

621.382(07)

М545

№ 4324



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

Технологический институт  
Федерального государственного образовательного  
учреждения высшего профессионального  
образования  
«Южный федеральный университет»

Кафедра радиоприемных устройств и  
телевидения

Методические указания к лабораторным работам

по курсу

**Схемотехника аналоговых электронных  
устройств**



Таганрог 2008

УДК 621.382(07.07)+621.375(07.07)

Кравец А.В., Шабанов Д.В., Шибаета Е.М., Снежкова Л.А.  
Методические указания по циклу лабораторных работ по курсу «Схемотехника аналоговых электронных устройств».– Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008. – 48 с.

В данной работе изложены краткие описания лабораторных работ и краткие сведения о новом оборудовании – лабораторном комплексе ELVIS. Приведены домашние и лабораторные задания, методические указания по выполнению лабораторных заданий.

Методические указания соответствуют программе курса «Схемотехника аналоговых электронных устройств» для студентов всех форм обучения по направлению «Радиотехника».

Ил. 22. Библиогр.: 8 назв.

Рецензент В.Т. Лобач, канд. техн. наук, профессор кафедры РТС ТТИ ЮФУ.

## Обзор NI ELVIS

Для обеспечения функциональных возможностей набора обычных измерительных приборов в NI ELVIS используются программы-приборы, написанные на LabVIEW, настольная рабочая станция и макетная плата.

Аппаратное обеспечение NI ELVIS включает в себя функциональный генератор и регулируемые блоки питания, встроенные в настольную рабочую станцию. Написанные на LabVIEW программы-приборы NI ELVIS обеспечивают функциональные возможности следующих физических устройств:

1. Генератор сигналов произвольной формы.
2. АЧХ/ФЧХ – анализатор.
3. Устройство чтения с цифровой шины.
4. Устройство записи на цифровую шину.
5. Цифровой мультиметр.
6. Анализатор динамических сигналов.
7. Функциональный генератор.
8. Анализатор импеданса.
9. Осциллограф.
10. Вольт-амперный анализатор двухпроводной линии.
11. Вольт-амперный анализатор трехпроводной линии.
12. Регулируемые источники питания.

### **Настольная рабочая станция NI ELVIS**

Настольная рабочая станция и компьютер вместе образуют завершенную лабораторную установку. Панель управления, расположенная на станции, снабжена простыми в обращении кнопками и ручками управления: функциональным генератором и регулируемыми блоками питания. Программное обеспечение NI ELVIS маршрутизирует сигнал в настольной рабочей станции между программами-приборами. Например, выходной сигнал

функционального генератора может быть направлен на определенный канал рабочей станции и затем получен на нужном канале программы осциллографа.

## Программное обеспечение NI ELVIS

### Запускающий модуль **Instrument Launcher**

Запускающий модуль NI ELVIS обеспечивает доступ ко всем программам-приборам NI ELVIS. Чтобы запустить какой-нибудь прибор, просто нажмите на соответствующую кнопку.

Если в конфигурации системы есть неполадки, например, рабочая станция отключена от питания или не подсоединена к компьютеру, то кнопки всех приборов становятся недоступны. В этом случае единственная кнопка, на которую можно нажать, – это кнопка **Configure** (Конфигурировать).

Некоторые приборы выполняют сходные операции, используя одни и те же ресурсы аппаратуры NI ELVIS, и не могут выполняться одновременно. При запуске двух приборов с перекрывающейся функциональностью, программное обеспечение NI ELVIS выдаст диалоговое окно, в котором будет описана ошибка и то, почему эти приборы не могут работать одновременно. Вызвавший ошибку прибор блокируется и не будет функционировать до тех пор, пока конфликтная ситуация не разрешится.

### **АЧХ/ФЧХ – анализатор (Bode Analyzer)**

Полнофункциональный АЧХ/ФЧХ – анализатор в NI ELVIS объединяет функцию развертки по частоте функционального генератора и возможность аналогового ввода компьютера. Вы можете регулировать частотный диапазон прибора, а также выбирать шкалу дисплея – линейную или логарифмическую.

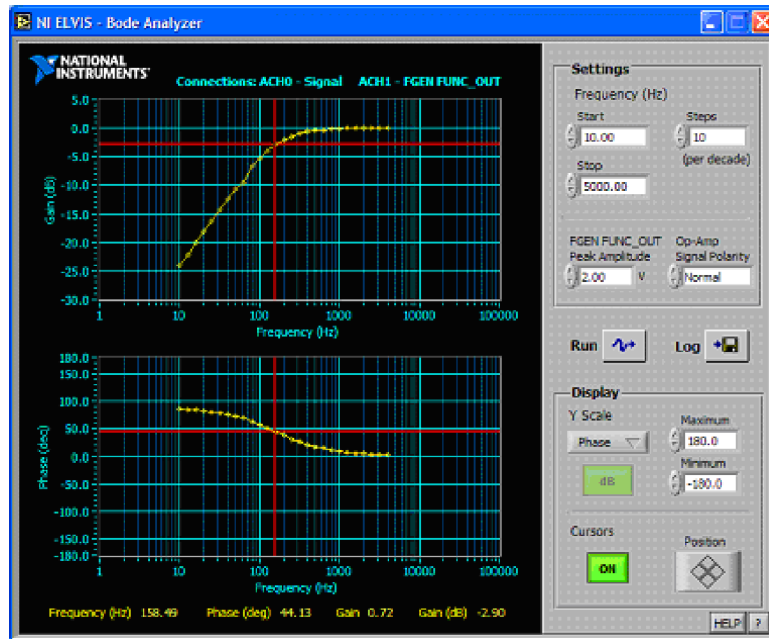


Рис. 1.2. АЧХ/ФЧХ – анализатор

## Функциональный генератор Function Generator (FGEN)

Этот прибор позволяет выбирать форму сигнала (синусоида, «меандр», «пила»), его амплитуду и частоту. Кроме того, прибор дает возможность регулировать сдвиг постоянного тока, осуществлять развертку по частоте и модуляцию сигнала.

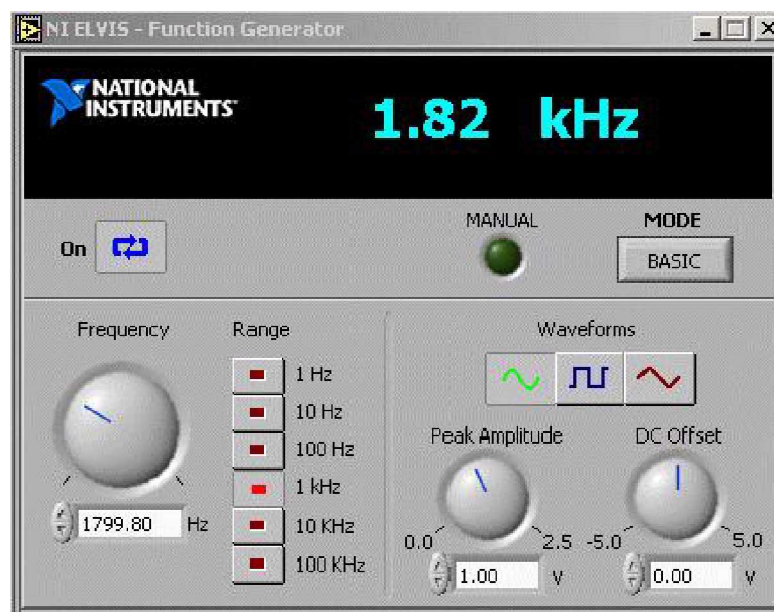


Рис. 1.3. Функциональный генератор

## Осциллограф Oscilloscope (Scope)

Этот прибор обеспечивает реализацию всех функциональных возможностей стандартного настольного прибора, который можно найти в любой учебной лаборатории.

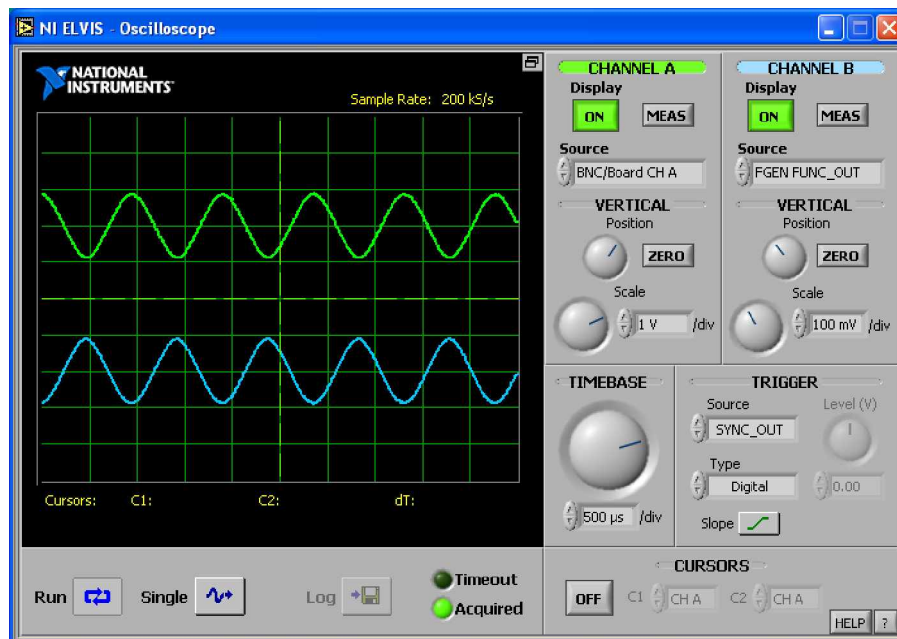


Рис.1.4. Осциллограф

Эта программа-прибор имеет два канала и снабжена кнопками выбора масштаба, ручками регулировки положения луча, а также изменяемой временной разверткой. К осциллографу можно подключиться через макетную плату или с помощью разъёмов типа BNC на передней панели рабочей станции.

NI ELVIS может направлять к осциллографу сигналы от функционального генератора или цифрового мультиметра. Кроме того, дисплей этого компьютеризированного осциллографа даёт возможность использовать курсоры для точных измерений на экране. Скорость осциллографа ограничена только максимальной частотой дискретизации рабочей станции.

## Настольная рабочая станция NI ELVIS

Виртуальные приборы можно использовать либо в режиме ручного управления – с помощью элементов управления на настольной рабочей станции, либо в режиме программного управления – с помощью элементов управления в программе-приборе NI ELVIS. Схема расположения частей рабочей станции приведена на рис. 1.6.

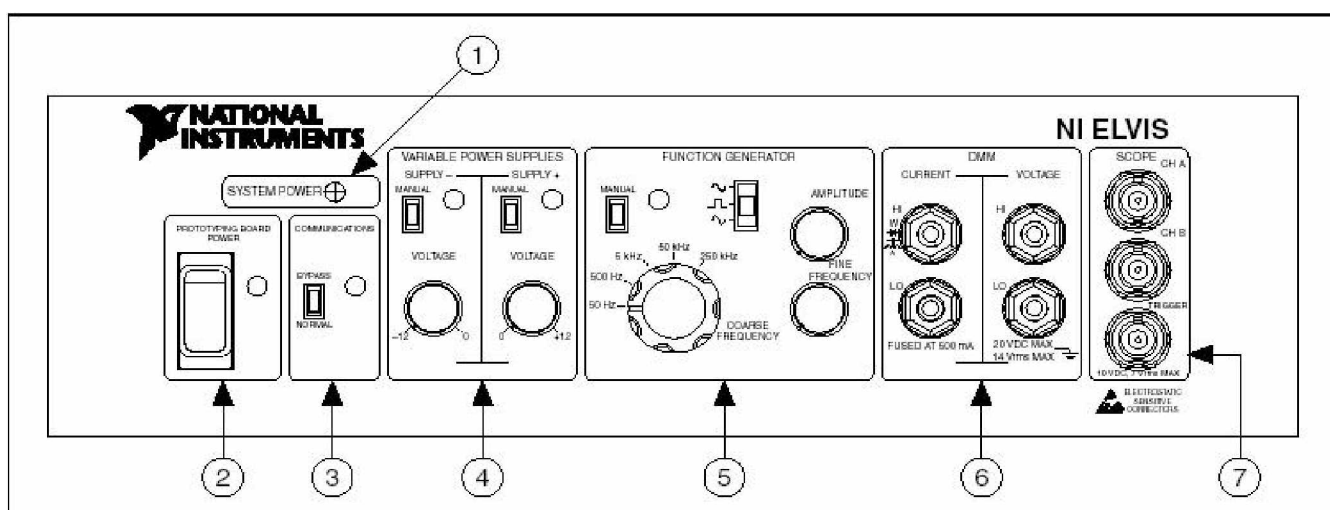


Рис. 1.6. Лицевая панель рабочей станции

1. Индикатор System Power (питание системы).
2. Переключатель Prototyping Board Power (питание макетной платы).
3. Переключатель Communications (Связь) отключает программное управление NI ELVIS и обеспечивает прямой доступ к линиям цифрового ввода/вывода.
4. Элементы управления регулируемые блоками питания  
**Переключатель Manual** – определяет режим управления питанием (ручной или программный) для отрицательных значений выходного напряжения.  
**Ручка Voltage Adjust** (регулировка напряжения) – управляет выходным напряжением, которое может изменяться от 12 до 0 В.
5. Элементы управления функциональным генератором  
**Переключатель Manual** – определяет режим управления

генератором функций (ручной или программный).

**Выбор функции** – определяет форму генерируемого сигнала. NI ELVIS может генерировать синусоидальный, прямоугольный и треугольный сигналы.

**Ручка Amplitude** – регулирует амплитуду генерируемого сигнала.

**Ручка Coarse Frequency** – устанавливает диапазоны частот на выходе функционального генератора.

**Ручка Fine Frequency** – настраивает выходную частоту функционального генератора.

6. Клеммы мультиметра.

**Разъемы штекерного типа для тока (CURRENT):**

**HI** – вход положительной полярности для всех функциональных возможностей мультиметра кроме измерения напряжения.

**LO** – вход отрицательной полярности для всех функциональных возможностей мультиметра кроме измерения напряжения.

**Разъемы штекерного типа для напряжения (VOLTAGE):**

**HI** – вход для измерений положительных значений напряжения.

**LO** – вход для измерений отрицательных значений напряжения.

7. Клеммы осциллографа

**Разъем CH A BNC** – вход для канала А осциллографа.

**Разъем CH B BNC** – вход для канала В осциллографа.

**Разъем Trigger BNC** – вход для синхронизации осциллографа.



## Три схемы включения транзисторов

### 1. Цель работы

Сравнение каскадов при различных способах включения усилительного элемента.

### 2. Общие сведения

#### Схема с общим эмиттером в области средних частот

В усилительных каскадах в качестве нагрузки довольно часто используют резисторы, а для связи между усилителями применяют разделительные конденсаторы. Такие усилители называются усилителями с RC связью или усилителями RC-типа.

В усилителях RC-типа транзисторы могут быть включены по схеме ОЭ, ОБ, ОК. На рис. 2.1 приведена схема усилителя RC типа с ОЭ. В этой схеме резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  задают необходимое смещение на переходе «база-эмиттер» и обеспечивают необходимую стабилизацию рабочей точки. Резистор  $R_3$  вносит ООС по постоянному току.

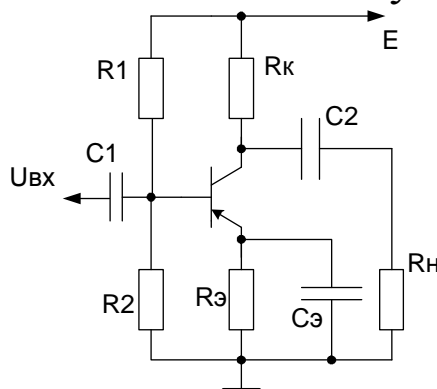


Рис. 2.1. Усилитель RC-типа по схеме ОЭ

Для стабилизации потенциала базы относительно общей шины ток через резисторы  $R_1$  и  $R_2$  выбирают в несколько раз большим тока базы. В этом случае ток коллектора с изменением температуры будет изменяться очень мало, так как увеличение тока эмиттера (при увеличении температуры)

вызывает уменьшение разности потенциалов база-эмиттер, что препятствует увеличению тока коллектора.

Конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$  — разделительные конденсаторы. Они разделяют постоянные и переменные составляющие входной и выходной цепи  $C_3$  — блокировочный конденсатор. Он устраняет ООС по переменному току. При его отсутствии коэффициент усиления по переменному напряжению будет очень мал и приблизительно равен отношению коллекторного и эмиттерного резисторов.

При проектировании усилительных устройств требуется определять постоянные и переменные составляющие токов и напряжений. Постоянные составляющие характеризуют режим работы транзистора, а переменные составляющие — величины усиливаемых сигналов. Постоянные составляющие токов и напряжений сравнительно просто и достаточно точно можно определить графически по соответствующим ВАХ характеристикам транзистора. При определении же переменных составляющих токов и напряжений почти всегда отдается предпочтение аналитическим методам расчета с использованием эквивалентных схем.

Анализ работы транзисторных усилителей обычно проводят для областей средних, низких и высоких частот. В области средних частот коэффициент усиления усилителя постоянен и линейных искажений не наблюдается. Так как линейные искажения обусловлены имеющимися в усилителе реактивными элементами, то очевидно, что в области средних частот разделительные и блокировочные конденсаторы не влияют на работу усилителя и их можно считать короткозамкнутыми. По переменному току источник питания также считается короткозамкнутым. Паразитные емкости транзистора, емкость монтажа и нагрузки при этом считаются разомкнутыми. Учитывая вышесказанное, рассматриваемый усилительный каскад (рис. 2.1) можно представить в виде эквивалентной схемы рис. 2.2. Здесь транзистор представлен в виде упрощенной эквивалентной схемы, а делитель из

резисторов  $R_1$  и  $R_2$  заменен одним резистором  $R = R_1 || R_2$ .

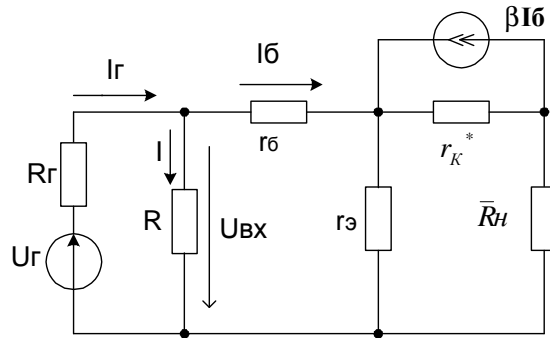


Рис. 2.2. Эквивалентная схема усилителя RC–типа по схеме ОЭ

Входное сопротивление транзистора

$$r_{вхэ} = \frac{U_{вх}}{I_{б}} = \frac{I_{б}(r_{б} + r_{э}) + I_{к} \cdot r_{э}}{I_{б}} = r_{б} + r_{э} + \frac{I_{к}}{I_{б}} \cdot r_{э} = r_{б} + r_{э} + \frac{(\beta \cdot r_{к}^* - r_{э}) \cdot r_{э}}{r_{э} + r_{к}^* + \bar{R}_{н}},$$

где  $\bar{R}_{н} = R_{н} // R_{к}$

Если  $r_{к}^* \gg \bar{R}_{н}$ , то

$$r_{вхэ} = r_{б} + r_{э}(1 + \beta). \quad (2.1)$$

Входное сопротивление усилительного каскада с учетом резисторов  $R_1$  и  $R_2$  будет меньше:

$$R_{вх} = r_{вхэ} // (R_1 // R_2).$$

Коэффициент усиления по току усилительного каскада  $K_I = I_{н}/I_2$  можно найти, определив ток, потребляемый от источника сигнала  $I_2$  и ток, протекающий по сопротивлению нагрузки, для чего воспользуемся эквивалентной схемой для входной цепи транзистора в области средних частот, представленной на рис. 2.3.

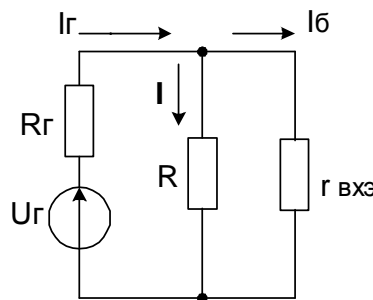


Рис. 2.3. Эквивалентная схема входной цепи усилителя с ОЭ на средних частотах

Выражение для тока  $I_2$

$$I_{\Gamma} = I_{\delta} + I = I_{\delta} \cdot \left( \frac{R + r_{\text{вх}\varepsilon}}{R} \right).$$

Очевидно, что выходную цепь усилителя также можно представить в виде рис. 2.3, только вместо тока  $I_{\delta}$  в этой схеме будет ток коллектора  $I_{\kappa}$ , и вместо резисторов  $R$  и  $r_{\text{вх}\varepsilon}$  — соответственно резисторы  $R_{\kappa}$  и  $R_{\text{н}}$ . Тогда по аналогии можно записать

$$I_{\kappa} = I_{\text{н}} \cdot \frac{R_{\kappa} + R_{\text{н}}}{R_{\kappa}},$$

откуда определяется ток

$$I_{\text{н}} = I_{\kappa} \cdot \frac{R_{\kappa}}{R_{\kappa} + R_{\text{н}}}.$$

Подставим найденные значения токов в выражение (2.1) и найдем

$$K_I = K'_I \frac{R_{\kappa}}{R_{\kappa} + R_{\text{н}}} \cdot \frac{R}{R + r_{\text{вх}\varepsilon}}.$$

В этом выражении коэффициенты  $\frac{R_{\kappa}}{R_{\kappa} + R_{\text{н}}}$  и  $\frac{R}{R + r_{\text{вх}\varepsilon}}$  представляют собой коэффициенты токораспределения в выходной и во входной цепи усилителя.

Коэффициент усиления по напряжению  $K'_U = U_{\text{ввых}}/U_{\text{вх}}$ :

$$K'_U = \frac{I_{\kappa} \cdot \bar{R}_{\text{н}}}{I_{\text{Б}} \cdot r_{\text{вх}\varepsilon}} = \frac{I_{\delta} \cdot (\beta \cdot r_{\kappa}^* - r_{\varepsilon}) \cdot \bar{R}_{\text{н}}}{I_{\text{Б}} \cdot r_{\text{вх}\varepsilon} \cdot (r_{\varepsilon} + r_{\kappa}^* + \bar{R}_{\text{н}})} = \frac{(\beta \cdot r_{\kappa}^* - r_{\varepsilon}) \cdot \bar{R}_{\text{н}}}{(r_{\varepsilon} + r_{\kappa}^* + \bar{R}_{\text{н}}) \cdot r_{\text{вх}\varepsilon}}.$$

Если  $r_{\kappa}^* \gg \bar{R}_{\text{н}}$ , то

$$K'_U \approx \beta \cdot \frac{\bar{R}_{\text{н}}}{r_{\text{вх}\varepsilon}}.$$

Для определения выходного сопротивления рассмотрим вновь эквивалентную схему, приведенную на рис. 2.2.

Так как  $r_{\varepsilon} \ll r_{\kappa}^*$ , то  $r_{\varepsilon}$  без большой погрешности можно считать по переменному току короткозамкнутым. Тогда выходное сопротивление усилителя  $r_{\text{ввых}} = r_{\kappa}^* // R_{\kappa}$ . При низкоомной нагрузке, когда  $R_{\kappa} \ll r_{\kappa}^*$ , выходное сопротивление усилителя будет определяться величиной сопротивления резистора, включенного в коллекторную цепь транзистора  $R_{\kappa}$ .

## Усилитель с ОЭ в области низких частот

В области низких частот необходимо учитывать влияние на АЧХ разделительных и блокировочных конденсаторов. Рассмотрим вначале влияние разделительного конденсатора  $C_1$ , для чего воспользуемся эквивалентной схемой входной цепи транзистора, представленной на рис. 2.4. При этом будем считать, конденсаторы  $C_2$  и  $C_3$  выбраны достаточно большой емкости и не влияют на АЧХ усилителя.

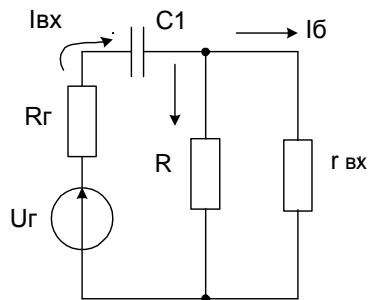


Рис. 2.4. Эквивалентная схема входной цепи усилителя ОЭ в области низких частот

Входной ток усилителя при синусоидальном входном сигнале, как это следует из эквивалентной схемы для входной цепи рис. 2.4.

$$I_{\text{вх}} = U_{\text{г}} \cdot \frac{1}{R_2 + R_{\text{вх}} + 1/(j\omega C_1)}.$$

Здесь  $R_{\text{вх}} = R // r_{\text{вх}}$ ;  $R = R_1 // R_2$ .

При уменьшении частоты входного синусоидального сигнала увеличивается реактивное сопротивление конденсатора  $C_1$  и уменьшается входной ток, а вместе с ним уменьшается и базовый ток, так как

$$I_{\text{б}} = I_{\text{вх}} \cdot \frac{R}{R + r_{\text{вх}}}.$$

В результате уменьшается усиление усилителя.

Оценим теперь искажения в области нижних частот количественно. Пусть  $U_{\text{г}}(t) = U_m \sin \omega t$ .

Тогда: 
$$I_{\text{вх}} = I_m \cdot \frac{1}{1 + 1/(j\omega C_1 (R_2 + R_{\text{вх}}))},$$

где  $I_m = \frac{U_m}{R_2 + R_{ex}}$ .

Таким образом, на низких частотах усиление напряжения и тока уменьшается пропорционально величине

$$h(j\omega) = \frac{I_{ex}}{I_m} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 (R_2 + R_{ex})}}.$$

Относительное уменьшение усиления по току или напряжению можно определить, исследуя функцию  $h(j\omega)$ . Модуль и аргумент  $h(j\omega)$  определяются следующими выражениями:

$$|h(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_{н1})^2}}, \quad \varphi_{C1} = \arctg\left(\frac{1}{\omega\tau_{н1}}\right),$$

где  $\tau_{н1} = C_1(R_2 + R_{ex})$  — постоянная времени цепи заряда и разряда входного конденсатора  $C_1$ .

Заметим, что

$$|\vec{K}| = K_{\max} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_{н1})^2}}. \quad (2.2)$$

Здесь  $K_{\max}$  — коэффициент усиления на средних частотах.

На рис. 2.5 показана зависимость  $|K|$  от частоты в области низких частот. При нулевой частоте входной сигнал не проходит через разделительный конденсатор, поэтому выходное напряжение транзистора, а следовательно и его  $|K|=0$ . Поэтому АЧХ начинается с начала координат. По мере роста частоты входного сигнала реактивное сопротивление конденсатора  $C_1$  уменьшается, что приводит к возрастанию его коэффициента усиления.

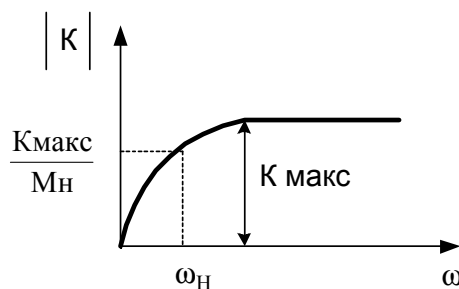


Рис. 2.5. Влияние разделительного конденсатора на АЧХ усилителя

Следует отметить, что влияние конденсатора  $C_2$  аналогично влиянию входного конденсатора  $C_1$  с той лишь разницей, что оно приводит к непосредственному уменьшению тока нагрузки, а следовательно, и выходного напряжения.

Действительно, представив выходную цепь в виде источника напряжения с внутренним сопротивлением  $R_{\text{вых}} = r_K^* // R_K$ , можно определить влияние конденсатора  $C_2$  при помощи эквивалентной схемы рис. 2.6. Из приведенного рисунка видно, что все предыдущие выводы распространяются и на данный случай. Разница состоит в том, что искажения на низких частотах вызваны емкостью конденсатора  $C_2$ , постоянная времени цепи заряда и разряда которого

$$\tau_{н2} = C_2(R_{\text{вых}} + R_H). \quad (2.4)$$

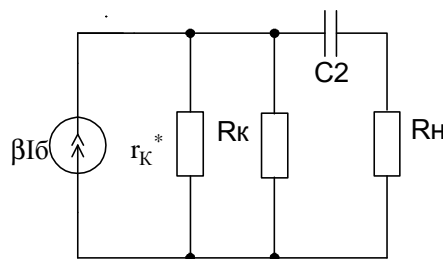


Рис. 2.6. Эквивалентная схема выходной цепи усилителя ОЭ в области низких частот

Рассмотрим теперь влияние блокировочного конденсатора  $C_3$ . При этом будем считать, что конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  не оказывают влияние на АЧХ.

В области средних частот, когда  $C_3$  по переменному току можно считать короткозамкнутым, ток базы транзистора будет максимальным

$$I_{бm} = U_б / R_{ex},$$

где  $U_б$  — изменение потенциала базы относительно нулевой шины. С уменьшением частоты входного сигнала

$$I_{\bar{\delta}} = \frac{U_{\bar{\delta}} - U_{\bar{\epsilon}}}{R_{\text{ex}}}$$

Здесь  $U_{\bar{\epsilon}}$  — падение напряжения на  $R_{\bar{\epsilon}}$  и  $C_{\bar{\epsilon}}$ . В области низких частот увеличивается реактивное сопротивление конденсатора  $C_{\bar{\epsilon}}$  и, следовательно, увеличивается падение напряжения на нем. При этом ток базы уменьшается пропорционально величине

$$h_{C_{\bar{\epsilon}}} = \frac{I_{\bar{\delta}}}{I_{\bar{\delta}m}} = 1 - \frac{U_{\bar{\epsilon}}}{U_{\bar{\delta}}}$$

С уменьшением  $I_{\bar{\delta}}$  уменьшается ток и напряжение в нагрузке, т.е. уменьшается усиление каскада. В пределе, когда ток через конденсатор  $C_{\bar{\epsilon}}$  будет равен нулю, сопротивление в эмиттерной цепи будет равно  $R_{\bar{\epsilon}} + r_{\bar{\epsilon}}$  вместо значения  $r_{\bar{\epsilon}}$  на средних частотах. Очевидно, что ток базы и выходное напряжение значительно уменьшатся с уменьшением частоты входного сигнала, но их конечные значения все же будут отличны от нуля. В этом заключается принципиальная особенность влияния конденсатора  $C_{\bar{\epsilon}}$  на АЧХ усилителя в области низких частот по сравнению с влиянием разделительных  $C_1$  и  $C_2$ . Постоянную времени переходного процесса можно определить как произведение  $C_{\bar{\epsilon}}$  на суммарное шунтирующее сопротивление, представляющее собой параллельное соединение резистора  $R_{\bar{\epsilon}}$  и внутреннего выходного сопротивления усилительного каскада со стороны эмиттера (см. рис. 2.1).

Определим постоянную времени  $\tau_{\bar{\epsilon}}$ , для чего рассмотрим выражение для коэффициента усиления по напряжению в области средних частот:

$$K'_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\bar{\epsilon}}} = \frac{\beta \bar{R}_n}{\bar{R}_2 + r_{\text{ex}\bar{\epsilon}}}$$

где  $r_{\text{ex}\bar{\epsilon}} = r_{\bar{\delta}} + r_{\bar{\epsilon}}(1 + \beta)$ ,  $\bar{R}_n = R_n // R_k$ .

Выражение для коэффициента усиления в области низких частот можно легко найти, воспользовавшись вышеприведенным выражением, если вместо  $r_{\bar{\epsilon}}$  подставить



$r_3 + Z$ ,

где 
$$Z = R_3 \parallel \left( \frac{1}{j\omega C_3} \right) = \frac{R_3}{1 + j\omega C_3 R_3}.$$

После подстановки получим

$$\dot{K}_U = K_{\text{макс}} \frac{1}{1 + \frac{(1 + \beta)R_3}{(\bar{R}_2 + r_{\text{вх}3})(1 + j\omega C_3 R_3)}}.$$

Введем обозначение 
$$R' = \frac{\bar{R}_2 + r_{\text{вх}3}}{1 + \beta}.$$

Тогда 
$$\dot{K}_U = K_{\text{макс}} \frac{1 + j\omega C_3 R_3}{1 + j\omega C_3 R_3 + R_3 / R'}.$$

Умножим числитель и знаменатель полученного выражения на  $R' / (R_3 + R')$ . После несложных преобразований получаем

$$\dot{K}_U = K_{\text{макс}} \frac{R' / (R_3 + R') + j\omega \tau_3}{1 + j\omega \tau_3},$$

где  $\tau_3 = C_3(R_3 \parallel R')$ .

Модуль этого выражения

$$|K_U| = K_{\text{макс}} \sqrt{\frac{\left( \frac{R'}{R_3 + R'} \right)^2 + (\omega \tau_3)^2}{1 + (\omega \tau_3)^2}}. \quad (2.5)$$

Зависимость  $|K_U|$  от частоты показана на рис. 2.7 сплошной линией 1. При уменьшении частоты входного сигнала до нуля

$$|K_U| = K_{\text{макс}} \frac{R'}{R_3 + R'} \approx \frac{R_{\text{к}}}{R_3}$$

не спадает до нуля. (При этом считается, что конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  в схеме усилителя отсутствуют). В этом принципиальное отличие влияния конденсатора  $C_3$  на АЧХ по сравнению с конденсаторами  $C_1$  и  $C_2$ .

Пользоваться формулой (2.5) оказывается не совсем удобно. Заметим, что рабочая область частот лежит обычно правее частоты  $\omega_3 = 1/\tau_3$ , т.е.  $\omega > 1/\tau_3 >$  или

$$\omega\tau_3 > 1. \quad (2.6)$$

Если же выполняется неравенство (2.6), то

$$\omega\tau_3 > \frac{R'}{R_3 + R'}.$$

Так как правая часть этого неравенства всегда меньше единицы, то выражение (2.5) существенно упрощается и имеет вид

$$|\vec{K}| = K_{\text{макс}} \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_3)^2}}. \quad (2.7)$$

На рис. 2.7 пунктирная линия соответствует выражению (2.7). Из рис. 2.7 видно, что кривые 1 и 2 расходятся вблизи начала координат, а в области частот – правее  $\omega_H$ , и поэтому они очень близки и можно пользоваться приближением (2.7).

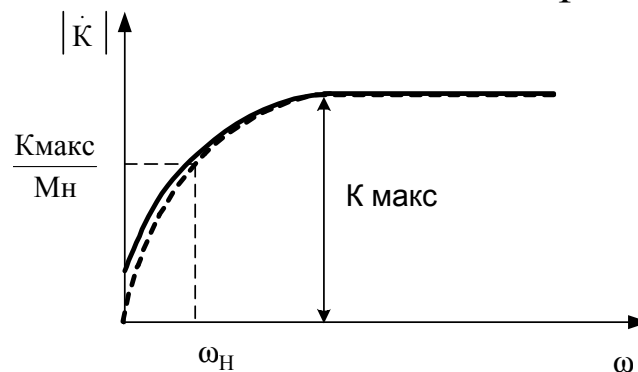


Рис. 2.7. Влияние конденсатора  $C_3$  на АЧХ усилителя (пунктирная кривая соответствует приближенной формуле)

### Эквивалентная схема транзистора на высоких частотах

В области высоких частот в эквивалентной схеме транзистора необходимо учитывать реактивные элементы. Наиболее полно отражает свойства транзистора на высоких частотах гибридная П-образная эквивалентная схема замещения транзистора, приведенная на рис. 2.8.

В этой схеме  $r_б$  — объемное сопротивление области базы, т.е. сопротивление полупроводникового материала между выводом базы и ее активной областью, примыкающей к той части базы, через которую проходит диффузия неосновных носителей. Величина этого сопротивления в значительной

степени зависит от типа транзистора и положения рабочей точки и может изменяться от нескольких единиц до 100 Ом. Влияние сопротивления  $r_{\bar{b}}$  проявляется на высоких частотах, так как через него проходит ток двух внутренних емкостей  $C_{\bar{b}\bar{э}}$  и  $C_{к\bar{б}}$ .

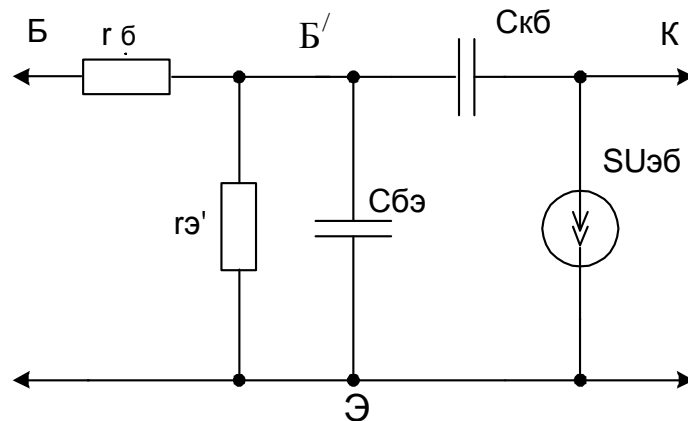


Рис. 2.8. Гибридная П-образная схема замещения транзистора:  $C_{к\bar{б}}$  — емкость обратно смещенного коллекторного перехода,  $C_{\bar{б}\bar{э}}$  — некоторая эквивалентная емкость, включенная параллельно входному сопротивлению транзистора  $r_{\bar{э}}$ .

Одна составляющая этой емкости обусловлена емкостью эмиттерного перехода, другая, большая часть емкости связана с накоплением неосновных носителей заряда в области базы и емкости, обусловленной пространственным зарядом эмиттерного перехода.

Параметры эквивалентной схемы рис. 2.8 при заданном постоянном коллекторном токе можно получить, воспользовавшись паспортными данными транзистора:

$$\beta_0 = h_{21\bar{э}}; \quad S = I_{\bar{к}} / \varphi_T; \quad C_{к\bar{б}}; \quad r_{\bar{э}}' = \beta_0 / S.$$

Для определения емкости  $C_{\bar{б}\bar{э}}$  рассмотрим усилитель с ОЭ в режиме короткого замыкания выходной цепи, на входе которого включен малосигнальный источник тока (см. рис. 2.14). Такой режим не встречается на практике, однако он характеризует влияние емкостей  $C_{\bar{б}\bar{э}}$  и  $C_{к\bar{б}}$  на частотную характеристику транзистора.

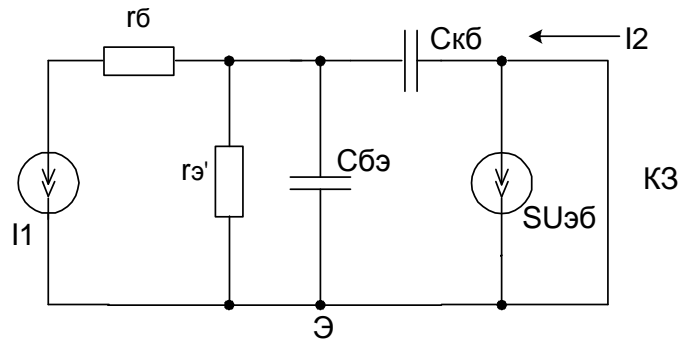


Рис. 2.9. Эквивалентная схема транзистора в режиме короткого замыкания выходной цепи

Из рис. 2.9 видно, что при коротком замыкании на выходе усилителя емкости  $C_{бэ}$  и  $C_{кб}$  оказываются включенными параллельно. Тогда

$$\dot{U}_{бэ} = \dot{I}_1 \cdot \left( r'_э \parallel \frac{1}{j\omega(C_{кб} + C_{эб})} \right) = \dot{I}_1 \cdot \frac{r'_э}{1 + j\omega r'_{э\kappa\delta}(C_{кб} + C_{эб})}.$$

Другим результатом короткого замыкания на выходе является то, что весь ток генератора  $SU_{эб}$  проходит на выход; следовательно, через конденсатор  $C_{кб}$  ток не течет. Поэтому можно записать передаточную функцию для  $\beta(j\omega)$  в следующем виде:

$$\beta(j\omega) = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{S\dot{U}_{эб}}{\dot{I}_1} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega r'_э(C_{кб} + C_{эб})}.$$

Передаточная функция  $\beta(j\omega)$  имеет единственный полюс. Частота, соответствующая этому полюсу, обозначается  $\omega_\beta$ , т.е.

$$\omega_\beta = \frac{1}{r'_э(C_{эб} + C_{кб})}.$$

Для частот, превышающих  $\omega_\beta$ , коэффициент усиления тока короткого замыкания падает на 6 дБ на октаву.

Зависимость величины  $\omega_\beta$  от частоты представлена на рис. 2.10 в логарифмическом масштабе. Пунктиром обозначены асимптоты, а зависимость коэффициента усиления при коротком замыкании выходной цепи показана сплошной кривой. Точка пересечения асимптот соответствует частоте  $\omega_\beta$ .

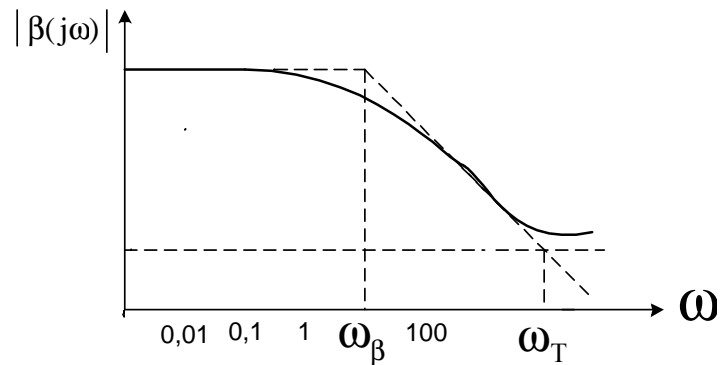


Рис. 2.10. Зависимость  $\beta$  транзистора от частоты

Частота, соответствующая точке пересечения высокочастотной асимптоты и прямой, определяемой выражением  $\beta(j\omega)=1$ , обозначена  $\omega_T$ . Этой круговой частоте соответствует частота  $f_T=\omega_T/2\pi$ , которая является параметром, приводимом в паспортных данных транзистора. В пределах высокочастотной асимптоты  $|\beta|$  и  $\omega$  связаны соотношением:

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\omega / \omega_\beta}.$$

### Усилитель с ОЭ в области высоких частот

В области высоких частот коэффициент усиления каскада определяется значением  $\beta(j\omega)$  и шунтирующим влиянием внутренних емкостей транзистора и емкостей монтажа.

Как известно,

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j\omega / \omega_\beta},$$

где  $\omega_\beta$  — граничная частота усиления транзистора по току в схеме ОЭ, на которой  $|\beta|$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раза. Найдем

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\omega / \omega_\beta)^2}}.$$

Тогда очевидно

$$|\dot{K}_U| \frac{\beta_0 \bar{R}_H}{r_{вхэ} \sqrt{1 + (\omega / \omega_\beta)^2}} = \frac{K_{макс}}{\sqrt{1 + (\omega / \omega_\beta)^2}}.$$

Отношение  $K_{макс} / |\dot{K}_U|$  определяет коэффициент частотных искажений

$$M_\epsilon = \sqrt{1 + (\omega / \omega_\beta)^2} = \sqrt{1 + (\omega \tau_\beta)^2}.$$

По заданным значениям  $M_\epsilon$  и верхней граничной частоте можно найти  $\tau_\beta = 1 / \omega_\beta$  и выбрать тип транзистора.

Рассмотрим теперь влияние паразитных емкостей на АЧХ усилителя.

В каждой схеме есть ряд емкостей, которые с резисторами образуют фильтры нижних частот. Они изображены на рис. 2.16. Основными паразитными емкостями являются:  $C_1$  — емкость монтажа, особенно емкость входных цепей;  $C_2$  — емкость «эмиттер-база»;  $C_3$  — емкость «коллектор-база»;  $C_4$  — емкость «коллектор-эмиттер».

В схеме имеются два фильтра низких частот. Конденсаторы  $C_3$  и  $C_4$  с параллельно включенным резистором  $R_k$  образуют фильтр низких частот на выходе транзистора. Он уменьшает динамическое коллекторное сопротивление на высоких частотах и тем самым снижает коэффициент усиления по напряжению. На входе транзистора фильтр низких частот образуют конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  и резистор  $\bar{R}_Г$  (на схеме не показан).

Действующая входная емкость схемы равна

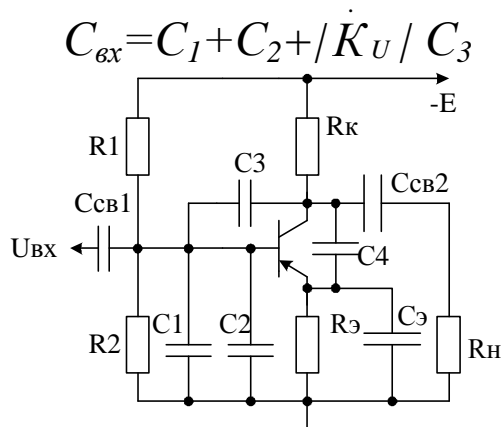


Рис. 2.11. Усилитель по схеме ОЭ на высоких частотах

Кроме сужения полосы пропускания усилителя, обратная связь через емкость  $C_3$  значительно уменьшает входной импеданс усилителя. Уменьшение полосы пропускания усилителя и увеличение его входной проводимости при увеличении коэффициента усиления в результате действия емкостной обратной связи называется эффектом Миллера.

Если  $|\vec{K}_U| \gg 1$ , то  $C_{\text{вх}} \approx |\vec{K}_U| \cdot C_{\text{кб}}$ . Модуль коэффициента усиления для схема ОЭ можно определить из выражения

$$|\vec{K}_U| = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K_{\text{макс}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{с}})^2}},$$

где  $\tau_{\text{с}} = [r_{\text{э}}' // (R_2 + r_{\text{б}})] \cdot [C_2 + C_3(1 + K)]$ .

Коэффициент частотных искажений

$$M_{\text{с}} = \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{с}})^2}.$$

В реальной схеме усилителя спад АЧХ в области высоких частот обусловлен влиянием, как инерционностью транзистора, так и шунтирующим влиянием паразитных емкостей, которые определяют верхнюю граничную частоту усилителя.

### Усилитель по схеме ОБ

Схема усилительного каскада с ОБ приведена на рис. 2.12. В этой схеме потенциал базы по переменной составляющей равен нулю. Входной сигнал подается в цепь эмиттера, а нагрузка подключена в коллекторную цепь.

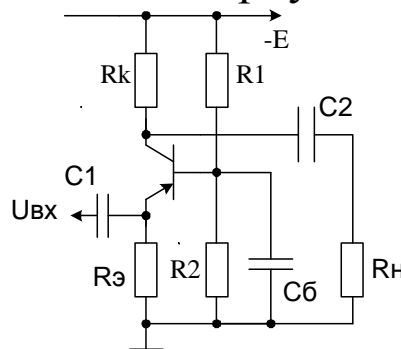


Рис. 2.12. Схема усилителя RC–типа по схеме ОБ

Резисторы  $R_1$  и  $R_2$ , а также резистор  $R_3$ , как и в схеме ОЭ,

обеспечивают не только положение рабочей точки на линии нагрузки, но и выполняют роль температурной стабилизации.

Рассмотрим работу усилительного каскада с ОБ в области средних частот и определим основные параметры усилителя.

Эквивалентная схема усилителя приведена на рис. 2.13.

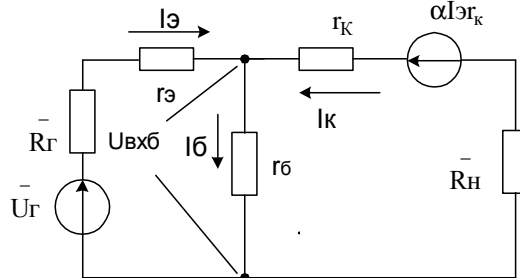


Рис. 2.13. Эквивалентная схема усилителя RC–типа с ОБ

$$\text{Где } \bar{R}_G = \frac{R_G \cdot R_э}{R_G + R_э}, \quad \bar{U}_G = \frac{U_G \cdot R_э}{R_G + R_э}, \quad \bar{R}_H = \frac{R_H \cdot R_K}{R_K + R_H}.$$

Запишем систему уравнений, из которой определим основные усилительные параметры для схемы ОБ:

$$U_{вх} = I_э(r_э + r_б) - I_к r_б = I_э r_э + (I_э - I_к) r_б, \quad (2.13)$$

$$0 = I_э(r_б - \alpha r_к) + I_к(r_к + \bar{R}_H - r_б), \quad (2.14)$$

$$I_э(\alpha r_к - r_б) = I_к(r_к + \bar{R}_H - r_б).$$

Найдем коэффициент усиления по току транзистора в схеме рис. 2.12

$$K'_I = \frac{I_к}{I_э} = \frac{-r_б + \alpha r_к}{-r_б + r_к + \bar{R}_H}.$$

Так как  $r_к \gg r_б \gg \bar{R}_H$ , то  $K'_I \approx \alpha$ .

Коэффициент усиления по току усилительного каскада:

$$K_I = \frac{I_H}{I_э} = K'_I \cdot \frac{R_э}{R_э + R_G} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H}. \quad (2.15)$$

Выражение (2.15) свидетельствует о том, что коэффициент усиления по току в схеме ОБ меньше единицы и зависит от коэффициентов разветвления токов во входной и выходной цепи.

Входное сопротивление усилителя можно найти, пересчитав резистор  $r_б$  во входную цепь (рис. 2.18).



$$r_{ex\bar{b}} \approx r_{\bar{e}} + r_{\bar{b}}(1 - \alpha).$$

Входное сопротивление усилительного каскада будет меньше

$$R_{ex\bar{b}} = r_{ex\bar{b}} // R_{\bar{e}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению транзистора

$$K_U' = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{I_{\bar{k}} \bar{R}_H}{I_{\bar{e}} r_{ex\bar{b}}} \approx \frac{\alpha I_{\bar{e}} \bar{R}_H}{I_{\bar{e}} r_{ex\bar{b}}} = \frac{\alpha \bar{R}_H}{r_{ex\bar{b}}}.$$

Полученное выражение свидетельствует о значительном влиянии внутреннего сопротивления источника сигнала на коэффициент усиления усилителя, включенного по схеме ОБ.

Выходное сопротивление схемы ОБ определяется величиной сопротивления резистора, включенного в коллекторную цепь транзистора. Действительно, из рис. 2.18 видно, что  $R_{вых\bar{b}} = r_{\bar{k}} // R_{\bar{k}} = R_{\bar{k}}$ , так как  $r_{\bar{k}} \gg R_{\bar{k}}$ .

### Особенности усилителя ОБ в области высоких частот

В области высоких частот в схеме ОБ необходимо учитывать, как и в схеме ОЭ, частотную зависимость параметров транзистора и влияние паразитных емкостей транзистора и монтажа.

Коэффициент усиления по току в схеме ОБ

$$\alpha(j\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega / \omega_{\alpha}},$$

где  $\omega_{\alpha}$  — граничная частота усиления по току в схеме ОБ, на которой  $\alpha_0$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раза;  $\alpha_0$  — коэффициент усиления по току в области низких и средних частот.

Найдем 
$$|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\alpha})^2}},$$

тогда 
$$K_U' = \frac{|\alpha| \bar{R}_H}{r_{ex\bar{b}}} = \frac{K_{\max}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\alpha})^2}}.$$

Здесь  $K_{\max}$  — коэффициент усиления в области средних частот,

$$\tau_{\alpha} = 1/\omega_{\alpha}.$$

Рассмотрим теперь влияние паразитных емкостей в рассматриваемой схеме усилителя. Входная емкость для схемы рис. 2.12

$$C_{вх} \approx C_1 + C_2 - KC_3,$$

где  $C_1$  — монтажная емкость на входе усилителя;  $C_2$  — емкость перехода «база-эмиттер»,  $C_3$  — емкость перехода «коллектор-база». Из этого выражения видно, что последнее слагаемое приводит к некоторому уменьшению входной емкости. Поэтому в схеме ОБ можно считать, что основное влияние в области высоких частот оказывает емкость  $C_{кб}$  и емкость монтажа, которые включены параллельно сопротивлению коллекторного перехода.

Постоянная времени для выходной цепи

$$\tau_{\kappa} = C_{\kappa} \frac{1}{1/R_{\kappa} + 1/r_{\kappa} + 1/R_{н}} \approx C_{\kappa} \cdot (R_{\kappa} \parallel R_{н}).$$

Тогда в области высоких частот

$$|\vec{K}_U| = \frac{K_{\max}}{\sqrt{1 + \omega(\tau_{\alpha} + \tau_{\kappa})^2}}.$$

## Эмиттерный повторитель

На рис. 2.14 приведена схема с общим коллектором (ОК). Она называется также эмиттерным повторителем, так как напряжение на выходе, снимаемое с эмиттера, повторяет фазу входного сигнала и имеет коэффициент передачи, близкий к единице.

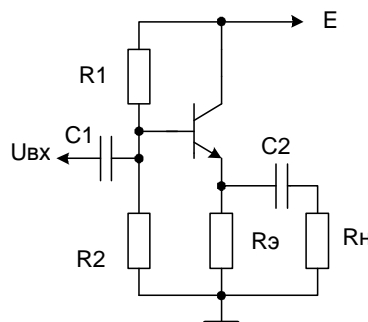


Рис. 2.14. Усилитель RC-типа по схеме ОК

Коллектор транзистора по переменной составляющей тока заземлен, и вся нагрузка включается в эмиттерную цепь. Из рис. 2.14 видно, что

$$U_{эб} = U_{вх} - U_{вых}.$$

Так как напряжение  $U_{эб}$  мало и мало меняется при изменении входного сигнала, то  $U_{вх} \approx U_{вых}$ . Эмиттерные повторители допускают работу с большими входными сигналами по сравнению с усилительными каскадами других типов.

Определим основные параметры эмиттерного повторителя в области средних частот, воспользовавшись эквивалентной схемой, приведенной на рис. 2.15.

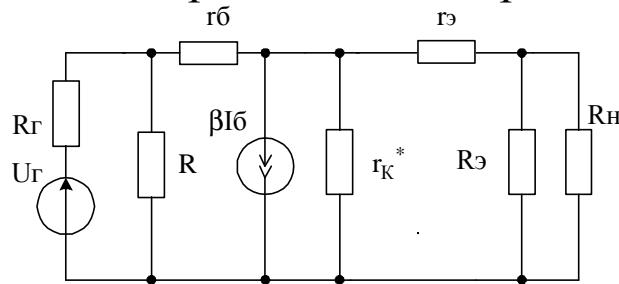


Рис. 2.15. Эквивалентная схема усилителя RC - типа ОК

$$\text{Найдем } r_{вх\ к} = r_{вх\ к} \cdot \frac{U_{вх}}{I_{б}} = r_{б} + (\beta + 1) [r_{к}^* \parallel (r_{э} + R_{э} \parallel R_{н})].$$

Если пренебречь влиянием  $r_{э}$ , то выражение для  $r_{вх\ к}$  можно упростить и представить в виде

$$r_{вх\ к} = r_{б} + (\beta + 1) \cdot (r_{к}^* \parallel \bar{R}_{н}),$$

где  $\bar{R}_{н} = R_{н} \parallel R_{э}$ .

В этом выражении первое слагаемое пренебрежимо мало по сравнению со вторым. Кроме того, в большинстве случаев  $\bar{R}_{н} \ll r_{к}^*$  и последнее можно не учитывать. Однако  $r_{к}^*$  ограничивает максимально возможное значение величины  $R_{вх}$  схемы ОК. Действительно, если предположить, что  $\bar{R}_{н} \gg r_{к}^*$ , то максимальная величина  $R_{вх\ к} \approx r_{к}^*$ . В режиме короткого замыкания на выходе, когда  $\bar{R}_{н}$  стремится к нулю, входное

сопротивление схемы с ОК равно входному сопротивлению схемы ОЭ. Следовательно, схема ОК имеет самое высокое входное сопротивление из всех схем включения биполярных транзисторов. Для практических расчетов можно считать, что  $r_{вх\kappa} \approx (\beta + 1) \bar{R}_H$ .

Практически при холостом ходе (когда  $R_H$  достаточно велико) можно получить входное сопротивление до 100–200 кОм и более при включении в эмиттерную цепь транзистора сопротивления порядка 10 кОм. При наличии нагрузки входное сопротивление эмиттерного повторителя обычно определяется величиной сопротивления нагрузки, которая в случае повторителя напряжения не бывает большой (иначе не имеет смысла использовать эмиттерный повторитель). При этом если нагрузка не остается постоянной, меняется и входное сопротивление.

Величина входного сопротивления в схеме ОК в значительной степени ограничивается делителем в цепи базы

$$R_{вх\kappa} = r_{вх\kappa} // R, \quad \text{где } R = R_1 // R_2.$$

Высокое значение входного сопротивления можно получить лишь при условии  $R \gg r_{вх\kappa}$ . Поэтому в ряде случаев приходится использовать либо непосредственную связь с источником сигнала без делителя напряжения, либо искусственно повышать сопротивление цепи смещения с помощью обратной связи. Если большое входное сопротивление является первоочередным требованием, то применяют схемы повторителей на составном транзисторе, либо повторители с динамической нагрузкой [7].

Определим коэффициент передачи по напряжению

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_2} = \frac{(1 + \beta)(r_{\kappa}^* // \bar{R}_H) \cdot I_{\bar{\sigma}}}{(\bar{R}_\Gamma + r_{вх\kappa}) \cdot I_{\bar{\sigma}}} = \frac{1}{\frac{\bar{R}_\Gamma + r_{\bar{\sigma}}}{(1 + \beta) \cdot (r_{\kappa}^* // \bar{R}_H)} + 1},$$

где  $\bar{R}_\Gamma = R_\Gamma // R_1 // R_2$ .

Как видно  $K_{Uок} < 1$ , а  $U_{вых} \approx U_{вх}$ . По этой причине  $K_{Uок}$  чаще называют коэффициентом передачи. На  $K_{Uок}$  большое

влияние оказывают внутреннее сопротивление источника входного сигнала и нагрузка в эмиттерной цепи. С увеличением внутреннего сопротивления источника сигнала  $K_{Uок}$  падает, а с увеличением  $\bar{R}_н$ ,  $K_{Uок}$  возрастает. Следует заметить, что при  $R_э \rightarrow 0$  и  $\bar{R}_н \rightarrow \infty$

$$K_{Uок} = \frac{1}{1 + r_б / r_к}.$$

Коэффициент усиления по току находится аналогично, как и для схемы ОЭ. Так, коэффициент усиления по току транзистора в схеме эмиттерного повторителя равен  $(\beta + 1)$ , а коэффициент усиления по току усилительного каскада можно найти, определив коэффициенты распределения тока во входной и в выходной цепи. С учетом этих коэффициентов

$$K_{Iок} = (1 + \beta) \frac{r_к^* \parallel R_э}{r_к^* \parallel R_э + R_н} \frac{R}{R + r_{вхк}}.$$

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя определяет его нагрузочную способность как по постоянному, так и по переменному току. Из эквивалентной схемы рис. 2.15 при выполнении условия

$$r_к^* \gg \frac{\bar{R}_Г + r_б}{1 + \beta}$$

следует, что

$$R_{выхок} = r_э + \frac{\bar{R}_Г + r_б}{1 + \beta}.$$

При  $R_э \rightarrow 0$  выходное сопротивление схемы ОК равно входному сопротивлению схемы ОБ.

Особенностью работы эмиттерного повторителя в области высоких частот является то, что его входное сопротивление резко уменьшается с увеличением частоты входного сигнала. Это обусловлено инерционностью процессов в базе транзистора, а также наличием коллекторной и нагрузочной емкостей. Влияние емкости  $C_к^*$  сказывается в том, что начальный скачок напряжения на выходе отсутствует и

увеличивается время нарастания.

Емкость  $C_n$  оказывает приблизительно такое же влияние, что и  $C_k^*$ , и еще больше уменьшает крутизну начального участка фронта.

Установка рабочей точки в схеме ОК производится так же, как и в схеме с ОЭ с эмиттерной стабилизацией. Для выбора потенциала эмиттера имеется больше возможностей, так как потенциал коллектора не зависит от управляющего сигнала. Следовательно, напряжение  $U_{кэ}$  можно выбрать более высоким, чем в схеме с ОЭ. Благодаря этому имеется возможность реализации простой гальванической связи эмиттерного повторителя с выходом предыдущего и с входом последующего каскада.

### 3. Описание лабораторной установки

Лабораторная установка для испытаний схем включения транзистора в усилительном каскаде состоит из исследуемого устройства (рис.1) и виртуальных приборов генератора синусоидальных сигналов, вольтметра, осциллографа, анализатора спектра и источника питания на 15 В.

В настоящей работе исследуются три схемы включения биполярного транзистора. На рис. 2.16 показана схема макета, изображенная на панели лабораторного макета.

Напряжение прямого смещения базы поступает с делителя напряжения  $R_1$  —  $R_2$ , который подключен к источнику питания.

Нужная величина прямого смещения базы транзистора получается при надлежащем выборе отношения величин сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ .

Резистор  $R_3$  оказывает стабилизирующее действие на ток транзистора при изменении температуры. Падение напряжения на  $R_3$  создаёт обратное (запирающее) смещение эмиттерного перехода транзистора, так как оно повышает потенциал эмиттера. Следовательно, оно уменьшает отрицательное

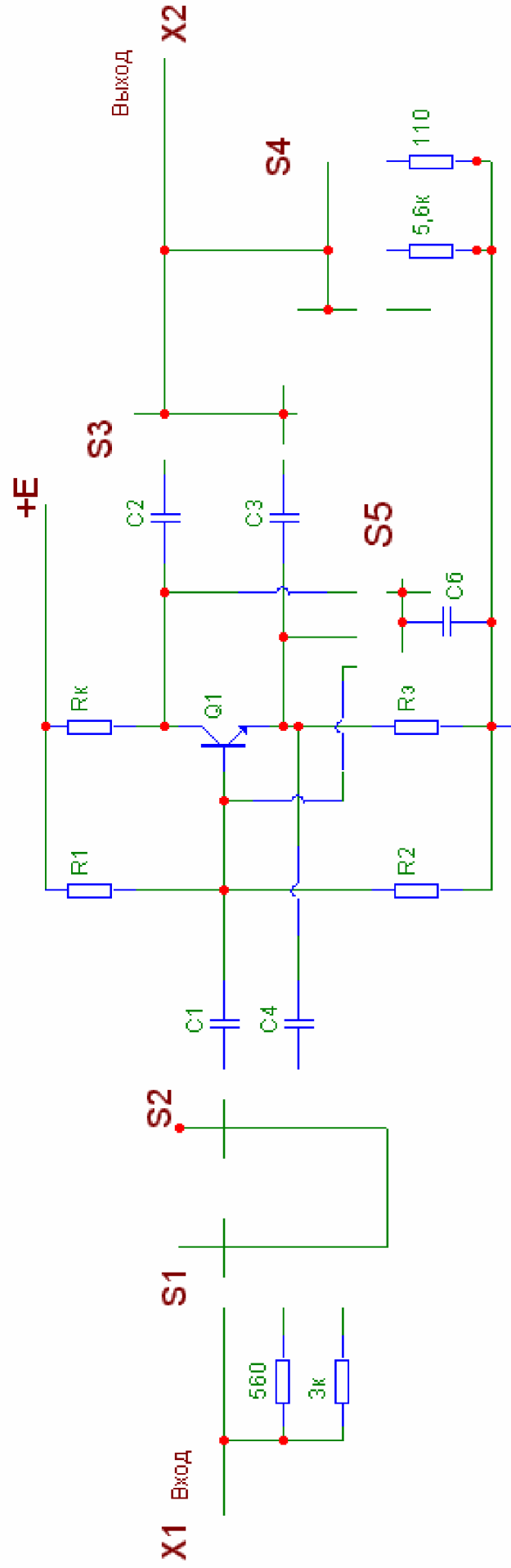


Рис.2.16. Схема лабораторного стенда

прямое смещение базы на величину этого падения напряжения. При нагреве транзистора постоянная составляющая тока коллектора возрастает, соответственно возрастает и падение напряжения на  $R_Э$ , что приводит к уменьшению прямого смещения базы, а также тока коллектора.

В результате осуществляется частичная компенсация температурного дрейфа тока.

Разделительные конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  и  $C_4$  предназначены для разделения постоянной и переменной составляющих токов. Выбор большой величины емкостей указанных конденсаторов позволяет свободно проходить через них полезному сигналу переменного тока.

Присутствие переменной составляющей на  $R_Э$  вызвало бы уменьшение выходного сигнала и, следовательно, коэффициента усиления по напряжению каскада с ОЭ. Для устранения этого эффекта резистор  $R_Э$  шунтируют конденсатором  $C_6$ . В зависимости от включения  $C_6$  создаются схемы с ОБ и ОК.

Выбор соответствующей схемы включения биполярного транзистора производится переключателями  $S1$ ,  $S2$ ,  $S3$ : положение переключателей указано в табл.1.

Таблица 1

Выбор положения переключателей

Схема включения	S1	S2	S3
ОЭ	1	1	2
ОБ	2	1	1
ОК.	1	2	3

Режим транзистора по постоянному току при этом не меняется.

Переключатели  $S1$  и  $S4$  используются при измерении соответственно входного и выходного сопротивлений каскада путем включения дополнительных резисторов.



Гнёзда X1 являются входом, а X2 — выходом усилительного каскада.

#### **4. Домашнее задание**

1. Изучить принцип работы усилительного каскада при различных схемах включения биполярных транзисторов.

2. Ознакомиться со структурной схемой установки и методикой определения основных качественных показателей каскада.

#### **5. Лабораторное задание**

1. Ознакомиться с экспериментальной установкой для исследования схем включения транзистора в усилительном каскаде.

2. Снять амплитудную характеристику и вычислить коэффициент усиления по напряжению на линейном участке для трех схем включения транзистора.

3. Определить входное сопротивление схем с ОЭ, ОБ и ОК.

4. Измерить выходное сопротивление каскада при различных способах включения транзистора.

5. Измерить верхнюю граничную частоту по уровню 0.707 от значения на средних частотах для трех схем включения транзистора.

6. Проанализировать результаты эксперимента и сделать заключение.

#### **6. Методические указания к выполнению лабораторного задания**

1. Подготовить лабораторный макет к измерениям технических показателей каскада. Переключатели S1...S3 установить в положение для схемы с ОЭ в соответствии с табл. 1. Включить питание стенда. К входным гнездам X1

подключить генератор синусоидальных колебаний, а к выходным гнездам  $X_2$  – осциллограф. С генератора синусоидальных колебаний подать в схему сигнал частотой 1 кГц и амплитудой 20...30 мВ. При наличии нелинейных искажений выходного сигнала, контролируемых по осциллографу, уменьшить уровень входного сигнала. Убедиться в усилении сигнала схемой.

2. Амплитудной характеристикой усилителя называется зависимость установившегося значения выходного напряжения от подаваемого на вход сигнала. Уровень входного напряжения контролируется по вольтметру генератора синусоидальных сигналов на частоте 1 кГц. Выходное напряжение измеряется осциллографом и контролируется форма выходного напряжения.

Для получения общего представления о характере кривых целесообразно, предварительно не записывая показаний, оценить изменения выходного напряжения и выделить участки с наиболее выраженной нелинейной зависимостью. Качественную оценку зависимости произвести для трех схем включения биполярного транзистора путем переключения переключателей S2, S3, S5 согласно табл. 1.

После этого снять характеристики по точкам. Наибольшее число точек следует снимать на нелинейных участках кривых, так как линейные участки достаточно четко определяются тремя точками. Результаты измерений свести в табл. 2.

Таблица 2

Амплитудные характеристики каскадов

Каскад с ОЭ	$U_m$ , мВ	
	$U_m$ вых, мВ	
Каскад с ОБ	$U_m$ , мВ	
	$U_m$ вых, мВ	
Каскад с ОК	$U_m$ , мВ	
	$U_m$ вых, мВ	

Для трех схем включения транзистора на линейном участке амплитудной характеристики определить коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}.$$

3. При нахождении переключателя S1 в положении «1» установить величину выходного напряжения  $U_m$  вых, равной 1В. Для измерения входного сопротивления с помощью переключателя S1 на вход каскада подключается дополнительное сопротивление  $R_d$ , равное 560 Ом для схем с ОЭ и ОБ, и 3 кОм для каскада с ОК. Зафиксировав изменение выходного напряжения  $U_m$  вых, рассчитать входное сопротивление по формуле

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_d U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}0} - U_{\text{вых}}}.$$

4. При положении переключателей S1 и S4 в положении «1» установить величину выходного напряжения  $U_m$  вых, равной 1В. Для измерения выходного сопротивления с помощью переключателя S4 параллельно к выходу подключается дополнительное сопротивление  $R_d$ , равное 5,6 кОм для схем с ОЭ и ОБ и 100 Ом для каскада с ОК. Зафиксировав изменение выходного напряжения  $U_m$  вых, рассчитать выходное сопротивление по формуле

$$R_{\text{вых}} = R_d \left( \frac{U_{\text{вых}0}}{U_{\text{вых}}} - 1 \right).$$

5. При определении верхней граничной частоты каскада переключатели S1 и S4 должны быть в положении «1».

Запустить виртуальный измеритель частотной характеристики, выбрав кнопку «bode analyzer» (рис. 1.2) среди блока виртуальных приборов. Выставить предельные значения частотного диапазона и шаг измерения. Настроить отображение частотной характеристики, выбрав линейный масштаб по амплитуде и логарифмический по частоте. Нажатием кнопки «Run» приступить к измерению. По

полученной АЧХ, измерить верхнюю граничную частоту  $f_B$ , на которой уровень выходного сигнала падает до 0,707 В.

6. Результаты проведенных исследований свести в табл. 3.

Таблица 3

Параметры усилительного каскада

Параметры	Схемы включения транзисторов		
	ОЭ	ОБ	ОК
Коэффициент усиления по напряжению $K_U$			
Входное сопротивление $R_{вх}$ , Ом			
Выходное сопротивление $R_{вых}$ , Ом			
Верхняя граничная частота $f_B$ , кГц			

## 7. Содержание отчета

1. Структурная схема установки.
2. Принципиальные схемы каскадов с различными схемами включения биполярного транзистора.
3. Результаты измерений амплитудных характеристик в виде таблиц и графиков. Графики амплитудных характеристик каскада для всех схем включения биполярного транзистора привести на одном рисунке в одном масштабе.
4. Результаты измерений по п. 1-6 разд. 6 в виде таблицы.
5. Выводы по полученным результатам. Дать рекомендации по областям применения различных схем включения транзистора.

## Контрольные вопросы

1. Нарисовать схемы включения биполярного транзистора в усилительном каскаде.
2. Какие технические параметры применяются для

- описания свойств усилительного каскада?
3. Приведите сравнительный анализ усилительных свойств трех схем включения транзистора.
  4. Какая схема обладает минимальным уровнем нелинейных искажений при фиксированной величине амплитуды входного сигнала?
  5. В какой из трех схем включения БТ реализуется максимальный динамический диапазон?
  6. Дайте оценку частотным свойствам трех схем включения.
  7. Почему каскад с ОЭ находит наиболее широкое применение?
  8. Какой тип обратной связи присущ каскаду с ОБ?
  9. Где можно найти применение каскада с ОБ?
  10. Объясните причину большого входного и малого выходного сопротивления эмиттерного повторителя.
  11. Чем обусловлен весьма низкий коэффициент передачи по напряжению схемы с ОК?
  12. Какие функции может выполнять эмиттерный повторитель?
  13. Какими основными полезными свойствами обладает эмиттерный повторитель?

## Лабораторная работа №2

### Исследование избирательного RC-усилителя

#### 1. Цель работы

1.1. Ознакомление с построением избирательного усилителя с двухзвенной обратной связью через RC-элементы.

1.2. Оценка влияния на показатели усилителя величины параметров различных элементов, проверка способов изменения резонансной частоты, полосы пропускания и коэффициента усиления.

### 1.3. Определение показателей, характерных для усилителей промежуточной частоты приемника.

## 2. Общие сведения

Основной функцией усилителя является увеличение уровня входного сигнала. Однако во многих применениях частотно-избирательные свойства усилителя не менее существенны, чем его усиление. В таких случаях усилительное устройство называется фильтром или частотно-избирательным усилителем.

Наиболее экономично и эффективно задачи избирательного усиления электрических сигналов решались с использованием LC-цепей (рис.3.1). Однако наряду с достоинствами – низким уровнем шумов, возможностью простой реализации разнообразных частотных характеристик с достаточной стабильностью, связанной с малой чувствительностью характеристик усилителя к разбросу параметров  $L$  и  $C$ , – LC-усилители имеют ряд существенных недостатков: большие массы и габариты, сложность и сравнительно высокая стоимость изготовления, малая помехоустойчивость к электромагнитным полям.

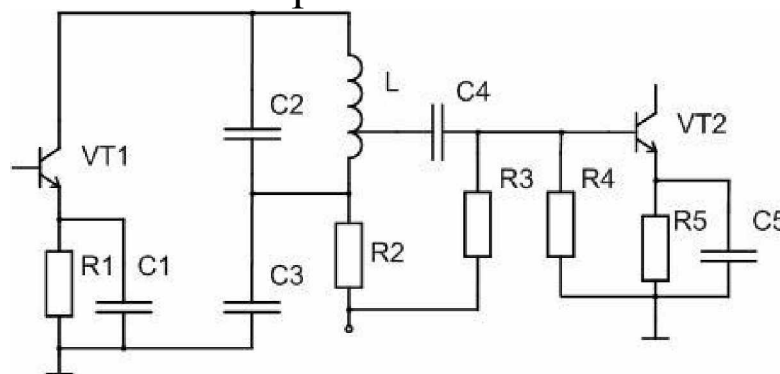


Рис.3.1. Пример LC-усилителя

Достижения микроэлектроники обусловили интенсивную разработку и широкое использование активных RC-усилителей. Предпочтение в настоящее время отдаётся усилительным микросхемам общего применения –

операционным усилителям (ОУ), что позволяет обеспечить высокую степень унификации и стандартизации электронной аппаратуры. Чаще всего линейные активные избирательные RC-усилители строят на основе звеньев второго порядка с передаточной функцией

$$K(p) = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_k p + b_0}. \quad (3.1)$$

Избирательный усилитель с активным RC-фильтром, представленный на рис. 3.2, эквивалентен по своим частотным свойствам усилителю с одиночным колебательным контуром в каскаде.

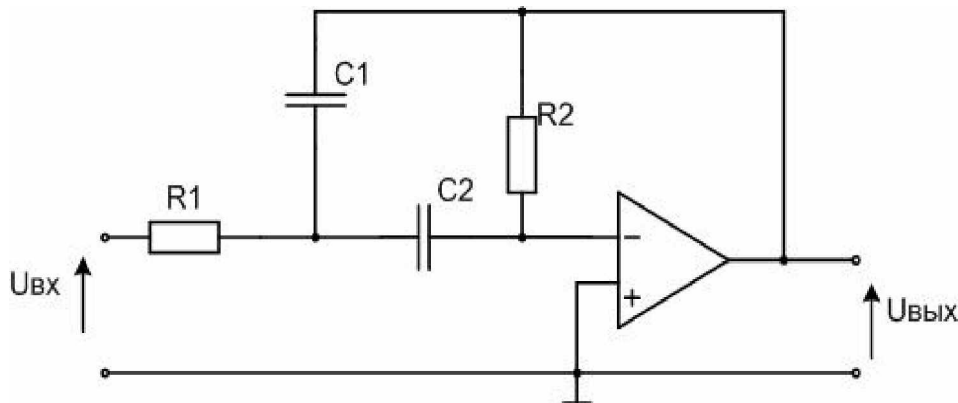


Рис.3.2. Активный RC-фильтр

Пусть применён идеальный ОУ, т.е. ОУ с бесконечно большим входным сопротивлением и коэффициентом усиления и бесконечно малым выходным сопротивлением. Последнее позволяет сделать два упрощающих предположения:

- напряжение между входами ОУ практически равно нулю;
- ток, потребляемый входами ОУ, пренебрежительно мал.

В соответствии со сделанными предположениями инвертирующий вход ОУ находится под нулевым потенциалом, что позволяет легко получить коэффициент

передачи усилителя (рис. 3.3).

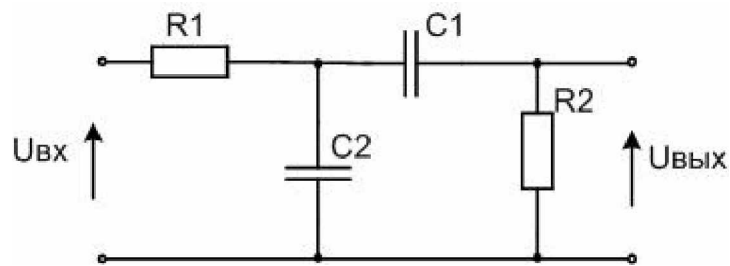


Рис.3.3. Цепь ООС активного фильтра

$$K(p) = \frac{-\frac{1}{R1 \cdot C2} \cdot p}{p^2 + \frac{C1 + C2}{C1 \cdot C2 \cdot R2} \cdot p + \frac{1}{C1 \cdot C2 \cdot R1 \cdot R2}}. \quad (3.2)$$

Сопоставляя выражения (3.1) и (3.2), видим, что частотная характеристика анализируемого усилителя описывается уравнением степени относительно  $p = j\omega$ .

Для избирательного усилителя с одиночным колебательным LC-контуром в нагрузке справедливо выражение

$$K(p) = \frac{\frac{K_0 \cdot \omega_0}{Q} \cdot p}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot p + \omega_0^2}, \quad (3.3)$$

где  $K_0$  – резонансный коэффициент усиления;

$Q$  – добротность контура;

$\omega_0$  – резонансная частота контура.

Сравнивая выражения 2.2 и 2.3, получаем формулы для определения эквивалентной добротности:

$$Q = \frac{1}{C1 + C2} \cdot \sqrt{C1 \cdot C2 \cdot \frac{R2}{R1}},$$

резонансной частоты



$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{C1 \cdot C2 \cdot R1 \cdot R2}} \quad (3.4)$$

и полосы пропускания на уровне 0,707 от резонансного коэффициента усиления

$$\Delta f_{0.707} = \frac{f_0}{Q} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{C1 + C2}{C1 \cdot C2 \cdot R2}. \quad (3.5)$$

Резонансный коэффициент усиления каскада определяется выражением

$$K_0 = -\frac{R2}{R1} \cdot \frac{C1}{C1 + C2}. \quad (3.6)$$

Недостатком схемы является ограниченность возможностей управления эквивалентной добротностью  $Q$  и резонансной частотой  $f_0$  в усилителе. Добротность исследуемого усилителя обычно не превышает 20. Высокие значения можно достичь лишь за счёт значительного разнесения номиналов величин сопротивлений резисторов  $R1$  и  $R2$ , что нарушает стабильность работы усилителя.

При равенстве номиналов емкостей  $C = C1 = C2$  достигается максимальная добротность  $Q = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{R2}{R1}}$ .

При этом выражения (3.4) – (3.6) преобразуются к виду

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot C} \cdot \frac{1}{\sqrt{R1 \cdot R2}},$$

$$\Delta f = \frac{1}{\pi \cdot C \cdot R2}, \quad (3.7)$$

$$K_0 = -\frac{1}{2} \frac{R2}{R1}.$$

Из выражения (3.7) следует, что, изменяя величину сопротивления резистора  $R2$ , можно изменять полосу пропускания усилителя. Для устранения последней на

значения резонансной частоты и добротности схемы необходимо вводить регулировку изменением сопротивления резистора R1.

### 3. Описание лабораторной установки

В настоящей работе исследуется избирательный RC-усилитель (рис. 3.3) на основе ОУ КР 140 УД1Б, охваченного глубокой обратной связью через двухзвенные цепи комплексного характера.

Коэффициент усиления, резонансная частота и добротность изменяются при выполнении работы регулировкой сопротивления резистора R2. Резистор  $R5 = 5,1$  кОм включён на второй неинвертирующий вход ОУ для балансировки режима дифференциального усилителя по постоянному току. Наличие емкости C3 обеспечивает отсутствие переменного напряжения на неиспользуемом входе интегрального усилителя. Переключатель S обеспечивает изменение полосы пропускания усилителя.

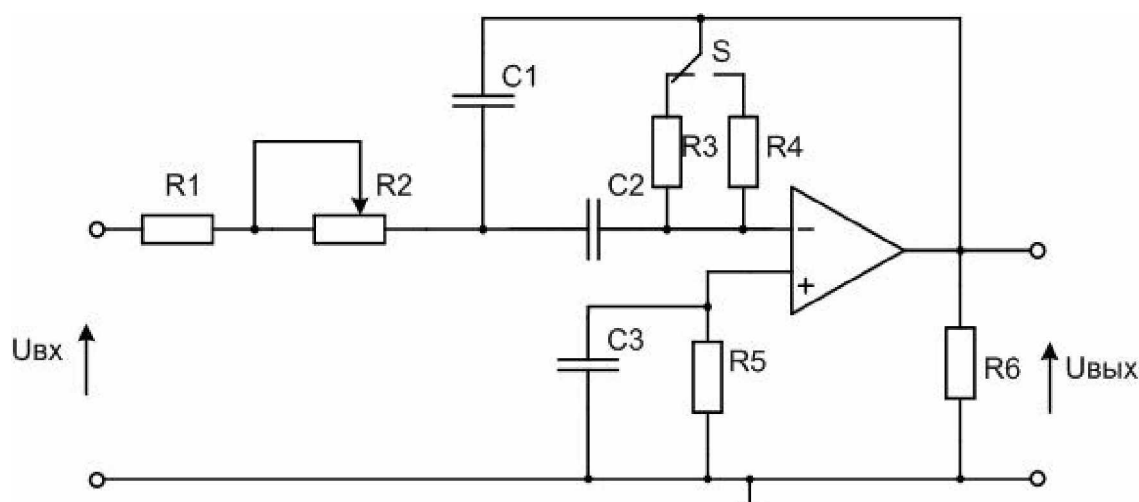


Рис. 3.3. Схема лабораторного стенда

Лабораторная установка для испытания избирательного усилителя состоит из макетной платы сбора и обработки данных NI ELVIS и пакета программ LabVIEW с

виртуальным измерителем амплитудно-частотной характеристики.

#### **4. Домашнее задание**

4.1. Изучить принцип работы избирательного усилителя с RC - фильтром в цепи обратной связи.

4.2. Ознакомиться со структурной схемой установки и методикой определения характеристик избирательного RC-усилителя.

#### **5. Лабораторное задание**

5.1. Ознакомиться с лабораторной установкой для исследования избирательного RC-усилителя.

5.2. Измерить коэффициент усиления и полосы пропускания на уровнях 0,707 и 0,1 усилителя с резистором R3 в цепи обратной связи. По полученным экспериментальным данным определить коэффициент прямоугольности и найти добротность исследуемого каскада.

5.3. Снять нормированную частотную характеристику усилителя.

5.4. Повторить измерения и расчёты характеристик усилителя при включении резистора R4 в цепь обратной связи.

5.5. Исследовать неравномерность коэффициента усиления при перестройки RC-усилителя.

5.6. Проанализировать результаты эксперимента и сделать заключение.

#### **6. Методические указания к выполнению лабораторного задания**

6.1. Подготовить лабораторный макет к измерению показателей избирательного RC-усилителя. Подать питание

на макетную плату сбора данных NI ELVIS . Запустить на компьютере блок программ с виртуальными измерительными приборами, включить резистор R3, выставить положение потенциометра R2 в среднее положение.

6.2. Запустить виртуальный измеритель частотной характеристики, выбрав кнопку «bode analyzer» (рис. 1.2.) среди блока виртуальных приборов. Выставить предельные значения частотного диапазона и шаг измерения. Настроить отображение частотной характеристики, выбрав линейный масштаб по амплитуде и логарифмический по частоте. Нажатием кнопки «Run» приступить к измерению. По полученной кривой измерить резонансный коэффициент усиления  $K_0$  и полосы пропускания  $\Delta f$  по уровням 0,707 и 0,1. По экспериментальным данным определить добротность  $Q = f_0/\Delta f_{0.707}$  и коэффициент прямоугольности  $K_{пр} = \Delta f_{0.1}/\Delta f_{0.707}$ .

6.3. Снять частотную характеристику усилителя для использованной в пункте 6.2 комбинации сопротивлений резисторов R2 и R3. Результаты свести в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Частотная характеристика

$f, \text{кГц}$							
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{В}$							
$U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВЫХ макс}}$							

6.4. Рассчитать резонансную характеристику усилителя с одиночным RC-колебательным контуром в нагрузке по формуле

$$y = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2 \cdot Q \cdot \frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}}, \quad (6.1)$$

где  $\Delta f = f - f_0$  – абсолютная расстройка.

Значение добротности  $Q$  должно соответствовать измеренной в пункте 6.2. Результаты расчёта свести в табл. 6.2.

Резонансная характеристика

$\Delta f, \text{кГц}$							
$u$							

6.5. Повторить измерения и расчеты по пункту 6.2 при включении резистора R4 в цепь обратной связи усилителя.

6.6. Установить регулятором максимальное значение сопротивления резистора R2 и при заданном сопротивлении R3 произвести измерение АЧХ избирательного усилителя и найти значение резонансной частоты и коэффициента усиления на ней. Затем уменьшить значение сопротивления R2 и повторить измерение АЧХ RC-усилителя и значений коэффициента усиления на резонансной частоте. Произвести подобным образом 7 измерений, данные занести в табл. 6.3.

Таблица 6.3

АЧХ усилителя

$f, \text{кГц}$							
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{В}$							

6.7. Закрывать программу виртуального измерителя АЧХ, после чего закрыть сам программный блок виртуальных приборов. Только после этого отключить питание у макетной платы сбора данных NI ELVIS.

## 7. Содержание отчёта

7.1. Тема. Цель работы. Принципиальная схема усилителя и структурная схема экспериментальной установки.

7.2. Результаты измерений и расчетов по пунктам 5.2 и 5.4.

7.3. Результаты измерений и расчетов по пунктам 5.3 и 5.5 в виде таблиц и графиков.

7.4. Выводы по полученным результатам.

## Контрольные вопросы

- 8.1. Какие преимущества имеют интегральные схемы перед схемами на дискретных элементах?
- 8.2. Почему ОУ редко используется как усилитель сигналов при разомкнутой цепи обратной связи?
- 8.3. Какими параметрами обладает идеальный ОУ?
- 8.4. Какими преимуществами обладают активные фильтры по сравнению с пассивными?
- 8.5. Какие элементы схемы оказывают влияние на полосу пропускания усилителя?
- 8.6. Как настроить усилитель на заданную частоту?
- 8.7. Классификация фильтров по типу АЧХ.
- 8.8. Какие основные параметры фильтров?
- 8.9. Как классифицируются фильтры по типу аппроксимирующей характеристики?
- 8.10. Порядок фильтра, принципы построения фильтров высоких порядков.
- 8.11. Явление резонансного всплеска и как оно используется при разработке фильтров.

**БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. Мамонкин И. Г. Усилительные устройства. – М.: Связь, 1977. — 357с.
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: Учебное пособие для приборостроит. спец. вузов. — 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1991. – 622 с.
3. Прянишников В.А. Электроника: Полный курс лекций. – 3-е изд., испр. и доп. – СПб: Учитель и ученик: КОРОНА–принт, 2003. – 416 с.
4. Л. Фолкенберри. Применение операционных усилителей и линейных интегральных схем. –М.:Мир, 1995. -250 с.
5. У. Титце, К. Шенк. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство/ Пер. с нем.– М.:Мир, 1982.– 512 с.
6. Г. Мошиц, П. Хорн. Проектирование активных фильтров/ Пер. с англ.- М.:Мир, 1984. -320 с.
7. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства. – 2-е изд. – М.: Связь, 1977. –С. 310-346.
8. Масленников В.В., Сироткин А.П. Избирательные РС-усилители. – М.: Энергия, 1980. – 217 с.

**Кравец Андрей Владимирович  
Шабанов Дмитрий Валерьевич  
Шмбаева Елена Михайловна  
Снежкова Людмила Александровна**

Методические указания к лабораторным работам

по курсу

Схемотехника аналоговых электронных устройств

Ответственный за выпуск Кравец А.В.

Редактор Кочергина Т.Ф.

Корректоры: Чиканенко Л.В., Селезнева Н.И.,

Надточий З.И.

ЛР № 020565 от 23 июня 1997 г.

Подписано к печати

Формат 60X84 1/16 . Бумага офсетная. Офсетная печать.

Усл. п.л. – 3,0. Уч. – изд. л. – 2,9.

Заказ № Тираж. 100 экз.

«С»

---

Издательство Технологического института  
Южного федерального университета  
ГСП 17 А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44  
Типография Технологического института  
Южного федерального университета  
ГСП 17 А, Таганрог, 28, Энгельса, 1