow R_{VYIX}$
ООС Z -типа	$\downarrow K_U$	$\sim K_I$	$\uparrow R_{BX}$	$\uparrow R_{VYIX}$
ООС G -типа	$\sim K_U$	$\downarrow K_I$	$\downarrow R_{BX}$	$\uparrow R_{VYIX}$
ООС H -типа	$\downarrow K_U$	$\sim K_I$	$\uparrow R_{BX}$	$\downarrow R_{VYIX}$

Лекция 11 Схемотехника усилительных устройств с ООС

11.1 Схема каскада с ОЭ с параллельной ООС по напряжению (ООС Y-типа)

На рис. 11.1а приведена принципиальная схема и на рис 11.1б эквивалентная для анализа в области средних частот схемы каскада с ОЭ с параллельной ООС по напряжению.

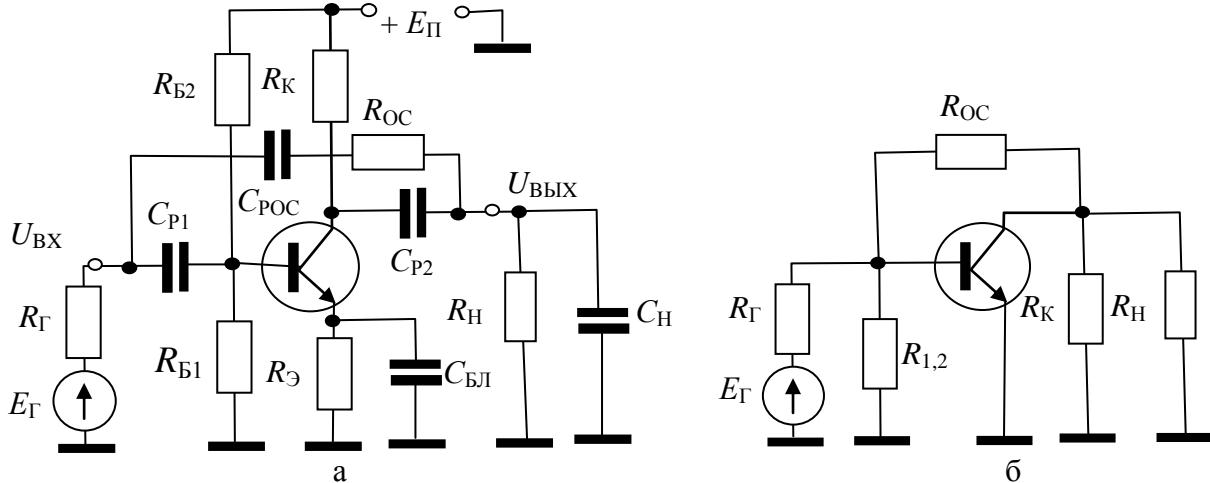


Рисунок 11.1 Схемы каскада с ОЭ с параллельной ООС по напряжению:
а) принципиальная, б) эквивалентная

Схема каскада с ОЭ параллельная ООС по напряжению не меняет коэффициент усиления по напряжению равный

$$K_{\text{UOC}} = S_0 R_{H\approx},$$

уменьшает входное, выходное сопротивления и коэффициент усиления по току.

Входное сопротивление каскада с ОЭ с параллельной ООС по напряжению равно

$$R_{\text{BXOC}} = R_{\text{BX}} / (1 + K_{\text{UOC}}).$$

Выходное сопротивление каскада с ОЭ с параллельной ООС по напряжению равно

$$R_{\text{VYUHOC}} = R_{\text{VYUH}} / (1 + K_{\text{UOC}}).$$

Коэффициент усиления по току равен

$$K_{\text{IOC}} = R_{\text{OC}} / R_{H\approx}.$$

11.2 Схема каскада с ОЭ с последовательной ООС по току (ООС Z-типа)

На рис. 11.2а приведена принципиальная схема и на рис. 11.2б эквивалентная схема каскада с ОЭ с последовательной ОС по току (ООС Z-типа) для анализа в области средних частот.

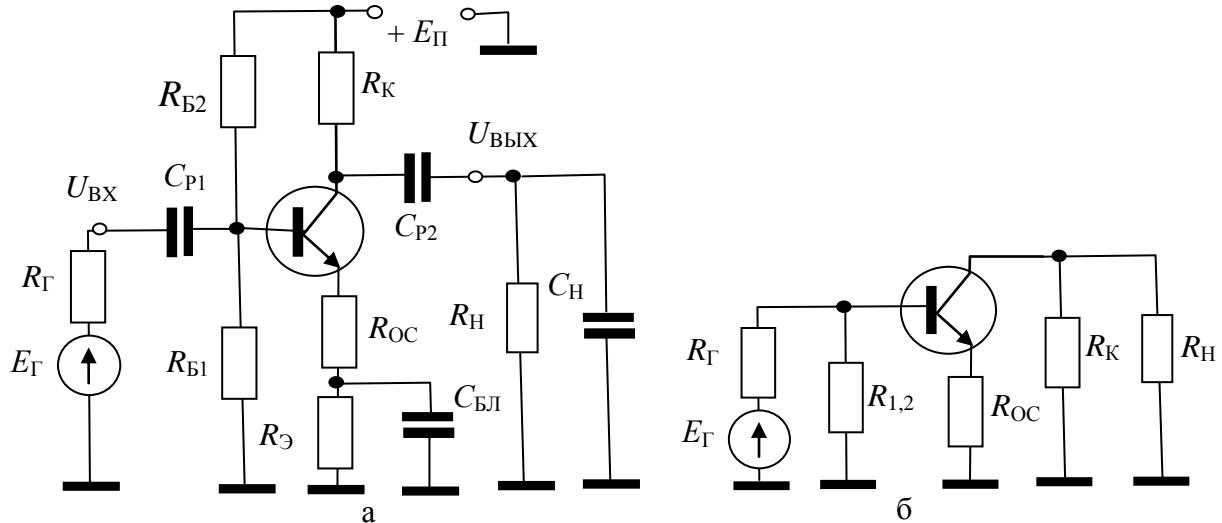


Рисунок 11.2 схемы каскада с ОЭ с последовательной ООС по току:
а) принципиальная, б) эквивалентная

Схема каскада с ОЭ с последовательной ООС по току не меняет коэффициент усиления по току равный

$$K_{\text{IOC}} = K_I,$$

увеличивает входное, выходное сопротивления и уменьшает коэффициент усиления по току.

Входное сопротивление каскада с ОЭ с последовательной ООС по току равно

$$R_{\text{BXOC}} = R_{\text{BX}}(1+K_{\text{UOC}}).$$

Выходное сопротивление каскада с ОЭ с последовательной ООС по току равно

$$R_{\text{VYHOC}} = R_{\text{VYH}}(1+K_{\text{UOC}}).$$

Коэффициент усиления по напряжению равен

$$K_{\text{UOC}} = R_{\text{H}}/R_{\text{OC}}.$$

11.3 Схема каскада ОЭ с параллельной ООС по току (ООС G-типа)

На рис. 11.3а приведена принципиальная схема и на рис. 11.3б эквивалентная для анализа в области средних частот схема каскада с ОЭ с параллельной ООС по току (ООС G-типа).

Схема каскада с ОЭ с параллельной ООС по току не меняет коэффициент усиления по напряжению равный

$$K_{\text{UOC}} = K_1 K_2 = S_0 R_{\text{H1}} R_{\text{H2}} / R_{\text{OC}},$$

где $K_1, R_{\text{H1}}, K_2, R_{\text{H2}}$ - коэффициент усиления по напряжению и нагрузка по переменному току первого и второго каскадов соответственно.

Входное сопротивление уменьшается, выходное увеличивается, коэффициент усиления по току уменьшается.

Входное сопротивление каскада с ОЭ с параллельной ООС по току равно

$$R_{\text{ВХОС}} = R_{\text{ВХ}} / (1 + K_{\text{УОС}}).$$

Выходное сопротивление каскада с ОЭ с параллельной ООС по току равно

$$R_{\text{ВЫХОС}} = R_{\text{ВЫХ}} (1 + R_{\text{H2ω}} / R_{\text{ЭОС}}).$$

Коэффициент усиления по току равен

$$K_{\text{ИОС}} \approx (R_{\text{ОС}} + R_{\text{ЭОС}}) / R_{\text{ЭОС}}.$$

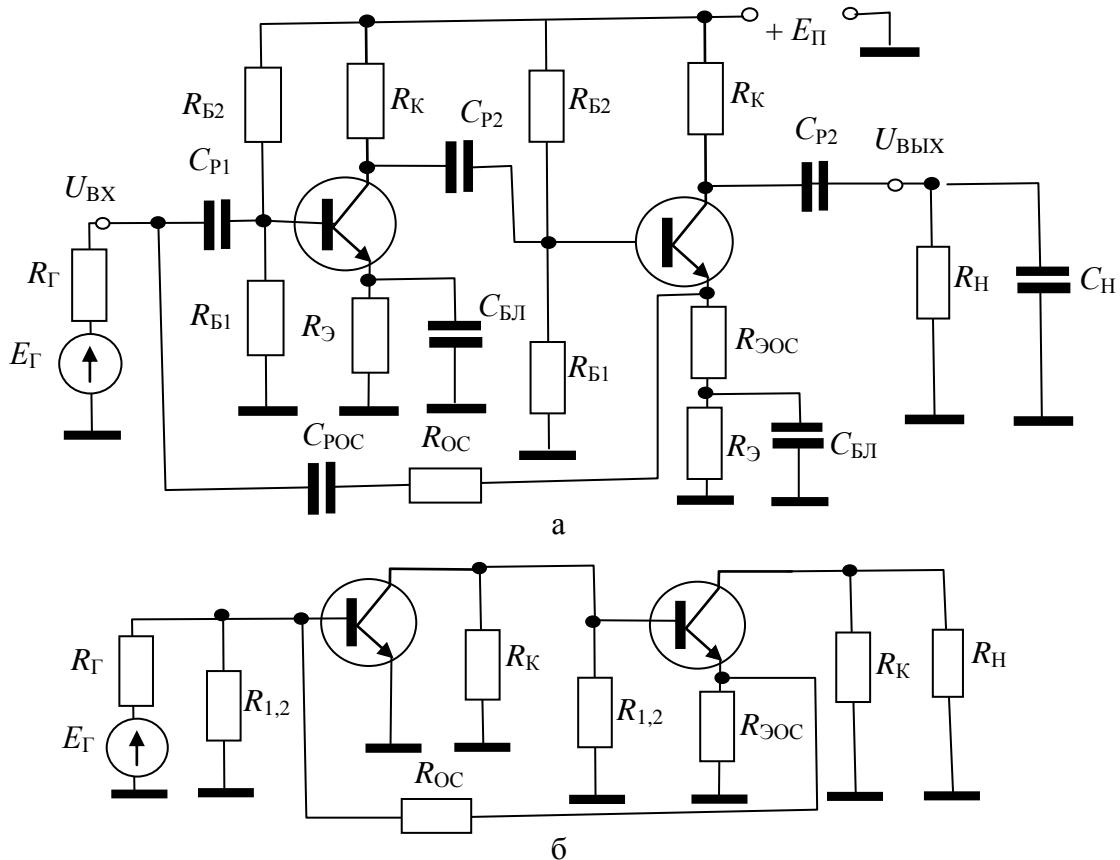


Рисунок 11.3 Схемы каскада с ОЭ с параллельной ООС по току:
а) принципиальная, б) эквивалентная

11.4 Схема каскада с ОЭ с последовательной ООС по напряжению (ООС H-типа)

На рис. 11.4а приведена принципиальная схема и на рис. 11.4б эквивалентная для анализа в области средних частот схема каскада с ОЭ с последовательной ОС по напряжению (ООС H-типа).

Схема каскада с ОЭ с последовательной ОС по напряжению не меняет коэффициент усиления по току равный

$$K_{\text{ИОС}} = K_{\text{I}},$$

увеличивает входное сопротивление, уменьшает выходное сопротивление и уменьшает коэффициент усиления по напряжению.

Входное сопротивление каскада ОЭ с последовательной ООС по току равно

$$R_{\text{BXOC}} = R_{\text{BX}}(1+K_{\text{UOC}}).$$

Выходное сопротивление каскада с ОЭ с последовательной ООС по току равно

$$R_{\text{выхОС}} = R_{\text{вых}}(1+K_{\text{UOC}}).$$

Коэффициент усиления по напряжению равен

$$K_{\text{UOC}} = R_{\text{Hs}}/R_{\text{OC}}.$$

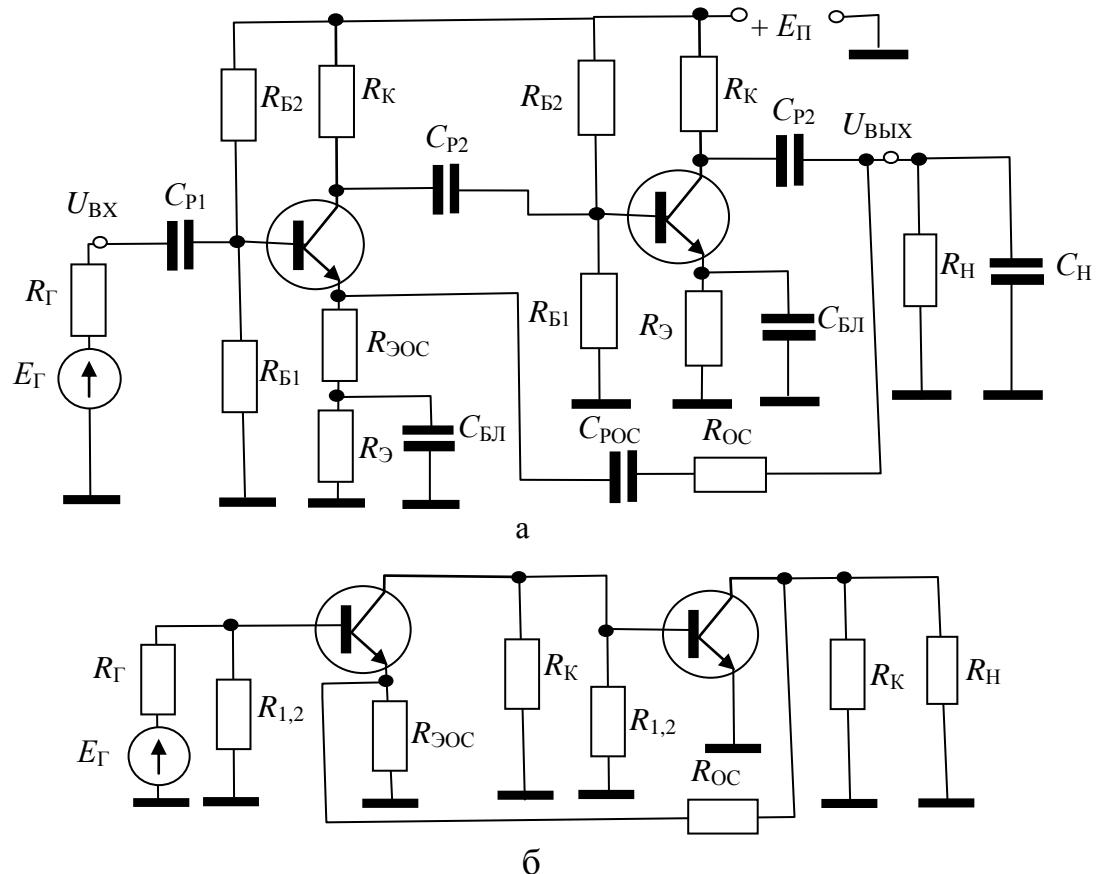


Рисунок 11.4 Схемы каскада с ОЭ с последовательной ООС по напряжению
а) принципиальная, б) эквивалентная

Лекция 12 Усилители мощности

Усилители мощности предназначены для передачи больших мощностей сигналов без искажений в низкоомную нагрузку. Обычно это выходные каскады.

Основные задачи при проектировании

1. Обеспечение согласования выходного сопротивления усилителя мощности с нагрузкой, с целью передачи в нагрузку максимальной мощности.
 2. Достижение минимальных нелинейных искажений сигнала.
 3. Получение максимального КПД.
- Классификации усилителей мощности**
1. По способу усиления – однотактные и двухтактные.
 2. По способу согласования – трансформаторные, бестрансформаторные.
 3. По классу усиления – классы А, В, АВ, С, Д.
 4. По методу проектирования – графоаналитические, по усредненным параметрам.

12.1 Классы усиления

На рис. 12.1 приведены графические представления режимов работы усилителя. При работе в режиме класса А (рис. 12.1а) транзистор все время находится в открытом состоянии на средине линейного участка нагрузочной прямой по переменному току, следовательно, угол отсечки (половина времени за период, в течение которого транзистор открыт) $\Theta=180^\circ$. Поэтому в режиме усиления класса А КПД невысокий (теоретический 50%, а практический 35-40%), при этом получаются минимальные нелинейные искажения (коэффициент гармоник $K_\Gamma < 1\%$).

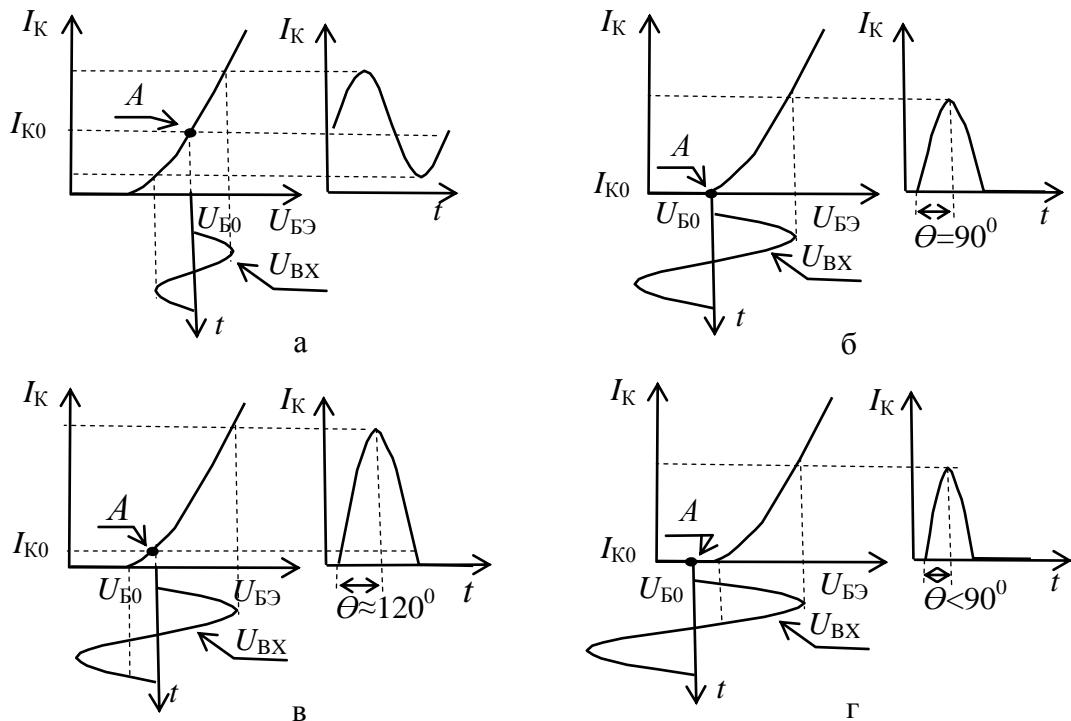


Рисунок 12.1 Графическое представление режимов работы:
а) режим А, б) режим В, в) режим АВ, г) режим С

При работе в режиме класса В (рис. 12.1б) транзистор в режиме покоя закрыт и не потребляет мощность от источника питания, а открывается только в течении половины периода входного сигнала ($\Theta=90^0$), что позволяет получить КПД до 70%. Недостаток в режиме класса В, это большой уровень нелинейных искажений ($K_\Gamma > 10\%$).

При работе в режиме класса АВ (рис. 12.1в) через транзистор протекает небольшой ток покоя ($I_{K0} \approx 0.1I_{МАК}$), выводящий основную часть рабочей полуволны входного гармонического сигнала на участок ВАХ с относительно малой нелинейностью ($\Theta \approx 120^0$). В режиме класса АВ КПД может достигать 70%, а коэффициент гармоник $K_\Gamma < 10\%$.

При работе в режиме класса С (рис. 2.1г) транзистор закрыт ($\Theta < 90^0$). Поэтому режим класса С более экономичный чем режим класса В, однако в режиме класса С велики нелинейные искажения. Поэтому режим класса С применяется, в основном. В генераторах и резонансных усилителях, где высшие гармонические составляющие отфильтровываются резонансными цепями в цепи нагрузки.

Режим класса D или ключевой режим применяется в сочетании с широтно-импульсной модуляцией, что позволяет проектировать мощные экономичные усилители мощности.

12.2 Однотактные усилители мощности

Основной задачей при построении усилителя мощности является согласование выходного сопротивления $R_{\text{вых}}$ усилительного каскада с нагрузкой R_H по мощности, т.е. $R_{\text{вых}} = R_H$. При этом непосредственное включение обычно низкоомной нагрузки в коллекторную цепь транзистора невозможно, так как транзистор будет работать в режиме генератора тока с весьма низким КПД. Осуществить согласование позволяет трансформаторное включение нагрузки, приведенное на рис. 12.2.

Сопротивление нагрузки по переменному току равно

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

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

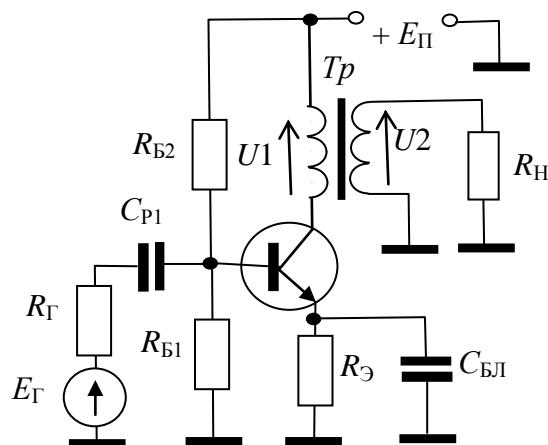


Рисунок 12.2 Однотактный трансформаторный усилитель мощности

Достоинством однотактного трансформаторного усилителя мощности являются малые нелинейные искажения.

Основными недостатками однотактного трансформаторного усилителя мощности являются:

малый КПД;
больше частотные искажения за счет трансформатора;
большие нелинейные искажения за счет тока подмагничивания трансформатора;
невозможность реализации в интегральном исполнении.

12.3 Двухтактные трансформаторные усилители мощности

На рис. 12.3 приведена схема двухтактного трансформаторного усилителя мощности.

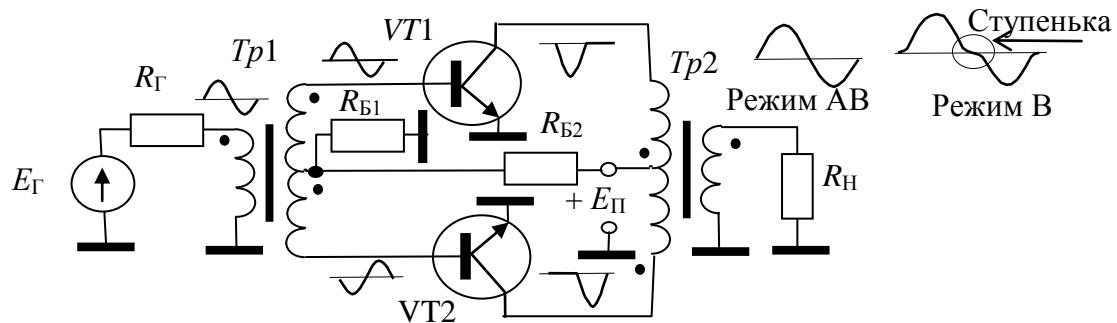


Рисунок 12.3 Схема двухтактного трансформаторного усилителя мощности

Усиление сигнала в двухтактном усилителе мощности происходит в два такта работы. В течении первого такта положительная полуволна сигнала усиливается транзистором $VT1$, а транзистор $VT2$ закрыт. В течении второго такта полуволна сигнала усиливается транзистором $VT2$, а транзистор $VT1$ закрыт. Такая поочередная работа транзисторов позволяет использовать экономичные режимы работы В, АВ, С, Д. КПД такого усилителя может достигать 70%.

В режиме В резистор R_{B2} отсутствует, что приводит к появлению искажений в выходном сигнале в виде «ступеньки» (см. рис.) и значительным нелинейным искажениям. Уменьшение нелинейных искажений осуществляется путем перехода к режиму работы класса АВ (см. рис. 12.3).

12.4 Бестрансформаторные двухтактные усилители мощности

На рис. 12.4 приведена структурная схема бестрансформаторного двухтактного усилителя мощности (УМ) с использованием фазоинвертора (ФИ).

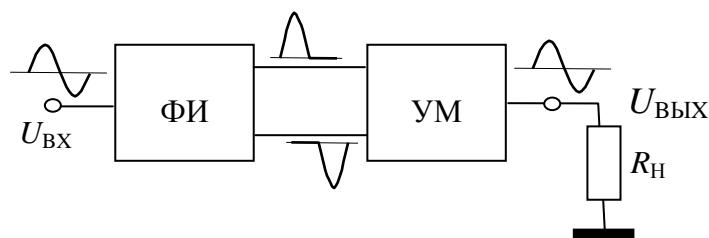


Рисунок 12.4 Структурная схема бестрансформаторного двухтактного УМ с ФИ

На рис. 12.5 приведена принципиальная схема ФИ каскада с разделенной нагрузкой. Коэффициент усиления ФИ каскада для коллекторной цепи запишется

$$K_{U_1} = S_0 R_{H1\infty} / (1 + S_0 R_{H2\infty}).$$

При $R_{H1} \approx R_{H2}$ коэффициент усиления ФИ каскада для коллекторной цепи $K_{U1} \approx 1$.

Коэффициент усиления ФИ каскада для эмиттерной цепи запишется

$$K_{U2} = S_0 R_{H2} / (1 + S_0 R_{H2})$$

Таким образом, $K_{U2} = K_{U1} \approx 1$.

Достоинство каскада с разделенной нагрузкой – простота и малые нелинейные искажения.

Недостаток – малый коэффициент усиления и разные сопротивления выхода $R_{\text{вых}}$.

На рис. 12.6 приведена принципиальная схема дифференциального каскада (ДК), который чаще используется в качестве ФИ каскада.

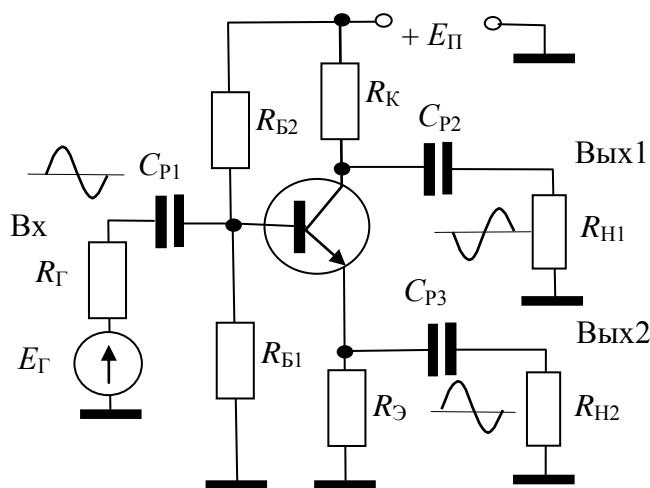


Рисунок 12.5 Схема ФИ каскада с разделенной нагрузкой

Коэффициент усиления на первый выход определяется транзистором VT1, включенным по схеме каскада с ОЭ с последовательной ОС по току

$$K_{U1} = S_0 R_{H1} / (1 + S_0 R_{\text{вхоб}}) = S_0 R_{H1} / (1 + S_0 / S_0) = (S_0 / 2) R_{H1}$$

где $R_{\text{вхоб}} = 1/S_0$ – входное сопротивление транзистора VT2, включенного по схеме каскада с ОБ.

Коэффициент усиления на второй выход определяется каскадным соединением транзистора VT1, включенного по схеме каскада с ОК и транзистором VT2, включенного по схеме каскада с ОБ

$$K_{U2} = K_{UOK} K_{UOB} = [S_0 R_{\text{вхоб}} / (1 + S_0 R_{\text{вхоб}})] S_0 R_{H2} \approx [(S_0 / S_0) / (1 + S_0 / S_0)] S_0 R_{H2} = (S_0 / 2) R_{H2}$$

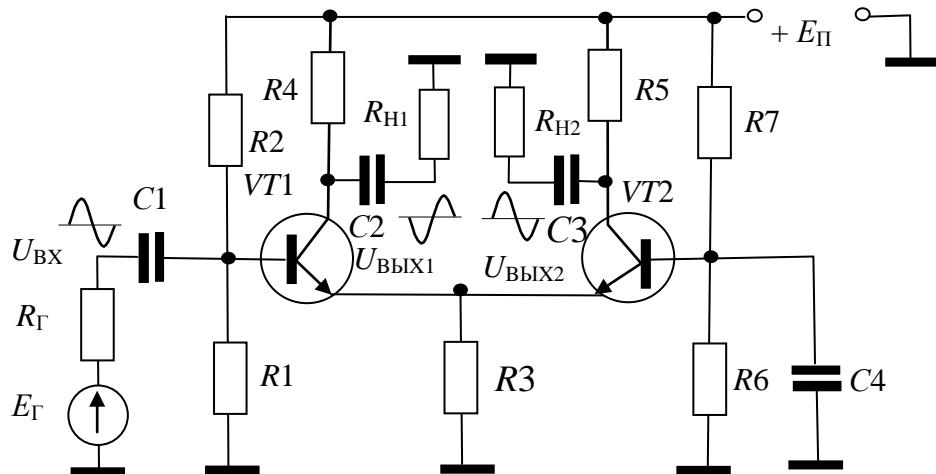


Рисунок 12.6 ФИ каскад на основе ДК

Таким образом, коэффициент усиления по напряжению плеч ФИ каскада на основе дифференциального каскада равен половине коэффициента усиления по напряжению каскада с ОЭ.

На рис. 12.7 приведена схема выходного каскада усилителя мощности, подключаемого к выходам ФИ каскада.

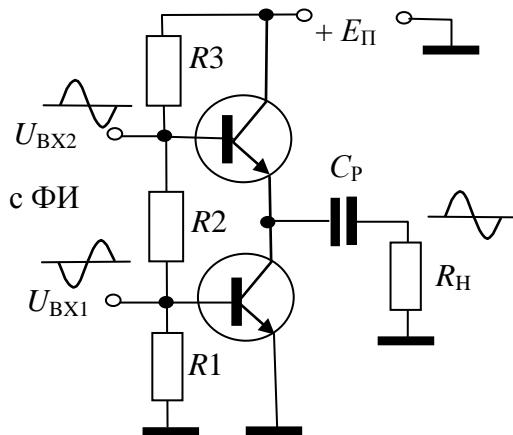


Рисунок 12.7 Схема выходного каскада УМ

В данном каскаде возможно использование режимов класса В, АВ, С. К достоинствам каскада следует отнести возможность использования мощных транзисторов одного типа проводимостей. При использовании двухполарного источника питания возможно непосредственное подключение нагрузки без разделительного конденсатора, который обычно имеет большую емкость и габариты, что затрудняет микроисполнение усилителя мощности.

Необходимость применения в ФИ режима класса А делает недостижимым высокий КПД усилителя мощности.

Лучшими параметрами обладают двухтактные бестрансформаторные усилители мощности, выполненные на комплементарных транзисторах.

На рис. 12.8 приведены схемы двухтактных бестрансформаторных усилителей мощности выполненные на комплементарных транзисторах, работающего в режиме класса В (рис.12.8а) и АВ (рис.12.8б).

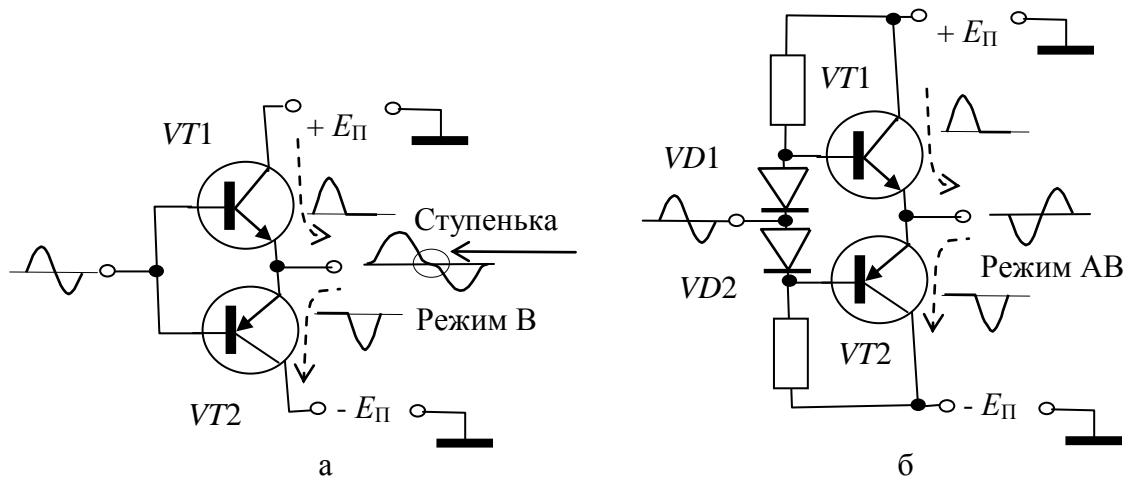


Рисунок 12.8 Схемы двухтактных бестрансформаторных УМ

При подаче на вход положительной полуволны входного гармонического сигнала открывается транзистор VT_1 и через нагрузку потечет ток. При подаче на вход отрицательной полуволны входного гармонического сигнала открывается транзистор VT_2 и через нагрузку потечет ток противоположном направлении. Применение двухполарного источника питания позволяет использовать каскад как усилитель постоянного тока и реализовывать его в виде микросхемы. Недостатком данной схемы, работающей в режиме класса В являются большие нелинейные искажения ($K_{\Gamma} > 10\%$). От этого недостатка свободна схема усилителя мощности, работающая в режиме класса АВ, приведенная на рис. . При положительной полуволны входного гармонического сигнала диод VD_1 подзапирается и на базе VT_1 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 VD_2 и VT_2 и на нагрузке формируются отрицательные полуволны выходного гармонического сигнала.

Лекция 13 Операционные усилители

13.1 Структурные схемы усилительных устройств

На рис. 13.1 приведена структурная схема усилительного устройства, содержащая входной малошумящий усилитель (МШУ), промежуточный каскад и выходной усилитель УМ.

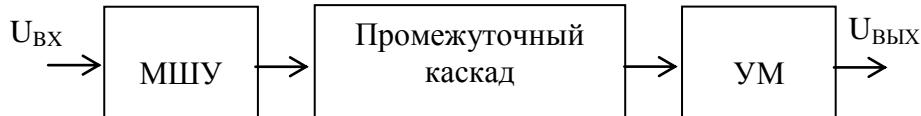


Рисунок 13.1 Структурная схема усилительного устройства

Входной каскад МШУ обеспечивает согласование и минимум коэффициента шума.

Промежуточный каскад обеспечивает требуемый коэффициент усиления.

Выходной каскад УМ – требуемую выходную мощность.

Операционный усилитель (ОУ) – это микросхема, выполненная в интегральном исполнении.

На рис. 13.2 приведена структурная схема ОУ, содержащая входной дифференцирующий каскад, промежуточный дифференцирующий каскад и выходной каскад усилитель мощности.

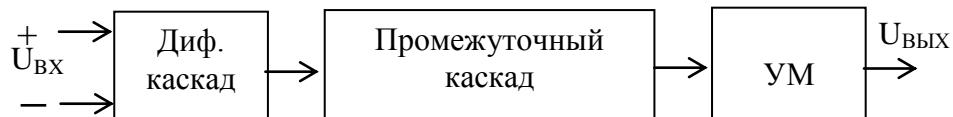


Рисунок 13.2 Структурная схема ОУ

На рис. 13.3 приведена принципиальная схема ОУ, содержащая входной дифференцирующий каскад на полевых транзисторах с каналом n-типа, промежуточный дифференцирующий каскад на биполярных транзисторах p-n-p типа и выходной каскад двухтактный бестрансформаторный усилитель мощности.

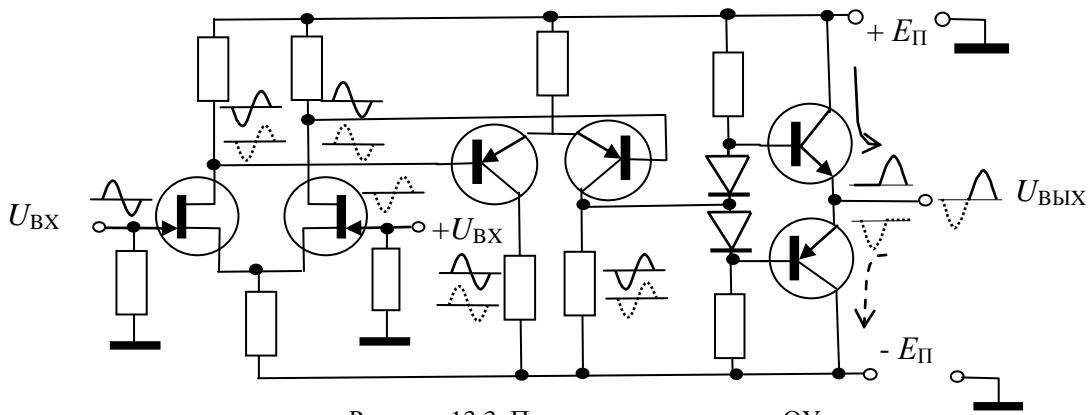


Рисунок 13.3 Принципиальная схема ОУ

Принципиальная схема ОУ, приведенного на рис. 13.3, имеет симметричный вход и несимметричный выход. Двухполярный источник питания обеспечивает режим работы усилителя в качестве усилителя постоянного тока (УПТ).

13.2 Основные параметры ОУ

На рис. 13.4 приведено условное обозначение ОУ с симметричным входом и несимметричным выходом. Один вход является инвертирующим, второй вход - неинвертирующим. При подачи на инвертирующий вход положительного импульса на выходе получаем отрицательный импульс, т. е. полярность импульса меняется на противоположную. При подачи на неинвертирующий вход положительного импульса полярность импульса на выходе не меняется.

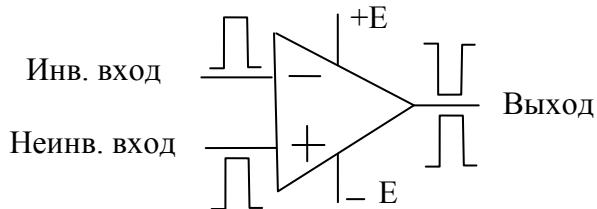


Рисунок 13.4 Условное обозначение ОУ

Основные параметры идеального ОУ:

- входное сопротивление $R_{\text{ВХ}} \rightarrow \infty$ ($10^6 \div 10^7$ Ом);
- выходное сопротивление $R_{\text{ВыХ}} \rightarrow 0$ (10 \div 100 Ом);
- коэффициент усиления по напряжению $K_U \rightarrow \infty$ (60 \div 120 дБ).

Частота единичного усиления, при которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице $f_1 = K_B f_B$, где K_B - коэффициент усиления на частоте f_B .

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения

$$V_{\max \text{ oy}} = \omega_B U_{\text{выХМАХ ОУ}},$$

где $U_{\text{выХМАХ ОУ}}$ - максимальное выходное напряжение ОУ на частоте ω_B .

Коэффициент ослабления синфазной помехи (КОСФП) в пределах 60-120 дБ.

13.3 Основные характеристики ОУ

Частотную зависимость коэффициента усиления по напряжению ОУ можно представить в следующем виде

$$K_{U\text{oy}} = K_{U\text{oy}0} / (1 + i\omega\tau_B) = K_{U\text{oy}0} / (1 + i\omega/\omega_B) = K_{U\text{oy}0} / (1 + if/f_B),$$

где $K_{U\text{oy}0}$ - коэффициент усиления ОУ на постоянном токе,

$\tau_B = 1/\omega_B = 1/(2\pi f_B)$ - постоянная времени ОУ, которая при $M_B=3$ дБ определяет верхнюю граничную частоту ОУ для ЛАЧХ и частоту сопряжения для асимптотической ЛАЧХ.

Выражения для АЧХ и ФЧХ ОУ запишутся соответственно

$$|K_{U\text{oy}}| = K_{U\text{oy}0} / \sqrt{1 + (f/f_B)^2},$$

$$\varphi = -\arctg(f/f_B).$$

Тогда для ЛАЧХ и ЛФЧХ ОУ получим

$$|K_{UOY}|_{dB} = 20 \log(K_{UOY_0} / \sqrt{1 + (f/f_B)^2}) = 20 \log(K_{UOY_0}) - 20 \log(\sqrt{1 + (f/f_B)^2}),$$

$$\varphi = -\arctg(f/f_B).$$

На рис. 13.5 приведены ЛАЧХ и АЛАЧХ (рис.13.5а), ЛФЧХ и АЛФЧХ (рис.13.5б) ОУ.

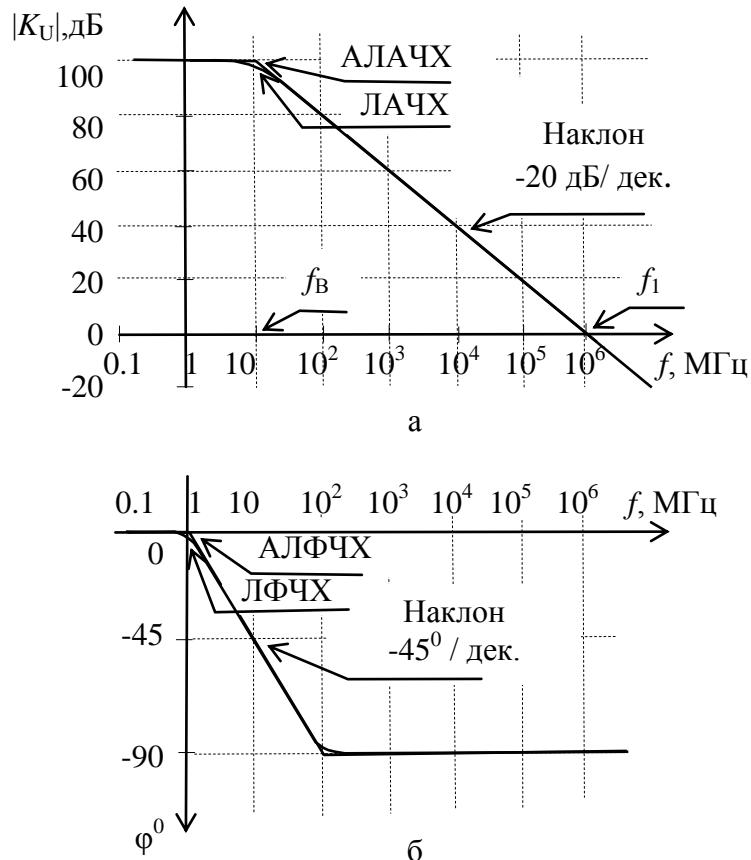


Рисунок 13.5 ЛАЧХ и АЛАЧХ, ЛФЧХ и АЛФЧХ ОУ

АЛАЧХ строится с помощью двух асимптот: одна асимптота идет параллельно оси частот до верхней граничной частоты ОУ (сопрягающей частоты) $f_B = f_1/K_{UOY_0}$, а вторая асимптота идет с наклоном -20dB на декаду (см. рис. 13.5а).

АЛФЧХ строится с помощью трех асимптот: одна асимптота идет параллельно оси частот до $0.1 f_B$, затем вторая асимптота с наклоном -45° на декаду до $10 f_B$, а затем третья асимптота по уровню -90° параллельно оси частот (см. рис. 13.5б).

На рис. 13.6 представлены АХ ОУ для инвертирующего (1) и неинвертирующего (2) входов.

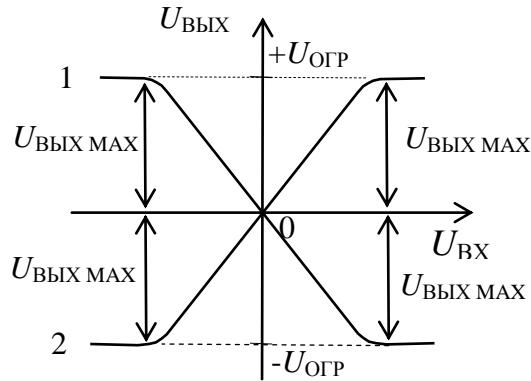


Рисунок 13.6 АЧХ ОУ

Максимальное выходное напряжение ОУ ограничивается напряжением источника питания и составляет примерно $U_{\text{ВЫХ MAX OU}} \approx (0.8-0.9)E_{\text{пит}}$.

На рис. 13.7 приведена зависимость максимальной амплитуды выходного напряжения от частоты.

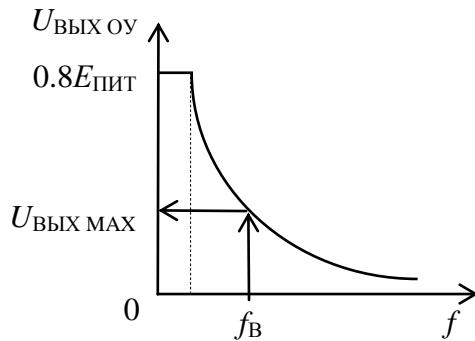


Рисунок 13.7 Зависимость максимальной амплитуды выходного напряжения от частоты

На низких частотах максимальная амплитуда выходного напряжения определяется напряжением источника питания и остаточным напряжением на выходном электроде транзистора оконечного каскада ОУ. На верхних частотах рабочего диапазона максимальная амплитуда выходного напряжения ОУ определяется из выражения

$$V_{\text{maxou}} = \omega_B U_{\text{ВЫХ MAX OU}} = V_{\text{maxou}} / \omega_B = V_{\text{maxou}} / (2\pi f_B).$$

13.4 Инвертирующий каскад на ОУ

На рис. 13.8 приведена упрощенная принципиальная схема инвертирующего каскада на ОУ, охваченного параллельной ООС по напряжению с генератором напряжения на входе.

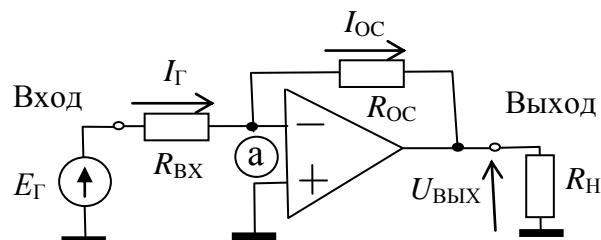


Рисунок 13.8 Схема инвертирующего каскада на ОУ

При идеальном ОУ разность напряжений на входных зажимах стремится к нулю, а поскольку неинвертирующий вход соединен с общей шиной, то потенциал в точке **a** тоже должен быть нулевым («виртуальный нуль»). В результате можем записать $I_\Gamma = I_{OC}$, т.е. $E_\Gamma/R_{BX} = -U_{\text{вых}}/R_{OC}$. Отсюда получаем

$$K_{\text{УИНВ}} = U_{\text{вых}}/E_\Gamma = -R_{OC}/R_{BX}.$$

Таким образом, для идеального ОУ коэффициент усиления инвертирующего каскада $K_{\text{УИНВ}}$ определяется отношением внешних сопротивлений и не зависит от самого ОУ.

Входное сопротивление инвертирующего каскада определяется значением сопротивлением R_{BX} , т.е. $R_{BX\text{ИНВ}} \approx R_{BX}$.

Верхняя граничная частота инвертирующего каскада определяется равенством

$$f_{\text{ВИНВ}} = f_1/(1+R_{OC}/R_{BX}).$$

13.5 Неинвертирующий каскад на ОУ

На рис. 13.9 приведена упрощенная принципиальная схема неинвертирующего каскада на ОУ, охваченного последовательной ООС по напряжению.

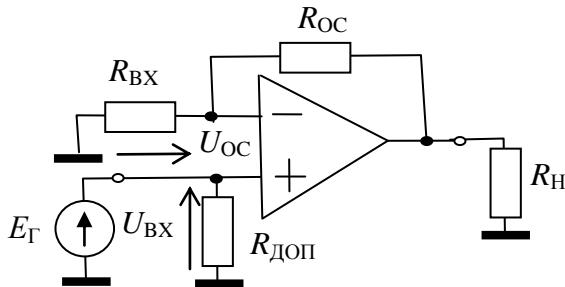


Рисунок 13.9 Схема неинвертирующего каскада на ОУ

Напряжения $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{ос}}$ подаются на разные входы, то для идеального ОУ можно записать $U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}/(R_{\text{вх}}/(R_{\text{вх}} + R_{\text{ос}}))$.

Тогда коэффициент по напряжению неинвертирующего каскада на ОУ запишется

$$K_{\text{УНЕИНВ}} = 1 + R_{\text{ос}}/R_{\text{вх}}.$$

Таким образом, для идеального ОУ коэффициент усиления неинвертирующего каскада $K_{\text{УНЕИНВ}}$ определяется отношением внешних сопротивлений, не зависит от самого ОУ и на единицу больше чем коэффициент усиления инвертирующего каскада.

Входное сопротивление неинвертирующего каскада определяется значением сопротивлением $R_{\text{доп}}$, включенного параллельно на входе неинвертирующего каскада т.е. $R_{\text{вхНЕИНВ}} \approx R_{\text{доп}}$.

Верхняя граничная частота неинвертирующего каскада определяется равенством

$$f_{\text{ВИНВ}} = f_1/(R_{\text{ос}}/R_{\text{вх}}).$$

Неинвертирующий каскад обычно используют во входных каскадах благодаря большому входному сопротивлению и меньшему коэффициенту шума по сравнению с инвертирующим каскадом.

На рис. 13.10 приведены АЛАЧХ ОУ, АЛАЧХ инвертирующего каскада на ОУ и АЛАЧХ неинвертирующего каскада на ОУ. Из рис. 13.10 видно, что для неинвертирующего каскада на ОУ, во сколько раз уменьшился коэффициент усиления во столько раз увеличилась верхняя граничная частота и дальше АЛАЧХ совпадает с АЛАЧХ ОУ. Для инвертирующего каскада выше граничной частоты АЛАЧХ не совпадает с АЛАЧХ ОУ.

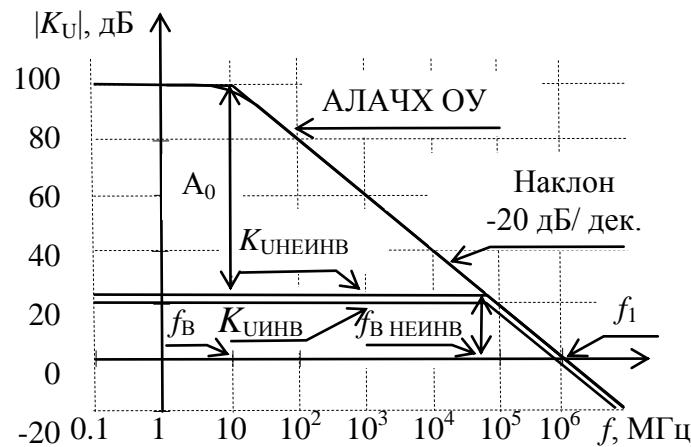


Рисунок 13.10 АЛАЧХ ОУ, АЛАЧХ инвертирующего каскада на ОУ и АЛАЧХ неинвертирующего каскада на ОУ

В таблице 13.1 приведены сравнительные характеристики неинвертирующего и инвертирующего каскадов на ОУ.

Таблица 13.1

Сравнительные характеристики неинвертирующего и инвертирующего каскадов на ОУ

Тип	K_{OC}	R_{BX}	f_B	f_B
Неинвертирующий	$1+R_{OC}/R_{BX}$	$R_{ДОП}$	$f_1/(R_{OC}/R_{BX})$	$f_1/(K_{OC} -1)$
Инвертирующий	$-R_{OC}/R_{BX}$	R_{BX}	$f_1/(1+R_{OC}/R_{BX})$	$f_1/(K_{OC} +1)$

Лекция 14 Схемотехника устройств на ОУ

14.1 Схемотехника ФНЧ

На рис. 14.1а приведена схема фильтра нижних частот (ФНЧ), а на рис. 14.1б приведены АЛАЧХ ОУ и каскада ФНЧ на ОУ.

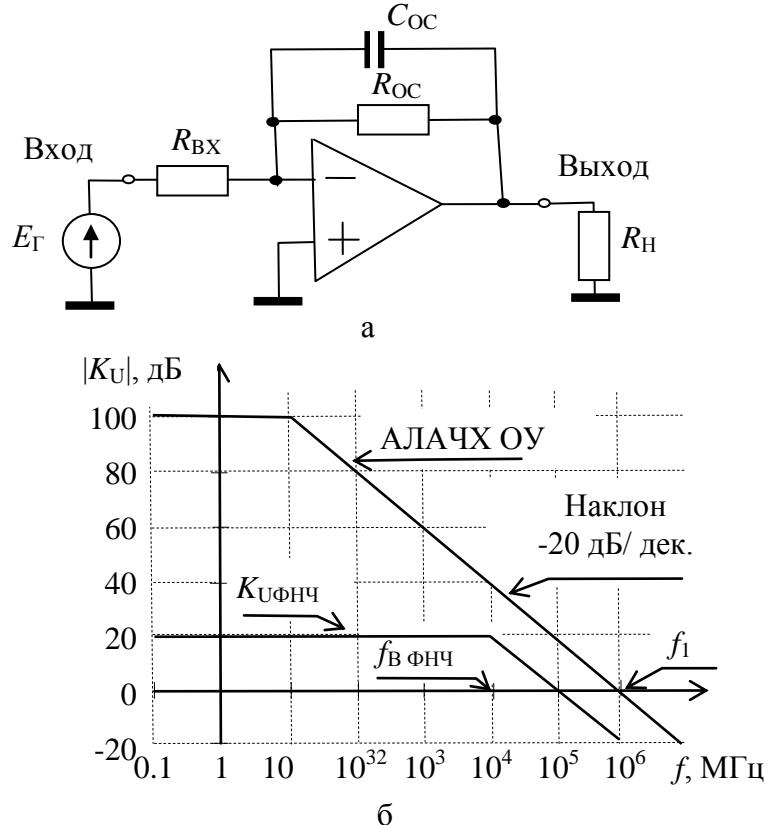


Рисунок 14.1 Схема ФНЧ (а) и АЛАЧХ каскада ФНЧ на ОУ (б)

До верхней граничной частоты сопротивление емкости C_{OC} , включенной параллельно сопротивлению R_{OC} велико, напряжение ООС с выхода на вход постоянно и коэффициент усиления постоянный. Выше верхней граничной частоты сопротивление емкости C_{OC} уменьшается и шунтирует сопротивлению R_{OC} , напряжение ООС с выхода на вход увеличивается, коэффициент усиления по напряжению уменьшается.

Коэффициент усиления по напряжению каскада ФНЧ на ОУ запишется

$$K_U = Z_{\text{OC}} / R_{\text{ВХ}},$$

где $Z_{\text{OC}} = [R_{\text{OC}}(1/i\omega C_{\text{OC}})]/[R_{\text{OC}} + (1/i\omega C_{\text{OC}})] = R_{\text{OC}}/(1 + i\omega R_{\text{OC}} C_{\text{OC}})$.

Тогда $K_U = (R_{\text{OC}}/R_{\text{ВХ}})/(1 + i\omega R_{\text{OC}} C_{\text{OC}}) = (R_{\text{OC}}/R_{\text{ВХ}})/(1 + i\omega \tau_B)$,
где $\tau_B = R_{\text{OC}} C_{\text{OC}} = 1/\omega_{B0707} = 1/(2\pi f_{B0707})$.

Тогда $R_{\text{OC}} = K_U |R_{\text{ВХ}}$ и для $\omega \tau_B = 1$ получим $C_{\text{OC}} = 1/(2\pi f_{B0707} R_{\text{OC}})$.

14.2 Схемотехника ФВЧ

На рис. 14.2а приведена схема фильтра верхних частот (ФВЧ), а на рис. 14.2б приведены АЛАЧХ ОУ и каскада ФВЧ на ОУ.

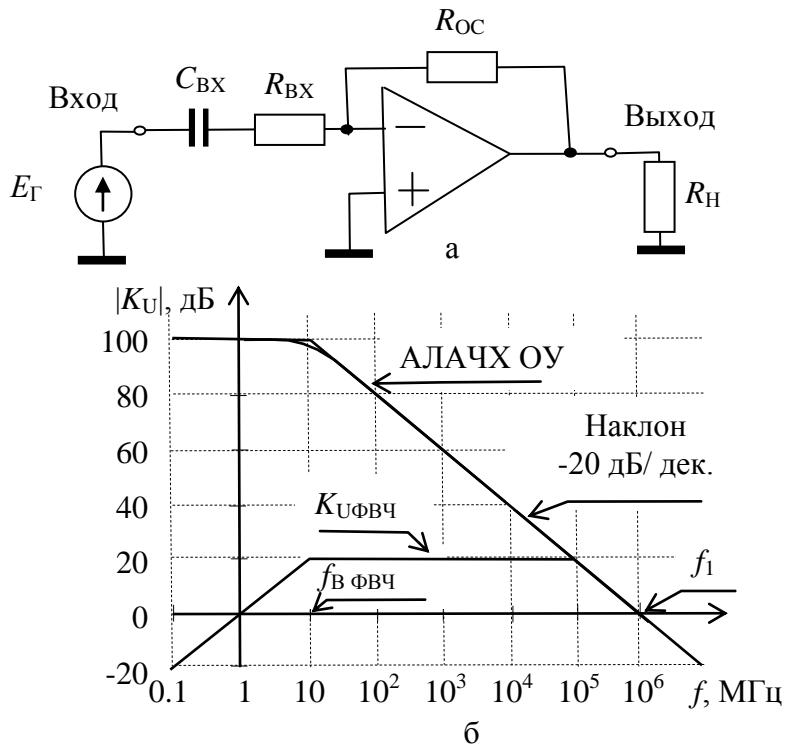


Рисунок 14.2 Схема ФВЧ (а) и АЛАЧХ каскада ФВЧ на ОУ (б)

До нижней граничной частоты сопротивление емкости C_{BX} , включенной последовательно с сопротивлением R_{BX} мало, напряжение ООС с выхода на вход постоянно и коэффициент усиления постоянный. Ниже нижней граничной частоты сопротивление емкости C_{BX} увеличивается, напряжение ООС с выхода на вход увеличивается, коэффициент усиления по напряжению уменьшается.

Коэффициент усиления по напряжению каскада ФВЧ на ОУ запишется

$$K_U = R_{OC}/Z_{BX},$$

где $Z_{BX} = R_{BX} + 1/i\omega C_{BX} = R_{BX}[1 + 1/(i\omega R_{BX} C_{BX})] = R_{BX}[1 + 1/(i\omega \tau_H)]$.

Тогда $K_U = (R_{OC}/R_{BX})/(1 + i\omega R_{OC} C_{OC}) = (R_{OC}/R_{BX})/[1 + 1/(i\omega \tau_H)]$,
где $\tau_H = R_{BX} C_{BX} = 1/\omega_{H0707} = 1/(2\pi f_{H0707})$.

Тогда $R_{OC} = |K_U| R_{BX}$ и для $\omega \tau_H = 1$ получим $C_{BX} = 1/(2\pi f_{H0707} R_{BX})$.

14.3 Схемотехника УНЧ

На рис. 14.3а приведена схема УНЧ, а на рис. 14.3б приведены АЛАЧХ каскада УНЧ на ОУ.

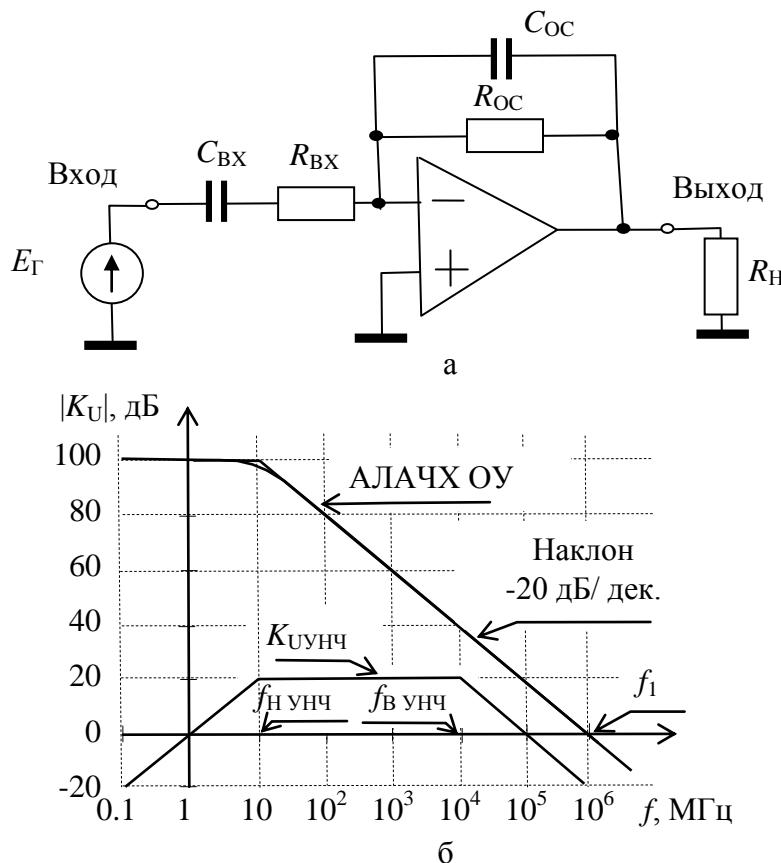


Рисунок 14.3. Схема УНЧ (а) и АЛАЧХ каскада УНЧ на ОУ (б)

На средних частотах сопротивления емкостей $C_{\text{ВХ}}$ и $C_{\text{ОС}}$ не влияют, поэтому напряжение ООС связи постоянное, коэффициент усиления по напряжению каскада УНЧ до нижней $f_{\text{НЧ}0707}$ и верхней $f_{\text{ВЧ}0707}$ граничных частот постоянный.

Ниже нижней граничной частоты сопротивление емкости $C_{\text{ВХ}}$ увеличивается, напряжение ООС с выхода на вход увеличивается, коэффициент усиления по напряжению уменьшается.

Выше верхней граничной частоты сопротивление емкости $C_{\text{ОС}}$ уменьшается и шунтирует сопротивление $R_{\text{ОС}}$, напряжение ООС с выхода на вход увеличивается, коэффициент усиления по напряжению уменьшается.

Коэффициент усиления по напряжению каскада УНЧ на ОУ запишется

$$K_U = Z_{\text{OC}} / Z_{\text{ВХ}}.$$

Для заданного коэффициента усиления по напряжению K_U и заданному входному сопротивлению $R_{\text{ВХ}}$ можно найти сопротивление обратной связи $R_{\text{ОС}}$

$$R_{\text{OC}} = |K_U| R_{\text{ВХ}}.$$

Для заданной нижней граничной частоты $f_{\text{НЧ}0707}$ и верхней граничной частоты $f_{\text{ВЧ}0707}$ находим емкости $C_{\text{ВХ}}$ и $C_{\text{ОС}}$

$$C_{\text{ВХ}} = 1/(2\pi f_{\text{НЧ}0707} R_{\text{ВХ}}), \quad C_{\text{ОС}} = 1/(2\pi f_{\text{ВЧ}0707} R_{\text{ОС}}).$$

14.4 Корректоры частотных характеристик

14.4.1 Корректор НЧ

На рис. 14.4а приведена принципиальная схема корректора НЧ, а на рис. 14.4.б ЛАЧХ корректора НЧ.

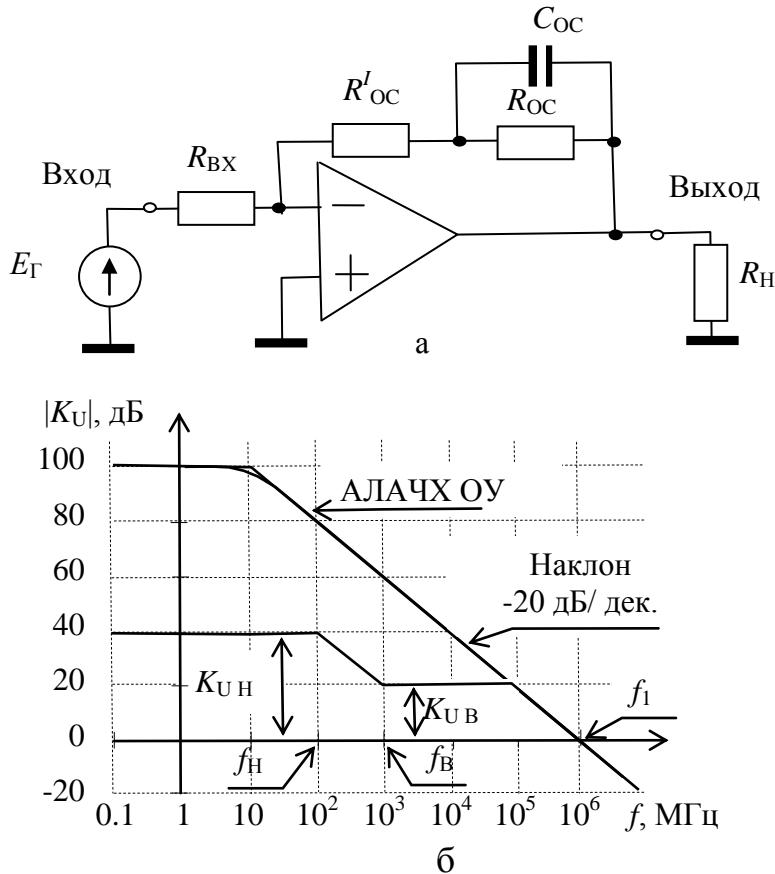


Рисунок 14.4 Схема корректора НЧ (а), ЛАЧХ корректора НЧ (б)

В корректоре НЧ коэффициент усиления по напряжению на НЧ больше коэффициента усиления по напряжению на ВЧ. Для этого в цепь ОС последовательно включены два сопротивления $R_{\text{ОС}}^I$ и $R_{\text{ОС}}$, параллельно которому включен конденсатор $C_{\text{ОС}}$.

Коэффициент усиления по напряжению корректора НЧ запишется

$$K_{U\text{НЧ}} = Z_{\text{ОС}} / R_{\text{ВХ}},$$

$$\begin{aligned} \text{где } Z_{\text{ОС}} &= R_{\text{ОС}}^I + [R_{\text{ОС}}(1/i\omega C_{\text{ОС}})]/[R_{\text{ОС}} + (1/i\omega C_{\text{ОС}})] = R_{\text{ОС}}^I + R_{\text{ОС}}/(1+i\omega R_{\text{ОС}} C_{\text{ОС}}) = \\ &= (R_{\text{ОС}}^I + R_{\text{ОС}} + i\omega R_{\text{ОС}} R_{\text{ОС}}^I C_{\text{ОС}})/(1+i\omega R_{\text{ОС}} C_{\text{ОС}}) = \\ &= (R_{\text{ОС}}^I + R_{\text{ОС}})(1+i\omega \tau_{\text{ОС}}^I)/(1+i\omega \tau_{\text{ОС}}), \\ \tau_{\text{ОС}} &= R_{\text{ОС}} C_{\text{ОС}}, \quad \tau_{\text{ОС}}^I = [R_{\text{ОС}} R_{\text{ОС}}^I / (R_{\text{ОС}} + R_{\text{ОС}}^I)] C_{\text{ОС}}. \end{aligned}$$

Тогда коэффициент усиления по напряжению запишется

$$K_{UHq} = \frac{(R_{OC}^I + R_{OC})}{R_{BX}} \frac{(1+i\omega\tau_{OC}^I)}{(1+i\omega\tau_{OC})}.$$

Отсюда выражение для АЧХ и для ЛАЧХ соответственно запишутся

$$|K_{UHq}| = \frac{(R_{OC}^I + R_{OC})}{R_{BX}} \frac{\sqrt{1+(\omega\tau_{OC}^I)^2}}{\sqrt{1+(\omega\tau_{OC})^2}},$$

$$K_{UHq, dB} = \log \left[\frac{(R_{OC}^I + R_{OC})}{R_{BX}} \right] - \log \sqrt{1+(\omega\tau_{OC})^2} + \log \sqrt{1+(\omega\tau_{OC}^I)^2}.$$

До нижней корректирующей частоты равной $f_H = \tau_{OC}/(2\pi)$ коэффициент усиления ЛАЧХ постоянный и равен $K_H = \frac{R_{OC}^I + R_{OC}}{R_{BX}}$, затем сопротивление конденсатора C_{OC} уменьшается, напряжение ООС увеличивается коэффициент усиления уменьшается с наклоном -20дБ/дек. до верхней корректирующей частоты $f_B = \tau_{OC}^I/(2\pi)$, затем коэффициент усиления ЛАЧХ постоянный и равен $K_B = \frac{R_{OC}^I}{R_{BX}}$.

14.4.2 Корректор ВЧ

На рис. 14.5а приведена схема корректора ВЧ, а на рис. 14.5б ЛАЧХ корректора ВЧ.

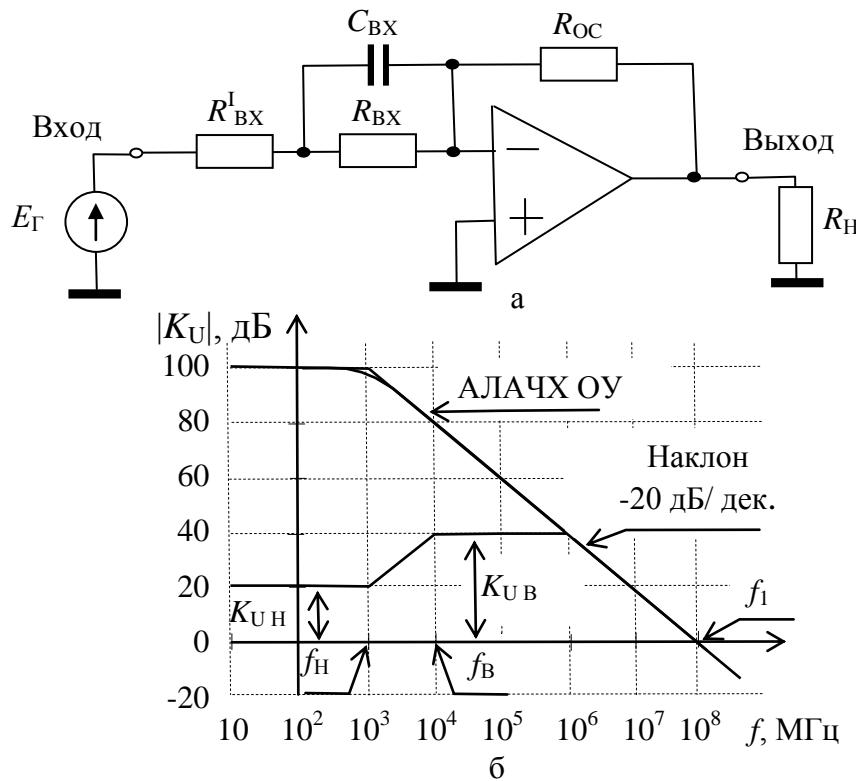


Рисунок 14.5. Схема корректора ВЧ (а), ЛАЧХ корректора ВЧ (б)

В корректоре ВЧ коэффициент усиления по напряжению на ВЧ больше коэффициента усиления по напряжению на НЧ. Для этого в входе последовательно включены два сопротивления R_{BX}^{I} и R_{BX} , параллельно которому включен конденсатор C_{BX} .

Коэффициент усиления по напряжению корректора ВЧ запишется

$$K_{\text{UBQ}} = R_{\text{OC}} / Z_{\text{BX}},$$

$$\begin{aligned} \text{где } Z_{\text{BX}} &= R_{\text{BX}}^{\text{I}} + [R_{\text{BX}}(1/i\omega C_{\text{BX}})]/[R_{\text{BX}} + (1/i\omega C_{\text{BX}})] = R_{\text{BX}}^{\text{I}} + R_{\text{BX}}/(1+i\omega R_{\text{BX}} C_{\text{BX}}) = \\ &= (R_{\text{BX}}^{\text{I}} + R_{\text{BX}} + i\omega R_{\text{BX}} R_{\text{BX}}^{\text{I}} C_{\text{BX}})/(1+i\omega R_{\text{BX}} C_{\text{BX}}) = \\ &= (R_{\text{BX}}^{\text{I}} + R_{\text{BX}})(1+i\omega \tau_{\text{BX}}^{\text{I}})/(1+i\omega \tau_{\text{BX}}), \\ \tau_{\text{BX}} &= R_{\text{BX}} C_{\text{BX}}, \quad \tau_{\text{BX}}^{\text{I}} = [R_{\text{BX}} R_{\text{BX}}^{\text{I}} / (R_{\text{BX}} + R_{\text{BX}}^{\text{I}})] C_{\text{BX}}. \end{aligned}$$

Тогда коэффициент усиления по напряжению запишется

$$K_{\text{UBQ}} = \frac{R_{\text{OC}}}{(R_{\text{BX}}^{\text{I}} + R_{\text{BX}})} \frac{(1+i\omega \tau_{\text{BX}})}{(1+i\omega \tau_{\text{BX}}^{\text{I}})}.$$

Отсюда выражение для АЧХ и для ЛАЧХ соответственно запишутся

$$\begin{aligned} |K_{\text{UBQ}}| &= \frac{R_{\text{OC}}}{(R_{\text{BX}}^{\text{I}} + R_{\text{BX}})} \frac{\sqrt{1+(\omega \tau_{\text{BX}})^2}}{\sqrt{1+(\omega \tau_{\text{BX}}^{\text{I}})^2}}, \\ K_{\text{UBQ}, \text{dB}} &= \log \left[\frac{R_{\text{OC}}}{(R_{\text{BX}}^{\text{I}} + R_{\text{BX}})} \right] + \log \sqrt{1+(\omega \tau_{\text{BX}})^2} - \log \sqrt{1+(\omega \tau_{\text{BX}}^{\text{I}})^2}. \end{aligned}$$

До нижней корректирующей частоты равной $f_{\text{H}} = \tau_{\text{BX}} / (2\pi)$ коэффициент усиления ЛАЧХ постоянный и равен $K_{\text{H}} = R_{\text{OC}} / (R_{\text{BX}}^{\text{I}} + R_{\text{BX}})$, затем сопротивление конденсатора C_{BX} уменьшается, напряжение ООС уменьшается коэффициент усиления увеличивается с наклоном +20дБ/дек. до верхней корректирующей частоты $f_{\text{B}} = \tau_{\text{BX}}^{\text{I}} / (2\pi)$, затем коэффициент усиления ЛАЧХ постоянный и равен $K_{\text{B}} = R_{\text{OC}} / R_{\text{BX}}^{\text{I}}$.

Лекция 15 Устойчивость усилителей с ООС

15.1 Критерий устойчивости Найквиста

На рис. 15.1 приведена структурная схема усилителя ООС.

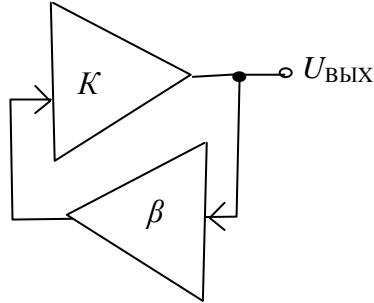


Рисунок 15 .1 Структурная схема усилителя с ООС

Выражение для коэффициента усиления каскада с ООС запишется

$$K_{\text{OC}} = -K/(1 - (-K\beta)),$$

где $-K\beta$ - коэффициент усиления по петле ОС и называется петлевое усиление усилителя с ОС.

Из выражения видно, что когда модуль коэффициента усиления по петле ОС $|K\beta|=1$, а $\varphi_{K\beta}=n2\pi$, ООС становится положительной и коэффициент усиления $K_{\text{OC}}=\infty$.

На рис.15.2а приведен годограф петлевого усиления. В соответствие с критерием Найквиста годограф петлевого усиления при изменении частоты f от 0 до ∞ не должен охватывать точку с координатами $(1, j0)$.

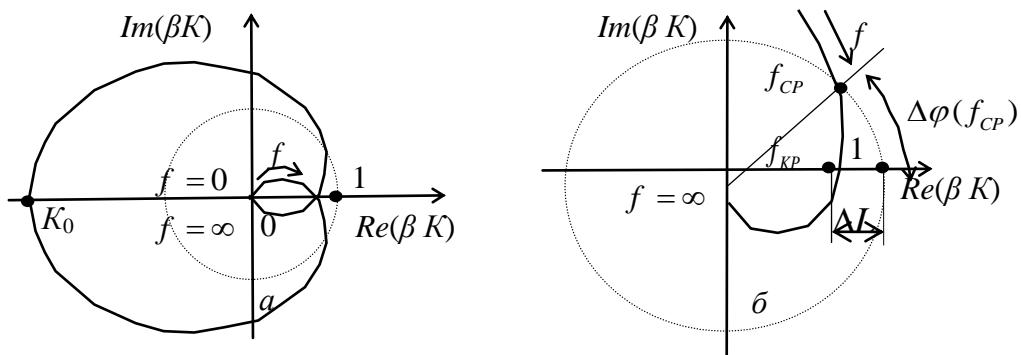


Рисунок 15.2 Годограф петлевого усиления (а), запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi(f_{CP})$ и запас устойчивости по усилинию ΔL

Устойчивость усилителя оценивается по запасу устойчивости по фазе на частоте среза и по запасу устойчивости по усилию на критической частоте, приведенным на рис.15.2. Запас по фазе показывает, на сколько фаза годографа петлевого усиления на частоте среза отличается от 0. Запас устойчивости по усилию показывает, на сколько значение модуля годографа петлевого усиления на критической частоте отличается от 1. Частота среза f_{CP} – частота, на которой $|K\beta(f_{CP})|=1$ - модуль годографа петлевого усиления равен 1.

Критическая частота f_{kp} – частота, на которой $\varphi_{K\beta}(f_{kp})=0$ - фаза годографа петлевого усиления равна 0.

15.2 Генераторы на ОУ

15.2.1 RC - генератор на ОУ

На рис. 15.3 приведена структурная схема генератора на основе усилителя с ПОС. Для получения колебаний необходимо выполнить два условия:

1) баланс амплитуд – коэффициент усиления по петле ОС должно быть больше или равен единице $K_y K_{FB} > 1$.

2) баланс фаз - сдвиг фаз по петле ОС должен быть близок к нулю или кратен полному числу периодов колебания $\varphi_{POS} = \varphi_y + \varphi_{FB} = n2\pi$.

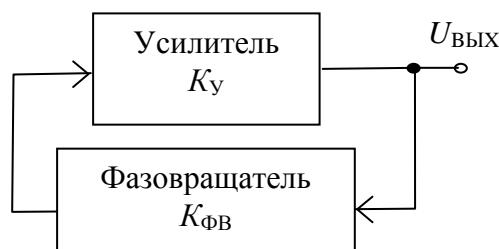


Рисунок 15.3 Структурная схема генератора на основе усилителя с ПОС

На рис.15.4 приведена схема RC - генератора на инвертирующем ОУ с ФВ на основе трёхзвенного ФНЧ, который обеспечивает дополнительный сдвиг фазы по петле ОС -180° к фазе инвертирующего ОУ равной -180° .

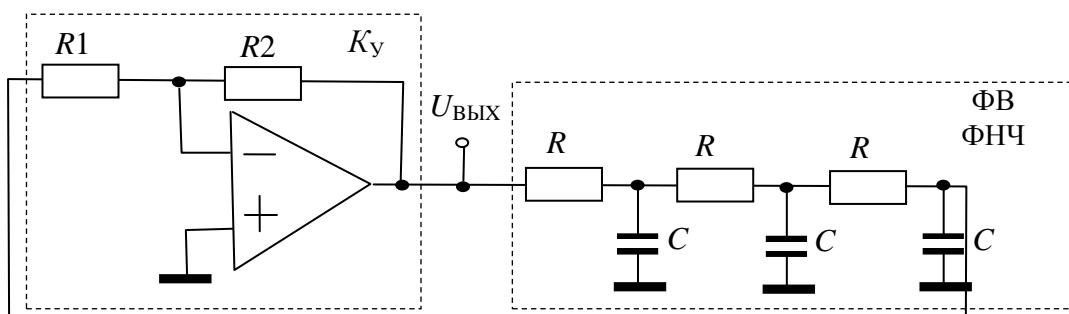


Рисунок 15.4 Схема RC - генератора на инвертирующем ОУ с ФВ на основе трёхзвенного ФНЧ

На рис. 15.5 приведены частотные характеристики ФВ. При сдвиге фазы на -180° (рис.15.5б) коэффициент передачи ФВ уменьшается в 29 раз (рис.15.5а). Уменьшение коэффициента передачи ФВ должно компенсироваться коэффициентом усиления усилителя.

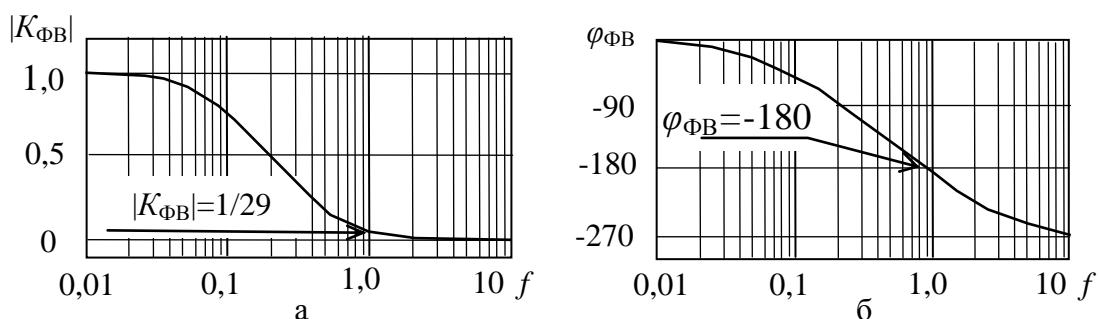


Рисунок 15.5 Частотные характеристики ФВ: АЧХ (а), ФЧХ (б)

15.2.2 CR - генератор на ОУ

На рис.15.6 приведена схема CR - генератора на инвертирующем ОУ с ФВ на основе трёхзвенного ФВЧ сдвиг по фазе которого равный 180° компенсирует в петле ОС фазу инвертирующего ОУ равную -180° .

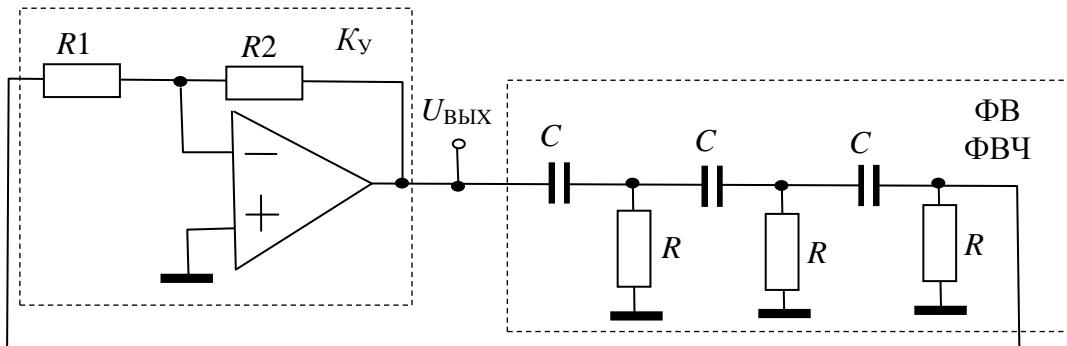


Рисунок 15.6 Схема CR - генератора на инвертирующем ОУ
с ФВ на основе трёхзвенного ФВЧ

На рис. 15.7 приведены частотные характеристики ФВ. При сдвиге фазы на 180° (рис.15.7б) коэффициент передачи ФВ уменьшается в 29 раз (рис.15.7а). Уменьшение коэффициента передачи ФВ должно компенсироваться коэффициентом усиления усилителя.

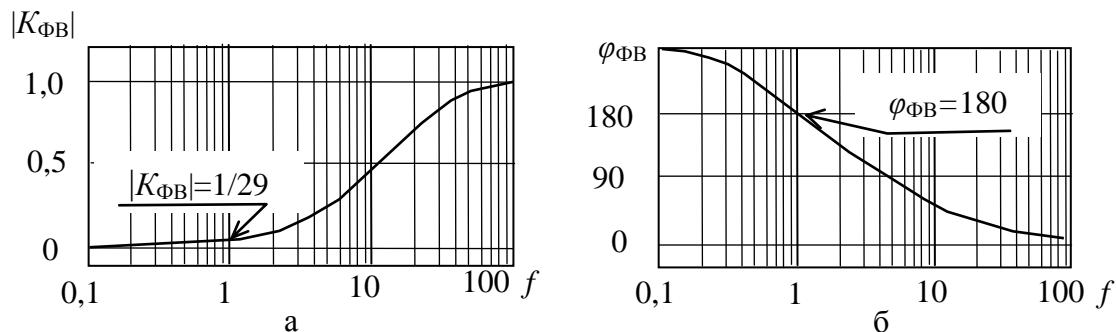


Рисунок 15.7 Частотные характеристики ФВ: АЧХ (а), ФЧХ (б)

15.2.3 Генератор Вина на ОУ

Для осуществления колебаний на одной частоте баланс фаз должен обеспечиваться только на одной частоте. Для этого ФВ должен иметь резонансную АЧХ. Этим свойством обладает мост Вина в цепи ПОС.

На рис.15.8 приведена схема генератора Вина.

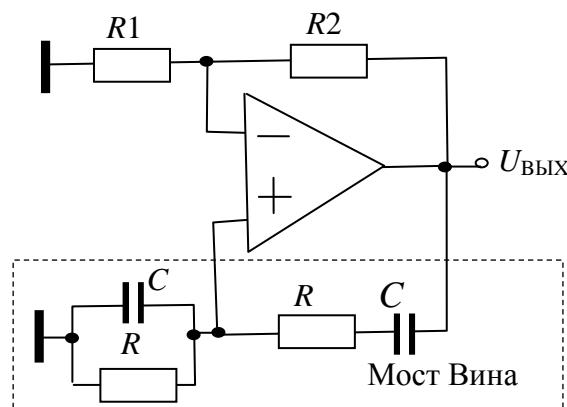


Рисунок 15.8 Схема генератора Вина
100

На рис. 15.9 проведены частотные характеристики моста Вина.

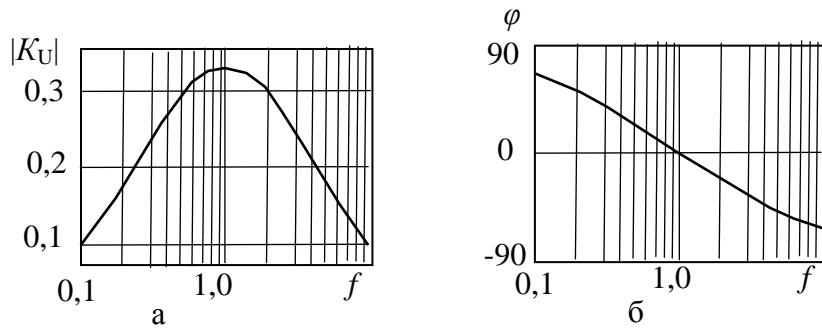


Рисунок 15.9 Частотные характеристики моста Вина: АЧХ (а), ФЧХ (б)

На резонансной частоте коэффициент передачи равен $1/3$, который компенсируется коэффициентом усиления усилителя.

15.2.4 LC - генератор на ОУ

На рис.15.10 приведена схема LC - генератор на неинвертирующем ОУ. В цепь ПОС неинвертирующего ОУ включен параллельный колебательный контур. Сопротивление R в цепи ОС исключает шунтирование параллельного контура в момент резонанса малым выходным сопротивлением ОС.

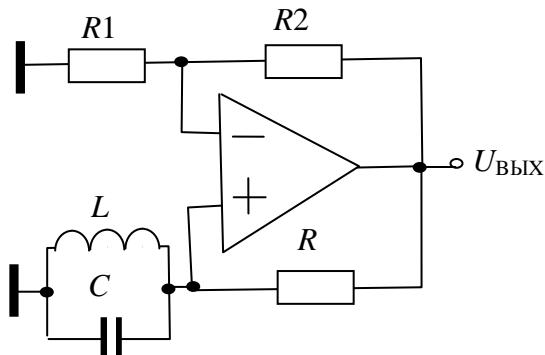


Рисунок 15.10 Схема LC - генератора на ОУ

На рис.15.11а приведена схема, на рис.15.11б – АЧХ, на рис.15.11в - ФЧХ цепи ОС.

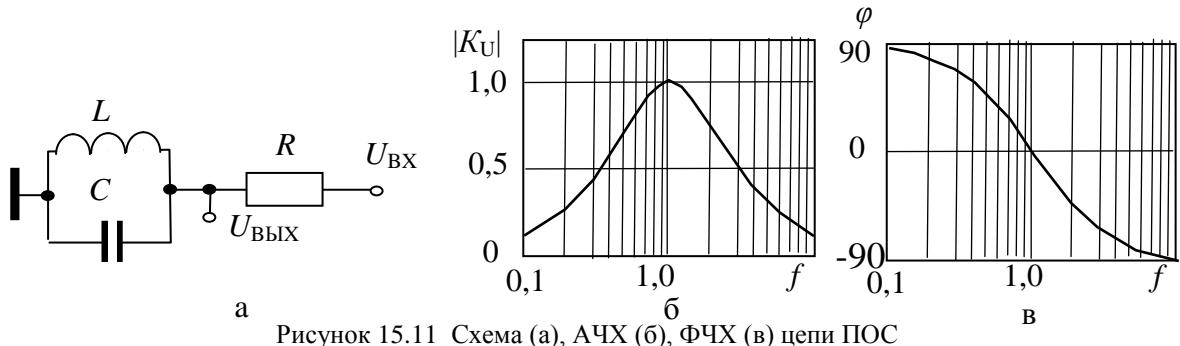


Рисунок 15.11 Схема (а), АЧХ (б), ФЧХ (в) цепи ПОС

На резонансной частоте сопротивление параллельного контура велико и все напряжение с выхода ОУ по цепи ПОС поступает на вход ОУ.

Список использованных источников

1. Павлов В.Н., Схемотехника аналоговых электронных устройств: Учебное пособие для вузов / В. Н. Павлов. - М. : Академия, 2008. - 287с. (наличие в библиотеке ТУСУР - 26 экз.)
2. Лекции по аналоговым электронным устройствам: Учебное пособие / Шарыгина Л. И. - 2017. 149 с. [Электронный ресурс] - Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/6933> (дата обращения 10.03.2025).
3. Красько, А. С. Схемотехника аналоговых электронных устройств: Учебное пособие [Электронный ресурс] / А. С. Красько. — Томск: ТУСУР, 2006. — 180 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/938> (дата обращения 10.03.2025).
4. Колесов, И. А. Проектирование аналоговых устройств: Методические указания по курсовому проектированию [Электронный ресурс] / И. А. Колесов. — Томск: ТУСУР, 2011. — 208 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/2260> (дата обращения 10.03.2025).
5. Сигорский В.П. Анализ электронных схем.-Киев: Гостехиздат, 1960.-200 с.
6. Якушевич, Г. Н. Исследование НЧ и ВЧ коррекции каскада с ОЭ: Методические указания по лабораторной работе, практическим занятиям и самостоятельной работе для студентов радиотехнических специальностей [Электронный ресурс] / Г. Н. Якушевич. — Томск: ТУСУР, 2023. — 10 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/10517> (дата обращения 10.03.2025).
7. Якушевич, Г. Н. Исследование каскада с ОЭ с эмиттерной коррекцией: Методические указания по лабораторной работе, практическим занятиям и самостоятельной работе для студентов радиотехнических специальностей [Электронный ресурс] / Г. Н. Якушевич. — Томск: ТУСУР, 2023. — 10 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/10524> (дата обращения 10.03.2025).
8. Якушевич, Г. Н. Исследование каскада с общим эмиттером: Методические указания по лабораторной работе, практическим занятиям и самостоятельной работе для студентов радиотехнических специальностей [Электронный ресурс] / Г. Н. Якушевич. — Томск: ТУСУР, 2023. — 11 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/10471> (дата обращения 10.03.2025).
9. Якушевич, Г. Н. Исследование каскадов с ОЭ с последовательной ОС по току, параллельной по напряжению и комбинированной ОС: Методические указания по лабораторной работе, практическим занятиям и самостоятельной работе для студентов радиотехнических специальностей [Электронный ресурс] / Г. Н. Якушевич. — Томск: ТУСУР, 2023. — 12 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/10531> (дата обращения 10.03.2025).
10. Якушевич, Г. Н. Исследование инвертирующего, неинвертирующего каскадов и УНЧ на операционных усилителях: Методические указания по лабораторной работе, практическим занятиям и самостоятельной работе для студентов радиотехнических специальностей [Электронный ресурс] / Г. Н. Якушевич. — Томск: ТУСУР, 2023. — 11 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/10532> (дата обращения 10.03.2025).