

Московский государственный университет  
имени М. В. Ломоносова

---

Физический факультет  
кафедра фотоники и физики микроволн

О. Ю. Волков

**ПРАКТИКУМ ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ**  
**АНАЛОГОВЫЕ СХЕМЫ НА LTSPICE**

Методическое пособие для студентов  
и преподавателей практикума

Москва — 2021

УДК 378.162.33, 004.942, 53.083.8

ББК 22.3

## **Практикум по радиоэлектронике: аналоговые схемы на LTspice**

Учебно-методическое пособие для студентов физического факультета МГУ и преподавателей практикума по радиоэлектронике. М.: Физический факультет МГУ им. М.В. Ломоносова, 2021. — 56 с.

**ISBN 978-5-8279-0102-0**

Представлено переработанное описание цикла задач по аналоговой электронике рассчитанное на работу с симулятором электронных схем LTspice компании Analog Devices. Такой подход не требует наличия у студента радиодеталей и измерительных приборов, что позволяет проводить занятия как в лаборатории, так и дистанционно.

Программа состоит из четырех задач. Каждая задача сопровождается списком контрольных вопросов и заданий, знание которых необходимо для успешного выполнения упражнений практикума.

Пособие ориентировано на освоение методов схемотехнического моделирования в процессе создания рабочих схем. Материал в равной мере адресован студентам и преподавателям, принимающим участие в работе практикума по радиоэлектронике.

Издание построено на базе пособия Практикум по радиоэлектронике: аналоговые схемы, 2016 г.

*ВОЛКОВ Олег Юрьевич*

### **Практикум по радиоэлектронике аналоговые схемы на LTspice**

Объем 3,2 п.л.

Электронная версия.

Физический факультет МГУ им. М.В. Ломоносова.  
119991, Москва, ГСП-1, Ленинские горы, д. 1, стр. 2

# Содержание

1. Линейные RC-цепи . . . . .	4
1.1. Основные понятия . . . . .	4
1.2. Простейшие RC-цепи . . . . .	8
1.3. Знакомство с программой LTspice XVII . . . . .	12
1.4. Симуляция работы схемы в диапазоне частот . . . . .	15
1.5. Симуляция работы схемы во времени . . . . .	18
1.6. Практическая часть . . . . .	21
1.7. Контрольные вопросы . . . . .	21
2. Усилитель низкой частоты на биполярном транзисторе . . . . .	22
2.1. Основные понятия . . . . .	22
2.2. Расчет схемы усилителя низкой частоты . . . . .	30
2.3. Практическая часть . . . . .	34
2.4. Контрольные вопросы. . . . .	35
3. Операционный усилитель . . . . .	36
3.1. Основные понятия . . . . .	36
3.2. Расчет схемы усилителя низкой частоты на ОУ . . . . .	42
3.3. Практическая часть . . . . .	43
3.4. Контрольные вопросы . . . . .	44
4. Гармонические RC-генераторы . . . . .	45
4.1. Основные понятия . . . . .	45
4.2. Расчет схемы RC-генератора с цепью Вина . . . . .	49
4.3. Получение спектра и определение гармоник сигнала . . . . .	53
4.4. Практическая часть . . . . .	55
4.5. Контрольные вопросы . . . . .	55
Литература . . . . .	56

# Задача 1.

## Линейные RC-цепи

Изучаются частотные и импульсные характеристики цепочек, составленных из резисторов и конденсаторов.

### 1.1. Основные понятия

*Напряжение* между двумя точками — это энергия (работа), затрачиваемая на перемещение единичного положительного заряда из точки с низким потенциалом в точку с высоким потенциалом. Напряжение называют также разностью потенциалов или электродвижущей силой (э.д.с.). Напряжение всегда измеряется между точками схемы. Когда говорят о напряжении в какой-либо точке схемы — подразумевают напряжение между этой точкой и «землей», т.е. такой точкой схемы, потенциал которой всем известен и обычно считается нулевым.

*Источник напряжения* или *генератор напряжения* — двухполюсник, напряжение на зажимах которого постоянно (не зависит от тока в цепи).

*Ток* — это скорость перемещения электрического заряда в точке. Считается, что ток протекает от точки с более положительным потенциалом к точке с более отрицательным потенциалом, хотя электрон перемещается в противоположном направлении. Ток всегда протекает в точке схемы (через сечение проводника), или через какой-нибудь элемент схемы. Ток получается путем прикладывания напряжения между точками схемы.

*Источник тока* или *генератор тока* — двухполюсник, который создает ток, не зависящий от сопротивления нагрузки, к которой он присоединен.

*Мгновенная (электрическая) мощность* — произведение мгновенных значений напряжения и силы тока на каком-либо участке электрической цепи.

Различные элементы схемы могут обеспечивать взаимосвязь тока и напряжения. Для *резистора* — ток прямо пропорционален напряжению. Для *конденсатора* — ток пропорционален скорости изменения напряжения. *Катушка индуктивности* — обладает обратными свойствами, по сравнению с конденсатором. Напряжение на катушке индуктивности пропорционально скорости изменения тока в ней.

*Линейные цепи* — это цепи, для которых справедлив принцип суперпозиции: если на цепь действует несколько сигналов, то результат воздействия равен сумме воздействия отдельных сигналов.

*Пассивные цепи* — это цепи, пассивно откликающиеся на внешний сигнал, то есть не содержащие источников э.д.с. Энергия сигнала, проходящего через такую цепь не может увеличиваться.

Линейные пассивные цепи состоят из идеальных элементов (резисторов, конденсаторов, индуктивностей) с постоянными сосредоточенными параметрами. Резисторы называют *активными сопротивлениями*, а конденсаторы и индуктивности — *реактивными сопротивлениями*.

*Фильтр нижних частот* — является схемой, которая без изменений передает сигналы низких частот, а на высоких частотах обеспечивает затухание сигналов и запаздывание их по фазе относительно входных сигналов.

*Фильтр верхних частот* — передает без изменения сигналы высоких частот, а на низких частотах обеспечивает затухание сигналов и опережение их по фазе относительно входных сигналов.

*Полосовой фильтр* или *полосно-пропускающий фильтр* — фильтр, который пропускает колебания, находящиеся в некоторой полосе частот. Он может быть представлен в виде последовательно включенных фильтра нижних частот и фильтра верхних частот.

*Режекторный фильтр* или *полосно-заграждающий фильтр* — фильтр, не пропускающий колебания некоторой определенной полосы частот, и пропускающий колебания с частотами, выходящими за пределы этой полосы. Заграждающий фильтр, предназначенный для подавления одной определенной частоты, называется *узкополосным заграждающим фильтром* или *фильтром-пробкой*.

*Активный фильтр* — вид аналоговых электронных фильтров, в котором присутствует один или несколько активных компонентов, к примеру транзистор или операционный усилитель.

*Пассивный фильтр* — фильтр, состоящий только из пассивных компонентов, таких как, резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности. Пассивные фильтры не требуют никакого источника энергии для своего функционирования. В отличие от активных фильтров в пассивных фильтрах не происходит усиления сигнала по мощности. Практически всегда пассивные фильтры являются линейными.

*Простейшими фильтрами первого порядка* называются цепочки, содержащие активное сопротивление и один реактивный элемент (емкость или индуктивность), включенные последовательно или параллельно.

*Простейшие фильтры второго порядка* — это цепочки, содержащие две реактивности разного знака: индуктивность и емкость.

*Импеданс* или *комплексное сопротивление* — отношение комплексной амплитуды напряжения гармонического сигнала, прикладываемого к двухполюснику, к комплексной амплитуде тока, протекающего через двухполюсник.

*Метод комплексных амплитуд* — метод расчета линейных электрических цепей в установившемся режиме при гармонических входных сигналах. Все токи и напряжения рассматриваются в виде комплексных амплитуд, а для реактивных элементов определяется их комплексный импеданс. Токи и напряжения могут быть записаны следующим образом:

$$I(t) = I_0 e^{j\omega t + \varphi_I} = I(\omega) e^{j\omega t}, \quad U(t) = U_0 e^{j\omega t + \varphi_U} = U(\omega) e^{j\omega t}, \quad (1.1)$$

где  $I_0$ ,  $U_0$  — амплитуды,  $\varphi_I$ ,  $\varphi_U$  — начальные фазы,  $I(\omega)$ ,  $U(\omega)$  —

комплексные амплитуды токов и напряжений;  $\omega$  — круговая частота,  $j$  — мнимая единица.

Для активного сопротивления  $R$  связь между током и напряжением выражается законом Ома:

$$U(t) = R I(t), \quad U(\omega) = R I(\omega). \quad (1.2)$$

Для конденсатора емкостью  $C$ :

$$U(t) = \frac{1}{C} \int I(t) dt, \quad U(\omega) = \frac{1}{j\omega C} I(\omega). \quad (1.3)$$

Для индуктивности  $L$ :

$$U(t) = L \frac{dI(t)}{dt}, \quad U(\omega) = j\omega L I(\omega). \quad (1.4)$$

Здесь величины  $R$ ,  $\frac{1}{j\omega C}$  и  $j\omega L$  являются импедансом (или комплексным сопротивлением) и обозначаются  $Z(\omega)$ .

Для любой линейной цепи:

$$U(\omega) = Z(\omega) I(\omega). \quad (1.5)$$

Правила сложения импедансов аналогичны правилам для омических сопротивлений. При последовательном включении  $Z = Z_1 + Z_2$ , при параллельном —  $1/Z = 1/Z_1 + 1/Z_2$ .

При подаче гармонического сигнала на линейную пассивную цепь (четырёхполюсник), напряжение на ее выходе будет гармоническим, но может отличаться от входного по амплитуде и фазе. Связь между напряжениями на выходе и входе цепи описывается *коэффициентом передачи* или *передаточной функцией*:

$$K(\omega) = |K(\omega)| e^{j\varphi(\omega)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(\omega)}{U_{\text{ВХ}}(\omega)}, \quad (1.6)$$

где  $|K(\omega)|$  и  $\varphi(\omega) = \arg(K(\omega))$  показывают как меняется амплитуда и фаза сигнала при прохождении через цепь,  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$  — комплексные амплитуды напряжений на входе и выходе цепи.

*Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)* — зависимость амплитуды гармонического сигнала на выходе по сравнению с амплитудой на входе от частоты, определяется модулем коэффициента передачи  $|K(\omega)|$ .

*Фазо-частотная характеристика (ФЧХ)* — зависимость разности фаз между выходным и входным сигналами от частоты сигнала, определяется фазовой составляющей коэффициента передачи  $\arg K(\omega)$ .

*Крутизна частотной характеристики фильтра* показывает, насколько резко происходит уменьшение амплитуды выходного сигнала фильтра при изменении частоты входного сигнала (вне полосы пропускания). Для фильтра первого порядка крутизна составляет -6 децибел на октаву (-20 децибел на декаду). Фильтр нижних (верхних) частот второго порядка имеет крутизну -12 децибел на октаву, третьего — крутизну -18 децибел на октаву, и т.д.

Переход к частотному представлению позволяет упростить задачу анализа цепи на выбранной частоте. Комплексные амплитуды трактуются как «постоянные» токи и напряжения, а импедансы реактивных сопротивлений — как обычные сопротивления.

## 1.2. Простейшие RC-цепи

Простейшими RC-цепями являются дифференцирующая и интегрирующая цепочки.

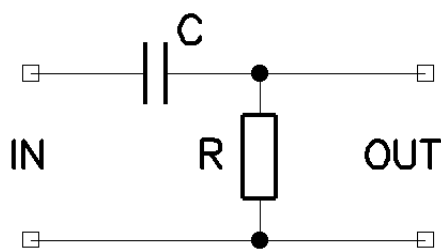


Рис. 1.1. Фильтр верхних частот

Дифференцирующая цепочка изображена на рис. 1.1. Она состоит из конденсатора, включенного между входом и выходом, а также резистора, включенного параллельно выходу. Такая цепочка представляет из себя фильтр верхних частот первого порядка. Он используется

для выделения высоких частот из сигнала и часто используется в обработке аудио сигналов. Еще одно важное применение фильтра верхних частот — устранение лишь постоянной составляющей сигнала, для чего частоту среза выбирают достаточно низкой, значительно ниже минимальной частоты полезного сигнала.

АЧХ и ФЧХ фильтра верхних частот приведены на рис. 1.2.



Комплексный коэффициент передачи по напряжению равен:

$$K(\omega) = \frac{R}{R + 1/(j\omega C)}. \quad (1.7)$$

Частота среза находится по уровню -3 дБ от максимального коэффициента передачи и рассчитывается по формуле:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (1.8)$$

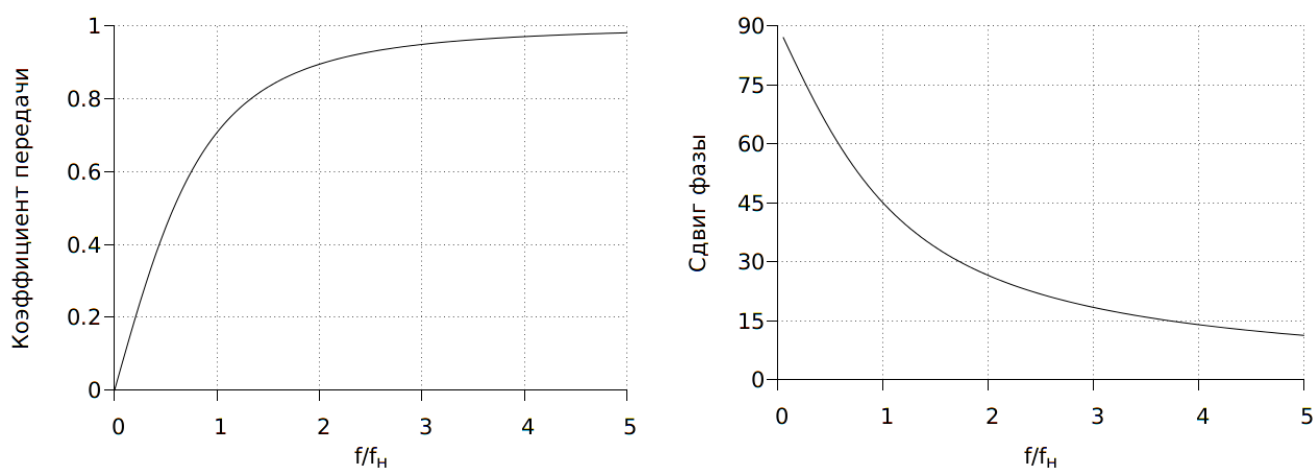


Рис. 1.2. АЧХ и ФЧХ фильтра верхних частот

Формула (1.8) оставляет произвол для выбора значений  $R$  и  $C$ . Поскольку к выходу фильтра всегда подключается нагрузка (осциллограф), то необходимо выбирать значение  $R$  много меньше входного сопротивления нагрузки, а емкость  $C$  — много больше емкости нагрузки. Если нагрузка обладает слишком низким сопротивлением, можно использовать его вместо  $R$ , а сам резистор  $R$  не устанавливать. С другой стороны, сопротивление  $R$  должно быть много больше выходного сопротивления источника сигнала (генератора), подключаемого ко входу фильтра. Таким образом, получаем условия:

$$R_{\text{ген}} \ll R \ll R_{\text{осц}}, \quad C \gg C_{\text{осц}}, \quad (1.9)$$

при этом для приборов в практикуме  $R_{\text{ген}} = 50 \text{ Ом}$ ,  $R_{\text{осц}} = 1 \text{ МОм}$ ,  $C_{\text{осц}} \approx 100 \text{ пФ}$ .

Интегрирующая цепочка изображена на рис. 1.3. Она состоит от резистора, соединяющего вход и выход, а также конденсатора, шунтирующего выход. Такая цепочка представляет собой фильтр нижних частот первого порядка, используемый для выделения низких частот в сигнале, для сглаживания сигнала. Частота среза рассчитывается по формуле (1.8). Требования по выбору  $R$  аналогичны предыдущему случаю (1.9).

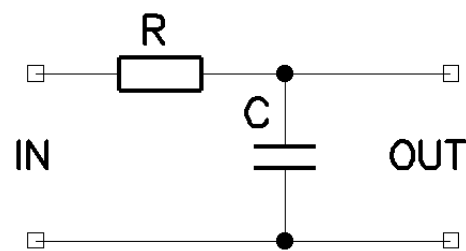


Рис. 1.3. Фильтр нижних частот

АЧХ и ФЧХ фильтра нижних частот приведены на рис. 1.4. Комплексный коэффициент передачи по напряжению равен:

$$K(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC}. \quad (1.10)$$

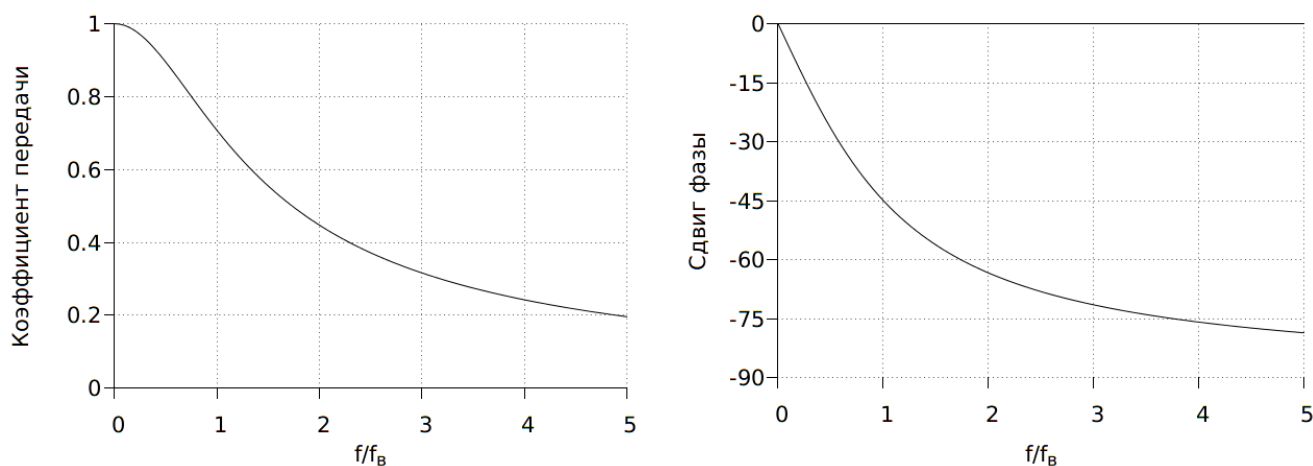


Рис. 1.4. АЧХ и ФЧХ фильтра нижних частот

Есть два основных метода анализа RC-цепей, *спектральный* и *временной*. Спектральный метод предполагает, что практически любая периодическая функция  $F(t)$ , описывающая радиосигналы, может быть представлена с помощью преобразования Фурье в виде гармонических составляющих:

$$F(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n(n\Omega)e^{jn\Omega t}, \quad (1.11)$$

где  $\Omega = 2\pi f = 2\pi/T$  — частота повторения функции  $F$ , а  $C_n$  — спектральные составляющие сигнала:

$$C_n(n\Omega) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} F(t)e^{-jn\Omega t} dt. \quad (1.12)$$

Спектр периодической функции дискретен, причем расстояние между гармониками по частоте равно  $f = 1/T$ , а амплитуды гармоник уменьшаются при  $|n| \rightarrow \infty$  быстрее, чем  $1/n^2$ .

Величина

$$S_n(n\Omega) = \frac{C_n(n\Omega)}{\Omega} = \frac{1}{2\pi} \int_{-T/2}^{T/2} F(t)e^{-jn\Omega t} dt \quad (1.13)$$

(с точностью до коэффициента  $2\pi$  в зависимости от определения) называется спектральной характеристикой или спектральной функцией сигнала.

В случае непериодической функции, удовлетворяющей условию

$$\int_{-\infty}^{\infty} |F(t)| dt < \infty, \quad (1.14)$$

можно использовать прямое интегральное преобразование Фурье:

$$S_n(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(t)e^{-j\omega t} dt. \quad (1.15)$$

Спектр непериодического сигнала непрерывен.

Обратное преобразование Фурье позволяет решить задачу нахождения формы сигнала по известному спектру:

$$F(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_n(\omega)e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.16)$$

Для выяснения воздействия периодической функции на линейную электрическую цепь можно найти набор ее спектральных составляющих, ограничившись конечным набором гармоник (игнорируя гармоники, вклад которых стремиться к нулю), для каждой гармоники найти коэффициент передачи схемы, затем выполнить обратное преобразование.

Для анализа воздействия на линейные электрические цепи ряда непериодических функций, а так же отдельных импульсных сигналов, значительно проще может оказаться временной подход. Он заключается в составлении и решении дифференциального уравнения, на основе формул (1.2), (1.3) и (1.4).

Рассмотрим воздействие прямоугольного импульса на RC-цепь, состоящую из последовательно включенных резистора и конденсатора (рис. 1.3). Форма напряжения на конденсаторе определяется тем, насколько он успевает зарядиться за время действия входного импульса и насколько разрядиться после его окончания. Напряжение на конденсаторе может быть получено из решения дифференциального уравнения, составленного из формул (1.2) и (1.3):

$$U_{\text{вх}} = U_C + RC \frac{dU_C}{dt}, \quad (1.17)$$

где  $U_{\text{вх}}$  — входное напряжение, а  $U_C$  — напряжение на конденсаторе. Если в момент времени  $t = 0$  на цепочку будет подан импульс напряжением  $U_0$ , то форма напряжения на конденсаторе будет описываться выражением

$$U_C = U_0(1 - e^{-t/RC}), \quad (1.18)$$

а на сопротивлении

$$U_R = U_0 e^{-t/RC}. \quad (1.19)$$

За время  $t = RC$  напряжение на конденсаторе составит около 63% значения  $U_0$ , за время  $t = 3RC$  — примерно 95%.

### 1.3. Знакомство с программой LTspice XVII

Окно программы LTspice изображено на рис. 1.5. В верхней части окна программы расположено *меню*, а под ним *Toolbar*, иконки которого дублируют основные функции меню. Ниже следует рабочая область, а под ней — *Status Bar*.

Иконки разделены на секции, отделенные друг от друга вертикальными полосками:

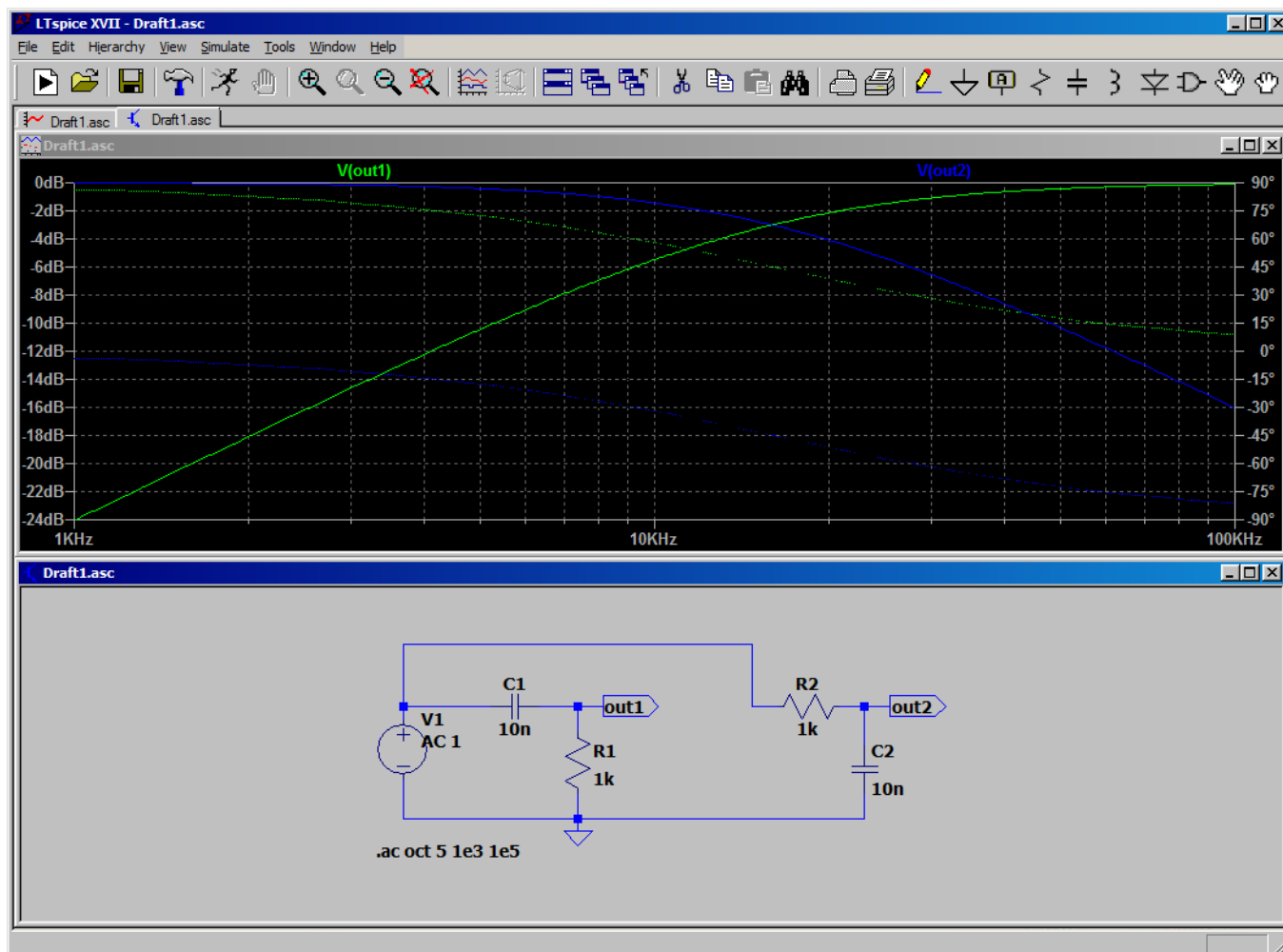


Рис. 1.5. Результат симуляции схем RC-фильтров — зависимость напряжения на выходах от частоты после включения сетки и редактирования параметров осей

- File — (New Schematic, Open) — создание или открытие схемы;
- File — Save — сохранение файла;
- Simulate — Control Panel — настройки симулятора;
- Simulate — (Run, Halt) — запуск и останов симуляции;
- View — (Zoom Area, Pan, Zoom Back, Zoom to Fit) — масштаб;
- View — (Visible Traces, Autorange Y-axis) — работа с графиками;
- Window — (Tile Horizontally, Cascade, Close Everything) — управление расположением окон и их закрытие;
- Edit — (Cut, Duplicate, Paste), Search — работа с буфером и поиск;
- File — (Print Setup, Print) — управление печатью.

Последняя секция иконок для работы со схемой (меню Edit):

- Draw Wire — рисование цепей соединений;
- Place GND — вставка элемента Земля (общий провод);

- Label Net — маркер цепи, служит для придания цепям имен;
- Resistor — резистор (сопротивление);
- Capacitor — конденсатор;
- Inductor — катушка индуктивности (обмотка трансформатора);
- Diode — полупроводниковый диод;
- Component — компонент, выбираемый из списка;
- Move — режим перемещения части схемы;
- Drag — перемещение части схемы с сохранением соединений;
- Undo — отмена последнего действия;
- Redo — повтор отмененного ранее действия;
- Rotate — вращение;
- Mirror — зеркальное отображение;
- Text — ввод пояснительного текста;
- Spice Directive — ввод директивы управления симулятором Spice.

Сборка схемы осуществляется в следующей последовательности:

1. Создается новый лист схемы (File — New Schematic).
2. Производится расстановка компонент. Последовательно устанавливаются все резисторы, конденсаторы, индуктивности, диоды. Ставятся остальные элементы схемы (Edit — Component), включая источники напряжений *Voltage*. Поворот компонент можно осуществить прямо в момент расстановки, используя комбинации Ctrl+R и Ctrl+E. Для отмены и возврата в основной режим можно воспользоваться клавишей Esc или правой кнопкой мыши.
3. Обязательно ставится элемент земля. Если этот элемент будет поставлен в нескольких точках схемы, то эти элементы будут считаться автоматически соединенными между собой.
4. Осуществляются электрические соединения компонент (режим Edit — Draw Wire). При необходимости нужным соединениям присваиваются имена (Edit — Label Net).
5. В основном режиме нажатием правой кнопки мыши на выбранный компонент вызываются окна с их свойствами, в них вписываются значения номиналов.

Таблица 1.1. Множители

Обозначение	Множитель	Название единицы
T	$10^{12}$	тера
G	$10^9$	гига
Meg	$10^6$	мега
K	$10^3$	кило
m	$10^{-3}$	мили, символ "M" означает также милли, не мега!
u	$10^{-6}$	микро, похоже на маленькую букву "мю"
n	$10^{-9}$	нано
p	$10^{-12}$	пико
f	$10^{-15}$	фемто

Все величины в схеме предполагаются в единицах СИ с указанием кратности (табл. 1.1), а вот единицы измерения указывать не обязательно. Большие и малые буквы программой LTspice не различаются. Примеры: емкость 10pF или 10p — 10 пикофарад, 1UF или 1u — 1 микрофарад; сопротивление 100 — 100 Ом, 10k — 10 кОм.

#### 1.4. Симуляция работы схемы в диапазоне частот

Частотные характеристики, такие как АЧХ, ФЧХ и некоторые другие получаются путем измерения напряжения в определенной точке схемы при подаче на ее вход синусоидального сигнала изменяемой частоты. Для его задания необходимо нажать правой кнопкой мыши на элемент V1 схемы (рис. 1.5), в полученном окне *Voltage Source* выбрать расширенный режим — *Advanced* (рис. 1.6), а в окне *Independent Voltage Source* — задать амплитуду малого сигнала *AC Amplitude* равную 1 и нажать ОК (рис. 1.7). Значение амплитуды является лишь расчетным множителем для вычисления значений напряжений в схеме, а не реальным уровнем сигнала.

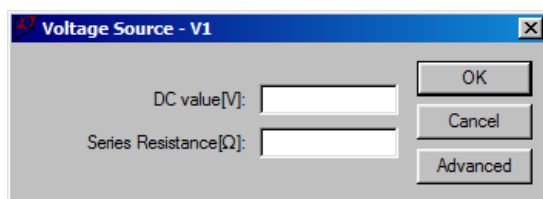


Рис. 1.6. Свойства источника напряжения

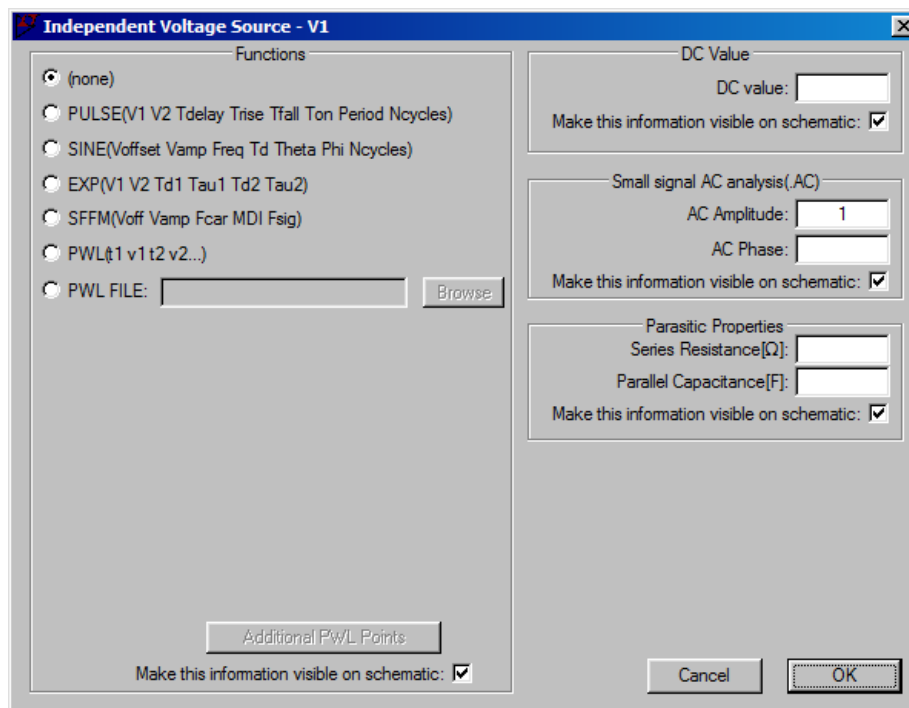


Рис. 1.7. Расширенные свойства источника напряжения

Затем можно запустить режим симуляции *Simulate — Run*. В появившемся окне *Edit Simulation Command* выбрать вкладку *AC Analysis* и ввести частотные параметры. Для этого выбрать *Type of sweep: Octave*, *Number of points per octave: 5*, *Start frequency: 10*, *Stop frequency: 1e5* и нажать ОК (рис. 1.8). В результате рабочая область окна разделится на две части — над схемой появится пустая область для построения графиков. Добавление графиков осуществляется нажатием на интересующие цепи в окне схемы (рис. 1.5).

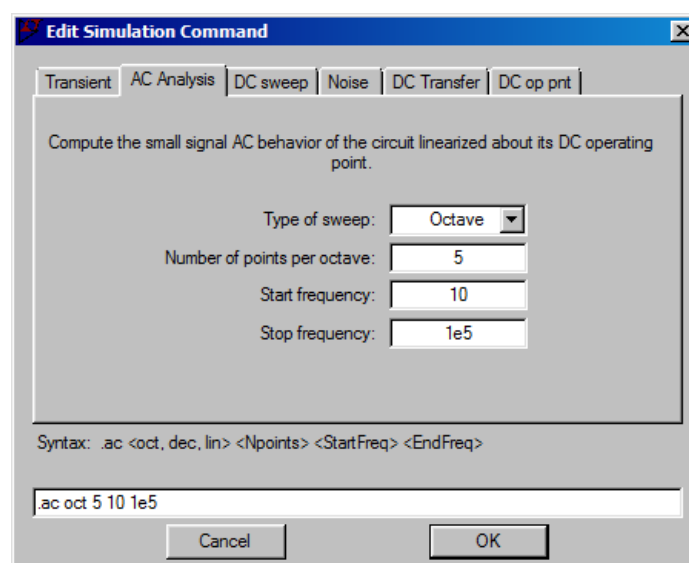


Рис. 1.8. Параметры симуляции по частоте



Можно задать отображаемый сигнал при помощи формулы. Например АЧХ и ФЧХ является отношением напряжения на выходе схемы, к напряжению на ее входе  $U(\text{out})/U(\text{in})$ , а входное сопротивление схемы будет задаваться выражением  $U(\text{in})/I(V1)$ , где  $I(V1)$  — ток источника входного сигнала,  $\text{in}$  и  $\text{out}$  — вход и выход исследуемой схемы. Для этого можно построить график напряжения в точке входа, нажать правой кнопкой мыши на его название и отредактировать формулу (рис. 1.9). Так же через это окно можно удалить ненужный график, нажав *Delete this Trace*.

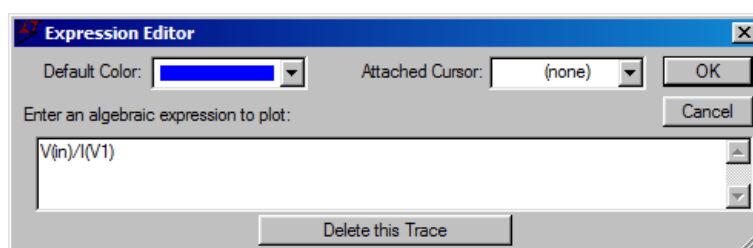


Рис. 1.9. Выражение для входного сопротивления

При необходимости изменить диапазон частот необходимо отредактировать команду запуска симулятора путем нажатия правой кнопки мыши на строку внизу схемы (рис. 1.5 и 1.8). Можно улучшить отображение графика, включив сетку (нажатием правой кнопки мыши на график, выбор *View — Grid*), настроив оси (нажатием правой кнопки мыши на нее) и т.п.

В свойствах левой вертикальной оси можно выбрать режим представления результатов (*Representation*):

- *Bode* — представление сигнала в виде зависимости его амплитуды и фазы от частоты. Левая ось амплитуд может быть линейная, логарифмическая или в децибелах. Правая ось из режима отображения фазы может быть переведена в режим показа групповой задержки сигнала. Для горизонтальной оси можно задать ее вид — линейная или логарифмическая, а так же сузить отображаемый диапазон относительно заданного при расчете.
- *Nyquist* — диаграмма Найквиста.
- *Cartesian* — представление сигнала в виде зависимости действительной и мнимой части отображаемого параметра от частоты.

Кнопка Don't plot ... позволяет удалить ненужную ось и связанный с ней график (рис. 1.10).

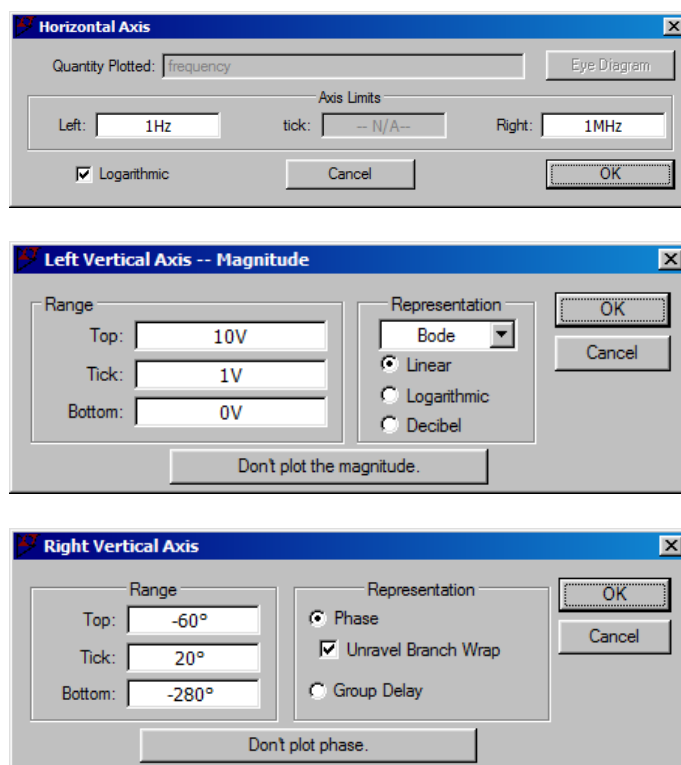


Рис. 1.10. Параметры осей в режиме диаграммы Bode

Скопировать полученный график в буфер обмена можно командой Tools — Copy bitmap to Clipboard.

## 1.5. Симуляция работы схемы во времени

Режим *Transient sweep* позволяет получать осциллограммы в любых точках схемы, подавая (при необходимости) на ее вход импульсный или синусоидальный сигнал. В окне *Edit Simulation Command* (которое можно вызвать нажатием правой кнопки мыши на строку запуска симулятора, рис. 1.5, под схемой строчка .ac ...) задается время симуляции, шаг расчета и другие параметры (рис. 1.11).

Если внешний сигнал на схему не подается (например при симуляции схем генераторов), а так же в случаях, когда сигнал подается, но в схеме наблюдаются долгие переходные процессы после включения — рекомендуется попробовать в параметрах симуляции установить галочку *Start external DC supply voltages at 0V*. Этот

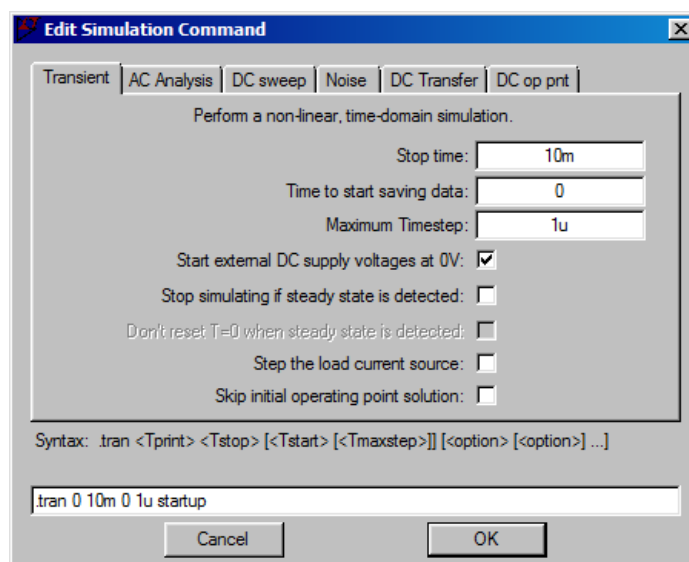


Рис. 1.11. Параметры симуляции по времени

параметр влияет на поведение схемы при включении — осуществляет имитацию плавного нарастания напряжения питания от 0 вольт до установленного значения. Параметр *Time to start saving data* также может использоваться для того, чтобы убрать из зоны построения графика переходный процесс.

Входной сигнал можно задать в расширенных настройках генератора напряжения (рис. 1.7), раздел *Functions*. Задание синусоидального сигнала (*SINE*) осуществляется в соответствии со следующими параметрами:

- *DC Offset* — постоянная составляющая напряжения ( $U_0$ );
- *Amplitude* — начальная амплитуда сигнала ( $A$ );
- *Freq* — частота сигнала ( $f$ );
- *Tdelay* — задержка включения сигнала;
- *Theta* — затухание сигнала ( $\theta$ );
- *Phi* — начальная фаза сигнала ( $\phi$ );
- *Ncycles* — число периодов, не обязательно целое.

Сам сигнал может быть описан формулой

$$U(t) = U_0 + A e^{-\theta t} \sin(2\pi f t + \phi), \quad (1.20)$$

где  $t = time - Tdelay$ ,  $time$  — время симуляции; при этом до включения сигнала  $t = 0$ , а после окончания формирования заданного числа периодов (если задан параметр *Ncycles*) рост  $t$  останавливается.

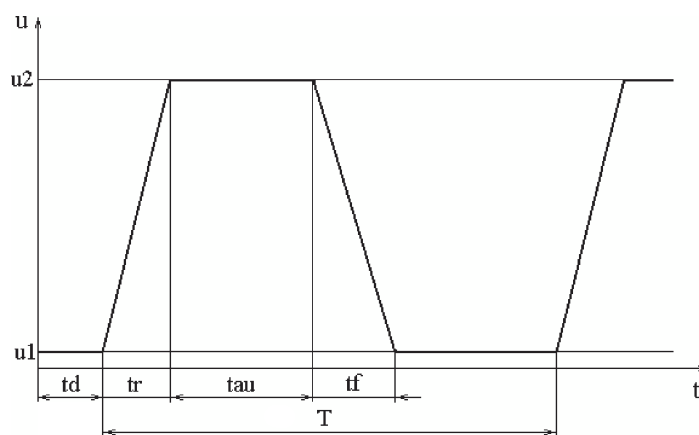


Рис. 1.12. Параметры импульсного сигнала

Задание импульсного сигнала (*PULSE*) осуществляется в соответствии с параметрами (см. рис. 1.12):

- $V_{initial}$  — начальное значение ( $u_1$ );
- $V_{on}$  — максимальное значение ( $u_2$ );
- $T_{delay}$  — задержка включения сигнала ( $t_d$ );
- $T_{rise}$  — длительность переднего фронта ( $t_r$ );
- $T_{fall}$  — длительность заднего фронта ( $t_f$ );
- $T_{on}$  — длительность плоской части импульса ( $\tau$ );
- $T_{period}$  — период повторения ( $T$ );
- $N_{cycles}$  — число периодов, не обязательно целое.

Если задан параметр  $N_{cycles}$ , то после окончания формирования нужного числа периодов напряжение на выходе источника возвращается на уровень  $V_{initial}$ .

Более сложный сигнал можно сформировать при помощи кусочно-заданной функции (*PWL*), задавая отчеты времени и соответствующие ему значения напряжения ( $time_1, value_1, time_2, value_2, \dots$ ). Можно указывать абсолютное значение времени или смещение относительно предыдущего значения, добавляя знак "+" перед величиной смещения. При большом количестве точек рекомендуется использовать внешний текстовый файл, каждая пара чисел должна быть на отдельной строке, а между числами — пробел или табуляция.

Построение осциллограммы осуществляется путем запуска процесса симуляции и выбора нужной цепи.

## 1.6. Практическая часть

Параметры: частота среза RC цепочки  $f$ .

Упражнения:

1. Рассчитать и собрать схему, содержащую фильтр верхних и нижних частот. Получить графики АЧХ и ФЧХ обоих фильтров в одних и тех же координатных осях в диапазоне от 20 Гц до 50 кГц по логарифмической шкале частот в двух вариантах: ось коэффициента передачи в db и в размах (линейная).
2. Привести форму сигнала на выходе обеих схем при подаче на вход импульсного сигнала прямоугольной и треугольной формы разной длительности: период на порядок меньше, равный и на порядок больше  $1/f$ . Сигналы должны иметь постоянную составляющую равной нулю и быть в диапазоне от -1 до 1 вольт. Для подачи комбинированного тестового сигнала можно использовать функцию PWL источника.

## 1.7. Контрольные вопросы

1. Что такое источник тока, источник напряжения? Как измеряется ток и напряжение?
2. Что такое резистор, конденсатор, катушка индуктивности, активное и реактивное сопротивление?
3. Как изменяется сопротивление, емкость и индуктивность при последовательном или параллельном включении?
4. Как устроены и работают простейшие фильтры нижних и верхних частот первого порядка?
5. Как ведут себя АЧХ и ФЧХ фильтров нижних и верхних частот?
6. Как устроены и какие бывают фильтры второго и более порядков, полосовые фильтры?

## Задача 2.

# Усилитель низкой частоты на биполярном транзисторе

Изучается работа усилителя низкой частоты на биполярном транзисторе.

### 2.1. Основные понятия

Усилители являются важными составными частями многих радиоэлектронных устройств. Усиление мощности полезного сигнала осуществляется за счет энергии сторонних источников — в большинстве случаев источника питания. Именно способность увеличивать мощность сигнала отличает усилители от других устройств, например трансформаторов, в которых повышение тока или напряжения происходит без увеличения мощности.

Усилители низкой (звуковой) частоты широко используются в радиопередающих и радиоприемных устройствах, звукозаписывающей и звуковоспроизводящей аппаратуре, в измерительных приборах.

*Коэффициентом передачи усилителя* называется отношение величины сигнала на выходе к величине сигнала на входе усилителя. Различают коэффициенты передачи по напряжению  $K$ , току  $K_I$  и мощности  $K_P$ . Если фаза выходного сигнала не совпадает с фазой входного, то коэффициенты передачи по току и напряжению становятся комплексными.

*Ширина полосы пропускания усилителя* определяется границами диапазона:

$$\Delta\omega = \omega_{\text{В}} - \omega_{\text{Н}}, \quad (2.1)$$

где  $\omega_{\text{В}}$  и  $\omega_{\text{Н}}$  — верхняя и нижняя частоты, на которых коэффициент усиления на 3 дБ (в 2 раза по мощности или в  $\sqrt{2}$  раз по напряжению или току) отличается относительно коэффициента усиления на квазирезонансной частоте  $\omega_0 = \sqrt{\omega_{\text{В}}\omega_{\text{Н}}}$ . Могут использоваться и другие критерии.

*Входное и выходное сопротивление* — комплексные величины, определяемые как отношение напряжения к току на входе и выходе усилителя. Для усилителя на транзисторе из-за его внутренних связей может наблюдаться небольшая зависимость входного сопротивления усилителя от нагрузки, подключенной к его выходу, а также выходного сопротивления усилителя от внутреннего сопротивления источника сигнала, подключенного ко входу.

Согласование внутренних сопротивлений источника и приемника сигнала является очень важным для оптимальной передачи сигнала:

- $Z_{\text{источника}} = Z_{\text{приемника}}^*$  — согласование по мощности,
- $|Z_{\text{источника}}| \gg |Z_{\text{приемника}}|$  — по току,
- $|Z_{\text{источника}}| \ll |Z_{\text{приемника}}|$  — по напряжению.

(Символ \* означает комплексное сопряжение.)

*Максимальное выходное напряжение (ток, мощность)* — параметры, определяемые конструкцией схемы усилителя, используемыми элементами и источником питания.

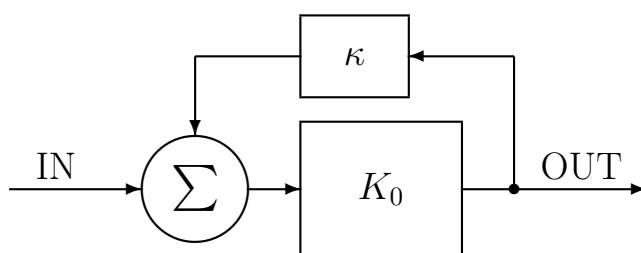


Рис. 2.1. Структурная схема усилителя с обратной связью ( $K_0$  — коэффициент передачи усилителя без обратной связи,  $\kappa$  — коэффициент передачи цепи обратной связи)

*Обратная связь* — подача части напряжения или тока с выхода усилителя на его вход, где происходит сложение с входным сигналом (рис. 2.1). Если цепь обратной связи не содержит активных элементов или трансформаторов, то коэффициент передачи петли обратной связи  $\kappa$  (комплексная величина) по модулю меньше 1.

Напряжение на выходе и на входе связаны между собой следующим образом:

$$U_{OUT} = K_0(U_{IN} + \kappa U_{OUT}).$$

Коэффициент передачи усилителя с обратной связью рассчитывается по формуле:

$$K = \frac{K_0}{1 - \kappa K_0}, \quad (2.2)$$

где  $K_0$  — коэффициент усиления без обратной связи.

В случае, когда цепь обратной связи подключается к инвертирующему входу усилителя формула (2.2) для общего коэффициента усиления запишется в виде:

$$K = \frac{K_0}{1 + \kappa' K_0}. \quad (2.3)$$

Обе формы записи могут встречаться в различной литературе.

*Положительная обратная связь (ПОС)* — образуется в том случае, когда сигналы источника и обратной связи отличаются по фазе не более чем на  $90^\circ$  или  $|\arg(\kappa K_0)| < \pi/2$ . При этом реальная часть произведения  $\kappa K_0$  положительна.

*Отрицательная обратная связь (ООС)* — возникает, когда сигналы источника и обратной связи отличаются по фазе более чем на  $90^\circ$ , то есть  $|\arg(\kappa K_0)| > \pi/2$ , а реальная часть произведения  $\kappa K_0$  отрицательна.

На собственный коэффициент передачи усилителя  $K_0$  могут влиять множество факторов, связанных с изменениями параметров радиодеталей (в основном транзисторов) из-за старения с течением времени, внешних факторов (например температуры, стабильности питающего схему напряжения). Влияние этих и других негативных факторов может быть уменьшено путем введения ООС. Так как ООС обычно состоит из пассивных элементов, величина  $\kappa$  достаточно стабильна. В этом случае из (2.2) следует, что относительные изменения коэффициента усиления будут меньше в  $1 - \kappa K_0 = K_0/K$  раз:

$$\frac{dK}{K} = \frac{dK_0}{K_0} \frac{1}{1 - \kappa K_0} = \frac{dK_0}{K_0} \frac{K}{K_0}. \quad (2.4)$$



Особо следует отметить, что ООС может приводить к увеличению широкополосности усилителя в случае, когда  $K_0$  сильно зависит от частоты.

Для случая глубокой ООС, когда  $|\kappa K_0| \gg 1$  усиление мало зависит от собственного коэффициента усилителя  $K_0$ , то есть целиком определяется отрицательной обратной связью и формула (2.2) переходит в приближенное выражение:

$$K \approx -\frac{1}{\kappa}. \quad (2.5)$$

Различаются четыре типа ООС (рис. 2.2) — последовательное или параллельное включение относительно сопротивления нагрузки и последовательное или параллельное включение с источником сигнала (генератором).

*Связью по току* или *связью по напряжению* — называется последовательное или параллельное включение цепи обратной связи с нагрузкой. Включение по току приводит к росту, а по напряжению — к уменьшению выходного сопротивления в  $K_0/K$  раз:

$$Z_{\text{вых, по току}} = Z_{\text{вых,0}} \frac{K_0}{K}, \quad Z_{\text{вых, по напр.}} = Z_{\text{вых,0}} \frac{K}{K_0}, \quad (2.6)$$

где  $Z_{\text{вых,0}}$  — выходное сопротивление усилителя без ООС.

*Последовательной* или *параллельной обратной связью* — называется последовательное (параллельное) включение цепи обратной связи с источником сигнала. Последовательная ООС применяется в тех случаях, когда сопротивление источника сигнала значительно меньше входного сопротивления усилителя — источник сигнала является генератором напряжения, а выходное сопротивление цепи ООС много меньше входного сопротивления усилителя. Если же источник сигнала является генератором тока с сопротивлением много большим входного сопротивления усилителя — применяется параллельная ООС, выходное сопротивление которой много больше входного сопротивления усилителя.

*Биполярный транзистор* — полупроводниковый прибор, состоящий из трех слоев (эмиттер, база, коллектор) с чередующимися

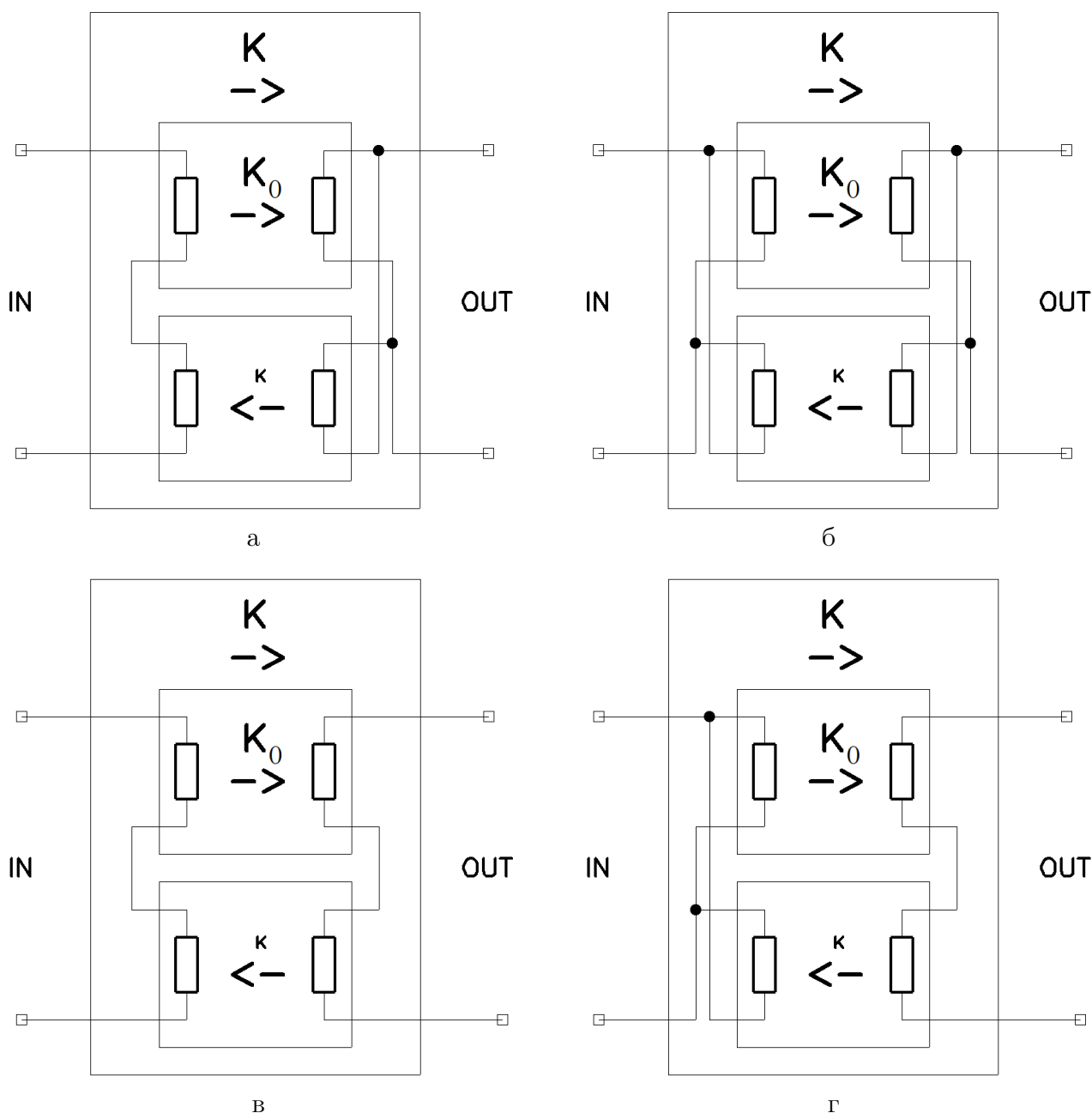


Рис. 2.2. Типы включения цепей обратной связи в усилителях (а — последовательная обратная связь по напряжению, б — параллельная по напряжению, в — последовательная по току, г — параллельная по току)

типами проводимости. На границах слоев образуются два р-п перехода: эмиттерный и коллекторный, между которыми существует взаимодействие через базу. Благодаря этому ток одного из переходов может управлять током другого. Принцип работы основан на инжекции неосновных носителей заряда в базу, которая сопровождается компенсацией их заряда основными носителями.

Рассмотрим работу транзистора структуры п-р-п.

*Активный режим* — эмиттерный переход смещен в прямом, а кол-

лекторный в обратном направлении, выходной ток пропорционален входному:

$$U_{к-э} > U_{б-э} > 0. \quad (2.7)$$

Этот режим является рабочим для аналоговых схем.

*Режим насыщения* — оба р-п перехода смещены в прямом направлении, эмиттерный и коллекторный токи независимы друг от друга:

$$U_{б-э} > 0, \quad U_{к-б} < 0. \quad (2.8)$$

*Режим отсечки* — оба р-п перехода смещены в обратном направлении, транзистор заперт:

$$U_{б-э} \leq 0, \quad U_{к-б} > 0. \quad (2.9)$$

*Инверсный режим* — коллекторный переход смещен в прямом, а эмиттерный в обратном направлении:

$$U_{б-э} < 0, \quad U_{к-б} < 0. \quad (2.10)$$

Инверсный режим нельзя считать полностью эквивалентным активному режиму, так как эмиттер и коллектор не идентичны по параметрам. При изготовлении слой эмиттера сильно легируют для создания высокой эффективности инжекции носителей. Коллекторный слой обычно легирован слабее, зато имеет большую площадь в области р-п перехода, что повышает способность коллектора вытягивать неосновные носители, поступившие в базу.

*Статические коэффициенты передачи тока* — одни из основных параметров транзистора:

$$\alpha_0 = I_{к}/I_{э}, \quad B = I_{к}/I_{б}. \quad (2.11)$$

*Дифференциальные параметры транзистора* определяют усиление транзистора по переменному току

$$\alpha = \Delta I_{к}/\Delta I_{э}, \quad \beta = \Delta I_{к}/\Delta I_{б}, \quad (2.12)$$

объемное сопротивление базы  $r_{б}$  и дифференциальные сопротивления переходов  $r_{э}$ ,  $r_{к}$ .

*Барьерная емкость* — емкость запертого р-п перехода. Она связана с неподвижными зарядами на границах обедненных слоев. Барьерная емкость составляет основную часть емкости коллекторного перехода  $C_k$ , смещенного в обратном направлении при активном режиме транзистора.

*Диффузная емкость* — связана с зарядами носителей тока. Величина этой емкости пропорциональна току, проходящему через р-п переход и преобладает в емкости эмиттерного перехода  $C_э$ .

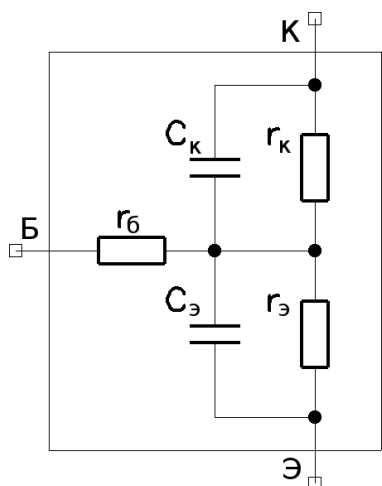


Рис. 2.3. Эквивалентная схема транзистора

Эквивалентная схема транзистора изображена на рис. 2.3. Примерные значения параметров транзистора:

- коэффициенты усиления

$$\alpha_0 \approx \alpha \sim 0,99, \quad B \approx \beta \sim 100 \div 1000;$$

- внутренние сопротивления

$$r_э \sim 10 \text{ Ом}, \quad r_б \sim 100 \text{ Ом}, \quad r_к \sim 1 \text{ МОм};$$

- значения паразитных емкостей эмиттера ( $C_э$ ) — сотни пФ, коллектора ( $C_k$ ) — единицы или десятки пФ.

*Метод линейных четырехполюсников* позволяет описать работу транзистора в электронной схеме при прохождении малых сигналов низкой частоты. Четырехполюсник характеризуется связью четырех величин — входных и выходных напряжений ( $U_1, U_2$ ) и токов ( $I_1, I_2$ ), из которых только две являются независимыми. Распространены три формы записи уравнений:

1.  $Z$ -параметры сопротивления. Входное и выходное напряжение выражается через токи.
2.  $Y$ -параметры проводимости. Входной и выходной токи выражаются через напряжения.
3.  $h$ -параметры. Входное напряжение и выходной ток выражаются через входной ток и выходное напряжение.

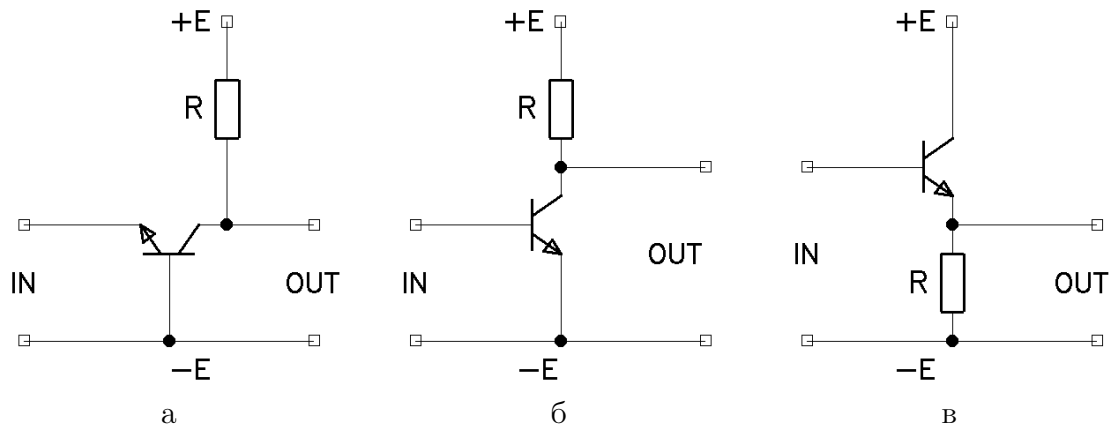


Рис. 2.4. Три схемы включения транзистора (а — с общей базой, б — с общим эмиттером, в — с общим коллектором)

Чаще всего используется система  $h$ -параметров по причине простоты их экспериментального определения. Эта система находит широкое применение для анализа электронных схем на низких частотах, когда влиянием внутренних реактивных параметров транзистора можно пренебречь. Для малых изменений тока и напряжения уравнения четырехполюсника записываются в виде:

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2, \quad I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2, \quad (2.13)$$

где  $h_{11}$  и  $h_{21}$  — входное сопротивление и коэффициент передачи тока при закороченном выходе ( $U_2 = 0$ ),  $h_{12}$  и  $h_{22}$  — коэффициент обратной связи по напряжению и выходная проводимость при разомкнутом входе ( $I_1 = 0$ ).

Различают три основные схемы включения транзистора (рис. 2.4).

1. Схема с *общей базой* позволяет получить большое усиление по напряжению, но не усиливает ток. По сравнению с другими схемами она имеет наименьшее входное и сравнительно большое выходное сопротивление, что соответствует *источнику тока, управляемому током*. Фазы входного и выходного сигнала совпадают. Уравнения четырехполюсника записываются следующим образом:

$$U_{\text{э}} = h_{11\text{б}}I_{\text{э}} + h_{12\text{б}}U_{\text{к}},$$

$$I_{\text{к}} = h_{21\text{б}}I_{\text{э}} + h_{22\text{б}}U_{\text{к}},$$

где  $h_{11\text{б}} = r_{\text{э}} + r_{\text{б}}(1 - \alpha)$ ,  $h_{12\text{б}} \approx r_{\text{б}}/r_{\text{к}}$ ,  $h_{21\text{б}} \approx -\alpha$ ,  $h_{22\text{б}} = 1/r_{\text{к}}$ .

2. Схема с *общим эмиттером* обладает большим усилением как по току, так и по напряжению. Входное и выходное сопротивления сравнительно велики, а транзистор можно рассматривать как *источник тока, управляемый напряжением*. Выходной сигнал находится в противофазе с входным. Уравнения четырехполюсника:

$$U_{\text{б}} = h_{11\text{э}} I_{\text{б}} + h_{12\text{э}} U_{\text{к}},$$

$$I_{\text{к}} = h_{21\text{э}} I_{\text{б}} + h_{22\text{э}} U_{\text{к}},$$

где  $h_{11\text{э}} = r_{\text{б}} + r_{\text{э}} / (1 - \alpha)$ ,  $h_{12\text{э}} = (1 + \beta) r_{\text{э}} / r_{\text{к}}$ ,  $h_{21\text{э}} = \beta$ ,  $h_{22\text{э}} = (1 + \beta) / r_{\text{к}}$ .

3. Схема с *общим коллектором* усиливает ток, но не усиливает напряжение. Усиление по току почти такое же, как в схеме с общим эмиттером. В этом включении транзистор обладает наибольшим входным и наименьшим выходным сопротивлением и его можно рассматривать как *источник напряжения, управляемый напряжением*. Выходное напряжение повторяет входное по форме, амплитуде и фазе, поэтому такую схему называют эмиттерным повторителем. Схема часто используется для согласования высокоомного источника с низкоомной нагрузкой. Уравнения четырехполюсника:

$$U_{\text{б}} = h_{11\text{к}} I_{\text{б}} + h_{12\text{к}} U_{\text{э}},$$

$$I_{\text{э}} = h_{21\text{к}} I_{\text{б}} + h_{22\text{к}} U_{\text{э}},$$

где  $h_{11\text{к}} = r_{\text{б}} + r_{\text{э}} / (1 - \alpha)$ ,  $h_{12\text{к}} \approx 1$ ,  $h_{21\text{к}} \approx -\beta$ ,  $h_{22\text{к}} = (1 + \beta) / r_{\text{к}}$ .

## 2.2. Расчет схемы усилителя низкой частоты

На рисунке 2.5 изображена схема усилителя на pnp-транзисторе, включенного по схеме с общим эмиттером. Сопротивления R1 и R2 задают напряжение смещения на базе транзистора. Сопротивление R3 является нагрузкой. Сопротивление R4 формирует отрицательную обратную связь схемы — ограничивает коэффициент усиления и стабилизирует работу схемы. Конденсатор C1 выполняет две функции — ограничивает усиление на низких частотах и устраняет

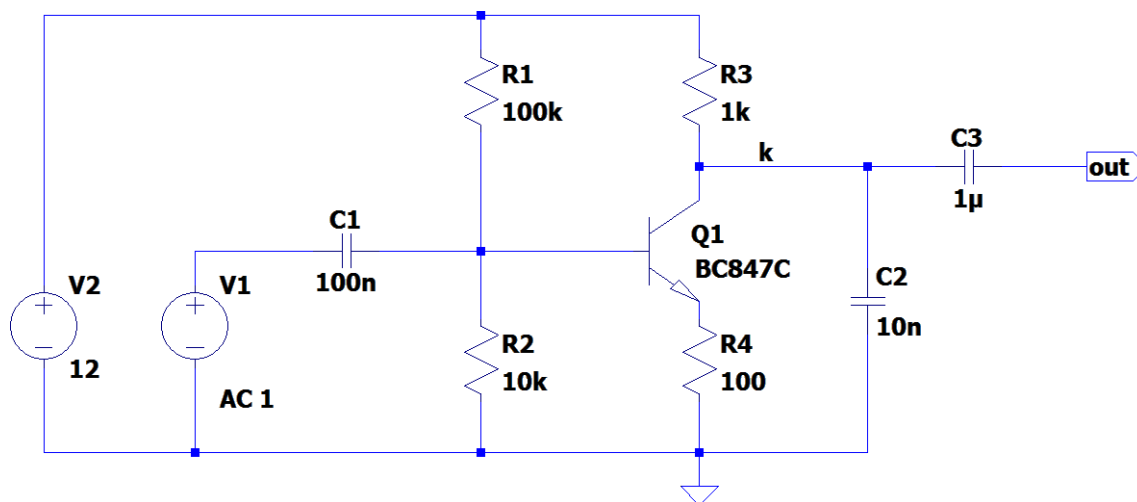


Рис. 2.5. Усилитель низкой частоты на биполярном при транзисторе

постоянную составляющую входного сигнала. Конденсатор  $C_2$  ограничивает усиление на высоких частотах. Конденсатор  $C_3$  устраняет постоянную составляющую в выходном сигнале. Транзистор находится в линейном режиме.

Рассмотрим работу схемы с идеальным транзистором (обладающим бесконечно большим коэффициентом усиления) по постоянному току, то есть при отсутствии входного сигнала. Пусть на схему подается некоторое напряжение питания  $E_{\Pi}$ . В состоянии покоя, когда входной сигнал отсутствует, на коллекторе транзистора должно быть напряжение, равное половине напряжения питания. Тогда падение напряжения на сопротивлении  $R_3$  будет тоже равно половине напряжения питания. Ток через коллектор транзистора должен быть равен току, протекающему через резистор  $R_3$ :

$$I_{\text{к}} = E_{\Pi} / (2 R_3).$$

У идеального транзистора ток базы бесконечно мал, а ток эмиттера равен току коллектора, поэтому:

$$U_{\text{э}} = E_{\Pi} R_4 / (2 R_3).$$

Напряжение на переходе база-эмиттер кремниевого маломощного транзистора, находящегося в активном режиме, составляет приблизительно 0,66 В. Следовательно напряжение на базе должно быть:

$$U_{\text{б}} = 0,66 + E_{\Pi} R_4 / (2 R_3). \quad (2.14)$$

Это напряжение должно задаваться делителем из сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ :

$$U_6 = E_{\pi} R_2 / (R_1 + R_2). \quad (2.15)$$

Сравнивая (2.14) и (2.15) получим значение  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{E_{\pi} R_2}{0,66 + (E_{\pi} R_4 / 2 R_3)} - R_2 = R_2 \left( \frac{1}{(0,66 / E_{\pi}) + (R_4 / 2 R_3)} - 1 \right). \quad (2.16)$$

Рассмотрим работу схемы при подаче небольшого переменного напряжения на базу транзистора. Соотношение сопротивлений  $R_3$  к  $R_4$  определяет коэффициент усиления схемы по напряжению на переменном сигнале, поскольку ток через  $R_3$  равен току через  $R_4$ , а любое изменение напряжения на базе вызывает такое же изменение напряжения на эмиттере, то есть на  $R_4$ :

$$K = R_3 / R_4. \quad (2.17)$$

Выходное сопротивление усилителя полностью определяется значением сопротивления  $R_3$ :

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_3. \quad (2.18)$$

Входное сопротивление определяется сопротивлениями  $R_1$  и  $R_2$  на входе усилителя, так как транзистор считается идеальным:

$$\frac{1}{R_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}. \quad (2.19)$$

Поскольку  $R_1$  в несколько раз больше  $R_2$ , входное сопротивление лишь немного ниже  $R_2$ . Выразив  $R_{\text{ВХ}} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$  и подставив  $R_2 / (R_1 + R_2)$  из (2.15), с учетом (2.14) и (2.17) получим:

$$R_{\text{ВХ}} = R_1 \left( \frac{0,66}{E_{\pi}} + \frac{1}{2K} \right) = R_2 \left( 1 - \left( \frac{0,66}{E_{\pi}} + \frac{1}{2K} \right) \right). \quad (2.20)$$

Конденсатор  $C_1$  и входное сопротивление усилителя образуют фильтр верхних частот, а конденсатор  $C_2$  и выходное сопротивление схемы — фильтр нижних частот. Для заданных верхней и нижней частоты среза получаем:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{\text{Н}} R_{\text{ВХ}}}, \quad C_2 = \frac{1}{2\pi f_{\text{В}} R_{\text{ВЫХ}}}, \quad (2.21)$$



где  $f_n$  и  $f_v$  — соответственно нижняя и верхняя частоты среза, определяющие полосу пропускания усилителя.

Конденсатор  $C3$  служит для развязки выхода усилителя по постоянному току. Расчет емкости производится исходя из значений сопротивления и емкости нагрузки и значения нижней границы полосы пропускания. Поскольку нагружать усилитель на нагрузку, сопротивление которой меньше выходного сопротивления усилителя не рекомендуется, считаем:

$$C3 \gg \frac{1}{2\pi f_n R_{\text{вых}}}. \quad (2.22)$$

Если к усилителю подключается нагрузка, имеющая развязку по входу, то установка конденсатора  $C3$  не обязательна (его можно заменить перемычкой).

Условия применимости полученного расчета:

1. Коэффициент усиления транзистора  $\beta$  должен быть много больше  $K$ . Современные транзисторы имеют коэффициент усиления от 500, поэтому данный расчет можно считать верным при  $K$  не превышающим 50.
2. Ток, идущий через цепочку  $R1$   $R2$  много больше тока базы транзистора. Так как ток базы транзистора в  $\beta$  раз меньше токов эмиттера и коллектора:

$$\frac{E_{\text{п}}}{R1 + R2} \gg \frac{E_{\text{п}}}{2\beta R3}.$$

Таким образом получаем условие  $R1 + R2 \ll 2\beta R3$  или

$$R1 \ll 1000 R3. \quad (2.23)$$

3. Входное сопротивление транзистора должно быть много больше  $R2$ , иначе его придется учитывать при расчете входного сопротивления усилителя. Поскольку  $R_{\text{тр}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta)(r_{\text{э}} + R4)$ , где  $r_{\text{б}}$  и  $r_{\text{э}}$  — внутренние сопротивления базы и эмиттерного перехода транзистора, имеем  $R2 \ll \beta R4$  или

$$R2 \ll 500 R4. \quad (2.24)$$

4. Усилитель не должен шунтировать источник сигнала (генератора), то есть  $R2 \gg R_{\text{ген}}$ . Современные генераторы имеют выход с сопротивлением 50 Ом, поэтому

$$R2 \gg 50 \text{ Ом.} \quad (2.25)$$

### 2.3. Практическая часть

Параметры: коэффициент усиления  $K$ , входное сопротивление  $R_{\text{вх}}$ , выходное сопротивление  $R_{\text{вых}}$ , частоты среза  $f_{\text{н}}$ ,  $f_{\text{в}}$ . Напряжение питания для схемы  $E_{\text{п}} = 12 \text{ В}$ . Транзистор BC847C.

Упражнения:

1. Рассчитать и собрать схему, провести моделирование ее работы по постоянному току. Убедиться, что напряжение на коллекторе транзистора близко к половине напряжения питания.
2. Измерить значение внутреннего сопротивления усилителя по входу на частотах  $f_{\text{н}}$ ,  $f_0$  и  $f_{\text{в}}$  (активное и реактивное). Построить графики зависимости входного сопротивления от частоты. Входное сопротивление в LTspice может быть получено как отношение напряжения элемента V1 к току через него; активная и реактивная часть — в представлении *Cartesian* как реальная и мнимая части входного сопротивления (стр. 17).
3. Построить графики АЧХ и ФЧХ усилителя по логарифмической шкале в диапазоне от 20 Гц до 5 МГц. По графикам определить нижнюю и верхнюю частоты среза, а так же усиление на частоте  $f_0$ . Сравнить с заданными значениями  $f_{\text{н}}$ ,  $f_{\text{в}}$  и  $K$ .
4. Установить на генераторе частоту  $f_0$ . Увеличивая амплитуду сигнала на генераторе от начального значения 50 мВ измерить зависимость напряжения на выходе усилителя от входного. Зафиксировать форму сигнала при появлении видимых на глаз искажений. Построить график зависимости амплитуды выходного напряжения от значения на входе усилителя.

## 2.4. Контрольные вопросы.

1. Каково устройство биполярного транзистора и принцип работы? Какова зависимость токов базы, коллектора, эмиттера от параметров транзистора?
2. Чем отличаются различные режимы работы биполярного транзистора?
3. Каковы три основные схемы включения биполярного транзистора?
4. Как меняются входное и выходное сопротивление в зависимости от схемы включения транзистора?
5. Каковы особенности схемы включения транзистора с общим эмиттером?
6. Каковы приблизительные значения внутренних сопротивлений и паразитных емкостей транзистора?

## Задача 3.

# Операционный усилитель

Изучаются основные характеристики микросхемы операционного усилителя (ОУ), а так же усилителя низкой частоты, собранного на основе ОУ.

### 3.1. Основные понятия

*Операционный усилитель* — микросхема, состоящая из нескольких транзисторов, имеющая два входа (инвертирующий и неинвертирующий) и один выход. Представляет собой усилитель постоянного тока, обладающий высоким коэффициентом усиления, высоким входным и низким выходным сопротивлением.

Операционный усилитель состоит из входного дифференциального каскада, имеющего высокое входное сопротивление, нескольких промежуточных каскадов, обеспечивающих общий высокий коэффициент усиления, и выходного каскада с низким выходным сопротивлением. Кроме того, как правило в схему ОУ входят специальные цепи, защищающие выход операционного усилителя от короткого замыкания.

*Дифференциальный каскад* (рис. 3.1) — основа операционного усилителя, состоит из двух одинаковых транзисторов  $V1$  и  $V2$ , нагруженных на одинаковые сопротивления  $R1$  и  $R3$ . В эмиттерной цепи транзисторов расположен источник тока ( $V3$ ,  $V4$ ,  $R2$ ,  $R4$ ). Формируемый им ток  $I = 0,66/R4$  распределяется между резисторами  $R1$  и  $R3$  в соответствии с напряжениями на входах каскада. Напряжение на выходе операционного усилителя зависит лишь от

разности напряжений на его входах:

$$U_{OUT} = K_0(U_{+IN} - U_{-IN}),$$

где  $K_0$  — собственный коэффициент усиления операционного усилителя по напряжению. Смысл работы операционного усилителя — в усилении противофазного сигнала. Сифазный сигнал операционный усилитель не усиливает, благодаря наличию источника тока в дифференциальном каскаде.

Операционный усилитель предназначен для работы с входными сигналами, значения которых относительно общего провода могут принимать как положительные, так и отрицательные значения. Для этого питание операционного усилителя производят от двуполярного (относительно общего провода) источника постоянного напряжения.

Большинство микросхем ОУ рассчитаны на работу с источником питания,

напряжением  $\pm 12$  или  $\pm 15$  В. Есть операционные усилители и на другое напряжение питания, в том числе и однополярное.

Старые микросхемы ОУ имели небольшой разброс параметров — транзисторов V1 и V2, резисторов R1 и R3. В этом случае, в схему дифференциального каскада вводились внешние схемы балансировки. Современные микросхемы ОУ, как правило, балансировки не требуют.

*Собственный коэффициент усиления* операционного усилителя  $K_0$  по постоянному току в большинстве случаев лежит в диапазоне от  $10^3$  до  $10^5$ . На переменном токе с ростом частоты наблюдается снижение  $K_0$ . Это обусловлено влиянием «паразитных» емкостей переходов коллектор-база транзисторов, входящих в состав микросхемы. Кроме

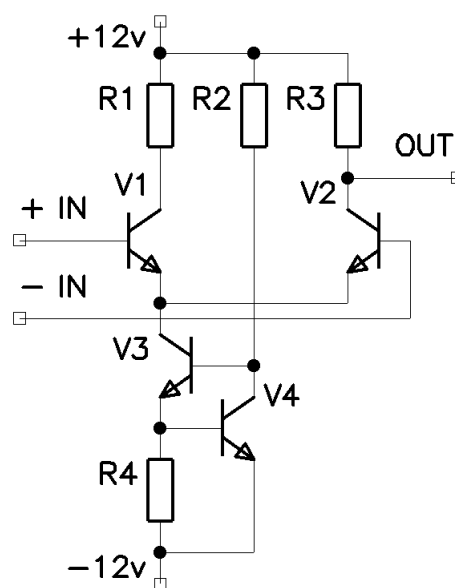


Рис. 3.1. Пример дифференциального каскада на биполярных транзисторах

того, влияние паразитных емкостей приводит к дополнительному фазовому сдвигу выходного сигнала относительно входного. Для устранения этого эффекта собственную частотную характеристику корректируют, вводя в его схему шунтирующие конденсаторы. К сожалению, это еще больше снижает собственный коэффициент усиления микросхемы на высоких частотах. Обычно частотный ход  $K_0$  подобен интегрирующей RC-цепочке первого порядка:

$$K_0(\omega) = \frac{K_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_B}}, \quad (3.1)$$

где  $\omega_B$  имеет тот же смысл, что и для RC-цепочки.

*Частота единичного усиления*  $f_1$  — частота, на которой собственный коэффициент усиления ОУ становится практически равным 1. Перейдя в формуле (3.1) от круговых к обычным частотам и введя обозначение  $f_1 = K_0 f_B$ , получим:

$$|K_0(f)| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(K_0 \frac{f}{f_1}\right)^2}}. \quad (3.2)$$

Типичные значения частоты единичного усиления для операционного усилителя лежат в диапазоне от одного до нескольких МГц, а  $f_B$  — десятки Гц.

*Максимальная скорость нарастания выходного напряжения* определяется по отношению приращения выходного напряжения ко времени при реакции ОУ на воздействие скачка напряжения на входе. Для измерения берут наклон линейного участка отклика, в интервале от 0,1 до 0,9 максимального значения.

Операционный усилитель обладает очень высоким собственным коэффициентом усиления, в несколько десятков тысяч раз. Чтобы на его основе построить усилитель, обладающий заданным коэффициентом усиления по напряжению  $K$  (обычно много меньшим собственного коэффициента усиления ОУ), используют схему с обратной связью, когда инвертирующий вход усилителя соединяется с его выходом через делитель напряжения. Такая связь называется

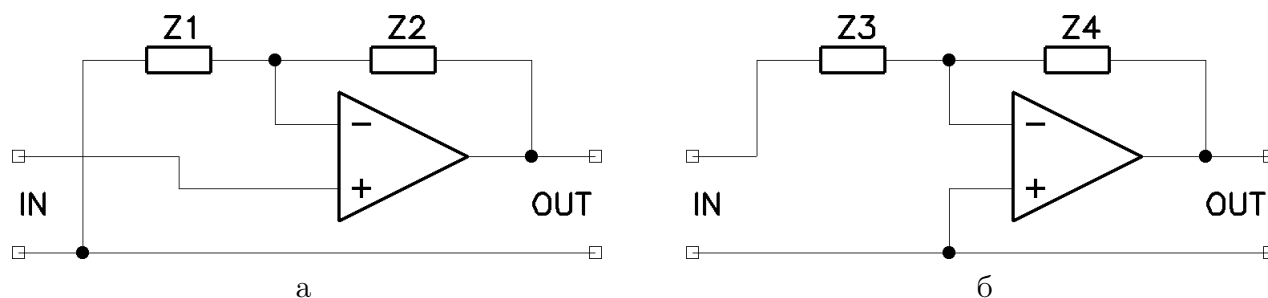


Рис. 3.2. Схема включения операционного усилителя с отрицательной обратной связью (а — неинвертирующий, б — инвертирующий усилитель)

отрицательной обратной связью. Если с выходом операционного усилителя через делитель соединен неинвертирующий вход, получается положительная обратная связь.

Коэффициент усиления схемы операционного усилителя с цепью глубокой ООС  $K(f)$  может быть рассчитан по формуле (2.5). Он не зависит от частоты до тех пор, пока ООС можно считать глубокой, то есть  $|K_0(f)| \gg |K(f)|$ . В противном случае усиление начнет снижаться. Если коэффициент ООС на высоких частотах постоянен, то снижение усиления будет наблюдаться при  $|K_0(f)| \sim |K(f)|$ , то есть на частоте порядка  $f_1/|K|$ .

Обратная связь может содержать не только активные элементы (сопротивления), но и реактивные (конденсаторы). Реактивные элементы позволяют задать частотную зависимость коэффициента усиления. Если входной сигнал подается на неинвертирующий вход — получается *неинвертирующий усилитель*. Если на инвертирующий вход — *инвертирующий усилитель*. Во втором случае отрицательная обратная связь образует делитель напряжения между выходом операционного усилителя и источником входного сигнала.

На рис. 3.2 приведены схемы неинвертирующего и инвертирующего усилителя на ОУ с ООС. Коэффициент усиления схем записывается через комплексные сопротивления цепи обратной связи (при условии глубокой ООС) следующим образом:

$$K_{\text{не инв.}}(\omega) = \frac{Z2(\omega)}{Z1(\omega)} + 1, \quad (3.3)$$

$$K_{\text{инв.}}(\omega) = -\frac{Z4(\omega)}{Z3(\omega)}. \quad (3.4)$$

Поскольку напряжения на обоих входах ОУ приблизительно одинаковы, то для неинвертирующего усилителя можно считать, что сигнал ООС поступает на вход схемы — реализуется последовательная ООС по напряжению. В инвертирующем усилителе (рис. 3.2,б) напряжение источника входного сигнала и выходное напряжение цепи ООС подается на инвертирующий вход ОУ, где образуется узел токов. В этом случае реализуется параллельная ООС по напряжению — инвертирующий усилитель является преобразователем входного тока в результирующее напряжение.

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя велико:

$$R_{\text{вх,не инв.}} = R_{\text{вх,ОУ}} \frac{K_0}{K}, \quad (3.5)$$

где  $R_{\text{вх,ОУ}}$  — входное сопротивление микросхемы ОУ. ООС приводит к его дополнительному увеличению.

Входное сопротивление инвертирующего усилителя невелико:

$$R_{\text{вх,инв.}} = Z_3 + \frac{Z_4}{K_0} \approx Z_3. \quad (3.6)$$

Выходное сопротивление неинвертирующего и инвертирующего усилителя дополнительно снижается за счет ООС:

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{вых,ОУ}} \frac{K}{K_0}, \quad (3.7)$$

где  $R_{\text{вых,ОУ}}$  — выходное сопротивление микросхемы ОУ.

Микросхема ОУ одинаково усиливает и по переменному и по постоянному току. Если во входном сигнале наблюдается смещение сигнала по постоянному току, то на выходе схемы оно будет усилено. Чтобы избежать этого, элементы  $Z_1$  и  $Z_3$  не должны пропускать постоянный ток. Это легко получается при последовательном включении с конденсатором. Емкость конденсатора подбирается таким образом, чтобы не изменять коэффициент усиления в рабочем диапазоне частот. В этом случае по формулам (3.3) и (3.4) получается, что коэффициент усиления схемы неинвертирующего усилителя по постоянному току будет равен 1, а инвертирующего — 0.



Если применение конденсатора в цепи обратной связи нежелательно, то можно уменьшить разбалансировку усилителя обеспечив одинаковое сопротивление по постоянному току в плечах неинвертирующего и инвертирующего входов микросхемы. В неинвертирующей схеме это достигается путем равенства выходного сопротивления источника сигнала и выражения  $Z_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2)$  на нулевой частоте. В инвертирующей схеме между положительным входом и общим проводом ставится сопротивление, значение которого вычисляется из выражения  $(R_{\text{вых,ист}} + Z_3) Z_4 / (R_{\text{вых,ист}} + Z_3 + Z_4)$  также для нулевой частоты.

Операционные усилители разрабатывались для использования с двуполярным источником питания. Однако их можно использовать и в схемах с однополярным питанием. Пример такой схемы показан на рис. 3.3 (реальные схемы немного сложнее). Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  выбираются одинаковыми и задают постоянное смещение напряжения, равным половине напряжения источника питания,  $R_3$  и  $R_4$  образуют обратную связь. Конденсаторы служат для развязки по постоянному току и выбираются достаточно большого значения.

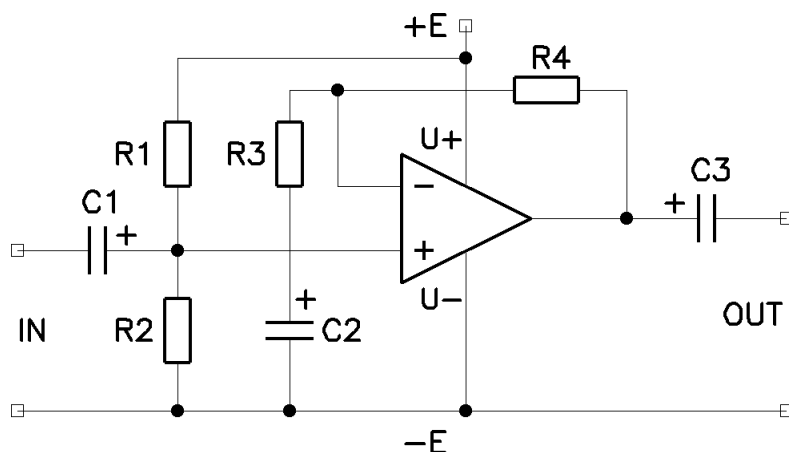


Рис. 3.3. Неинвертирующий усилитель с однополярным источником питания

Дифференциальный усилитель на ОУ можно получить, совместив схему обратной связи с наличием дифференциального входа. Пример такой схемы приведен на рис. 3.4. Схема с дифференциальным входом может работать как инвертирующий и как неинвертирующий усилитель — в зависимости от полярности подключения источника сигнала.

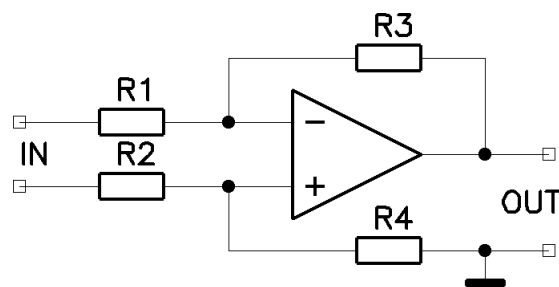


Рис. 3.4. Усилитель с дифференциальным входом

Если выбрать значения резисторов  $R2 = R1$ ,  $R4 = R3$ , то коэффициент усиления схемы будет равен  $K = R3/R1$ , а относительное ослабление синфазного сигнала может быть достаточно большим — как у самой микросхемы ОУ. Однако на практике оно ограничивается разбросом значений резисторов, используемых в схеме. Кроме того, входные сопротивления обоих входов относительно земли будут неодинаковыми (как у схем инвертирующего и неинвертирующего усилителей).

Чтобы исправить этот недостаток, можно пожертвовать условием оптимального согласования по постоянному току и выбрать сопротивления в следующем образом  $R2 + R4 = R1$  и  $R2/R4 = R1/R3$ . При этом входные сопротивления выравниваются, а относительное ослабление синфазного сигнала все же остается большим.

### 3.2. Расчет схемы усилителя низкой частоты на ОУ

Рассмотрим работу неинвертирующего усилителя с отрицательной обратной связью, работающего в диапазоне частот от  $f_H$  до  $f_B$  (рис. 3.5). Нижняя частота задается за счет цепочки последовательно соединенных  $C1$  и  $R1$ , верхняя — за счет  $C2$  и  $R2$ , включенных параллельно:

$$C1 = \frac{1}{2\pi f_H R1}, \quad C2 = \frac{1}{2\pi f_B R2}. \quad (3.8)$$

Коэффициент усиления определяется на частоте  $f_0 = \sqrt{f_H f_B}$  как

$$K = \frac{R2}{R1} + 1, \quad (3.9)$$

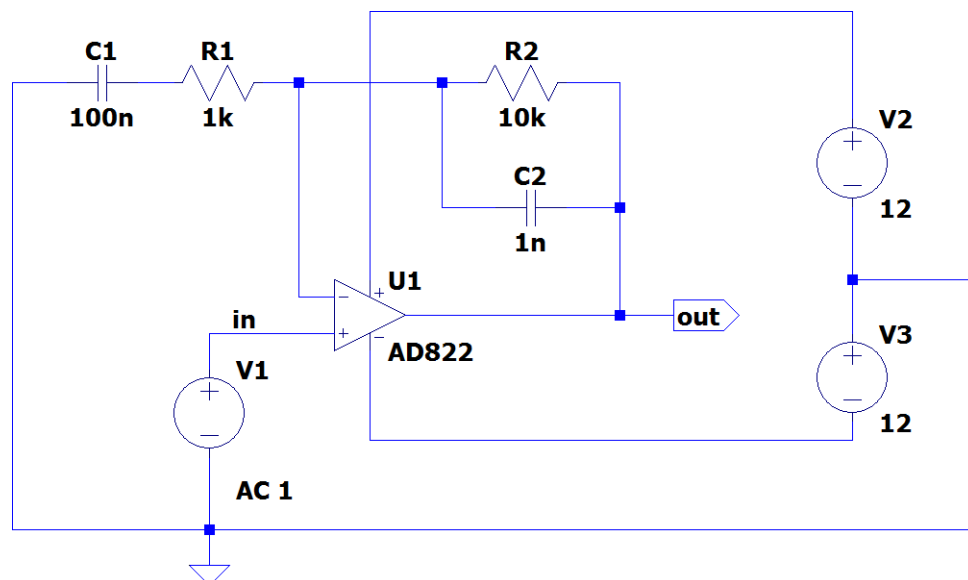


Рис. 3.5. Усилитель низкой частоты на ОУ

при условии, что  $f_H \ll f_0 \ll f_B$ . Если это условие не выполняется, то для расчета надо использовать общую формулу (3.3), где  $Z_1$  и  $Z_2$  комплексные сопротивления цепей между землей и входом ( $Z_1$ ), входом и выходом ( $Z_2$ ). Для нашей схемы:

$$K(f) = \frac{1}{\left(R1 + \frac{1}{j2\pi f C1}\right)\left(\frac{1}{R2} + j2\pi f C2\right)} + 1. \quad (3.10)$$

Неоднозначность расчета значений конденсаторов и резисторов по формулам (3.8) и (3.9) разрешается из условий, чтобы сопротивления были много меньше входного сопротивления микросхемы операционного усилителя и много больше ее выходного сопротивления. Типичные значения входного сопротивления от 1 до 10 МОм, выходного — от 20 до 2000 Ом.

### 3.3. Практическая часть

Параметры: коэффициент усиления  $K$ , частоты среза  $f_H$ ,  $f_B$ . Напряжение питания для схемы  $E_H = \pm 12$  В. Микросхема ОУ AD822.

Упражнения:

1. Рассчитать значения элементов схемы. Собрать схему без конденсатора  $C_2$ . Подать на вход усилителя прямоугольный сигнал с частотой 1 МГц и амплитудой 1 В. Зафиксировать форму входного

и выходного напряжения. Определить максимальную скорость нарастания выходного напряжения. Рекомендуется установить режим *Start external DC supply voltages at 0V* (см. стр. 18).

2. Установить конденсатор C2 задав ему список значений: рассчитанное и равное 0. Для этого, значение конденсатора на схеме изменяется на текст в фигурных скобках, например {C}. Затем на схему при помощи меню Edit — SPICE Directive добавляется SPICE директива, содержащая такой же текст:

```
.step param C list 10n 0
```

в которой 10n необходимо заменить на рассчитанное значение C2. Получить графики АЧХ и ФЧХ в диапазоне от 20 Гц до 5 МГц по логарифмической шкале. Найти на графиках и определить частоты среза и коэффициент усиления схемы усилителя, а так же частоту единичного усиления микросхемы ОУ.

### 3.4. Контрольные вопросы

1. Как работает дифференциальный каскад? Какова роль источника тока?
2. Каковы приблизительные значения параметров ОУ: входного и выходного сопротивления, максимальной скорости нарастания выходного напряжения, собственного коэффициента усиления, частоты единичного усиления?
3. Что такое положительная и отрицательная обратная связь, инвертирующая и неинвертирующая схемы включения ОУ?
4. Как рассчитывается коэффициент усиления для схемы с отрицательной обратной связью (инвертирующая и неинвертирующая)?
5. Каково влияние обратной связи на входное и выходное сопротивление ОУ (инвертирующая и неинвертирующая схемы)?
6. Что такое частота единичного усиления ОУ и какова методика ее определения?

## Задача 4.

# Гармонические RC-генераторы

Изучается работа RC-генератора на операционном усилителе с фазочувствительной цепью Вина в цепи положительной обратной связи и широкополосной цепью отрицательной обратной связи, а также генераторов на тройных RC-цепочках и схеме двойного T-моста.

### 4.1. Основные понятия

*Генератор электрических колебаний* — устройство, создающее электрические колебания той или иной частоты и формы за счет механической энергии или энергии источников постоянного тока.

*Релаксационные генераторы* производят треугольные, пилообразные и другие несинусоидальные сигналы.

*Гармонические генераторы* формируют синусоидальный сигнал, обычно состоя из усилителей с внешними компонентами.

*Индивидуальный коэффициент гармоник* или *коэффициент гармоник  $h$ -порядка* — процентное содержание гармоники  $h$ -порядка, приведенное к основной частоте:  $U_h/U_1$ .

*Общее гармоническое искажение (Total Harmonic Distorsion)* — величина, выражающая степень нелинейных искажений сигнала, равная отношению среднеквадратичного напряжения суммы высших гармоник сигнала, кроме первой, к напряжению первой гармоники. (Это понятие соответствует определению, данному в стандарте МЭК

61000-2-2.) THD по напряжению и по току записывается как:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1}, \quad THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}. \quad (4.1)$$

Отклонение формы сигнала от синусоидальной в 5% становится заметно на глаз по осциллограмме.

*Общий коэффициент гармоник* — похожее понятие, отличающееся от THD тем, что основное значение напряжения  $U_1$  или тока  $I_1$  заменяется на действующее значение (сумму всех гармоник). Общий коэффициент гармоник (по напряжению и по току) всегда меньше 100%. Это понятие, хотя и допускает более удобное аналоговое измерение сигналов, тем не менее, применяется все реже. При незначительном искажении сигнала эта величина мало отличается от выше определенного общего гармонического искажения.

*Автоколебательные системы* — преобразуют энергию источника постоянного тока в энергию колебаний. Колебания непрерывно возникают в любой системе (под действием шумов или помех), но быстро затухают. Особенностью автоколебательной системы является то, что поступление в нее энергии от источника питания регулируется таким образом, чтобы поддерживать колебания определенной частоты, обеспечивая им приток энергии покрывающий потери.

*Мягкое возбуждение* автоколебательной системы — когда система выходит на стационарный режим самостоятельно, то есть при любой величине начального отклонения (например, вызванного тепловым шумом элементов схемы).

*Жесткое возбуждение* автоколебательной системы — переход на стационарный режим возможен тогда, когда начальное отклонение превышает некоторый пороговый уровень (например скачок питания при включении схемы). Жесткий режим используют в мощных генераторах, где с целью повышения КПД транзисторы (или радиолампы) работают в режиме отсечки. В этом случае для запуска генератора на него могут подавать сигнал на частоте генерации с другого, менее мощного источника.

Характерным признаком автоколебательной системы является

независимость установившейся амплитуды колебаний от начальных условий (амплитуда определяется только свойствами генератора).

*Критерий Баркгаузена* — для того чтобы превратить усилитель в генератор, нужно чтобы в петле обратной связи был сдвиг фазы на  $0^\circ$  ( $180^\circ$  для цепи обратной связи, подключенной к инвертирующему входу усилителя) и общий коэффициент усиления в петле был не меньше единицы.

Для работе генератора синусоидального сигнала на заданной частоте критерий Баркгаузена должен выполняться на ней и не выполняться на других частотах. В случае генерации несинусоидального сигнала критерий должен выполняться на всех гармониках.

Для определения *амплитуды колебаний генератора* необходимо учитывать нелинейность амплитудной характеристики усилителя.

RC-генератор можно построить на основе инвертирующего усилителя, сдвиг фаз которого равен  $180^\circ$  в широком диапазоне частот и фазосдвигающей цепочки, дающий сдвиг  $180^\circ$  на частоте  $\omega_0$ . Примеры таких фазосдвигающих цепочек приведены на рис. 4.1.

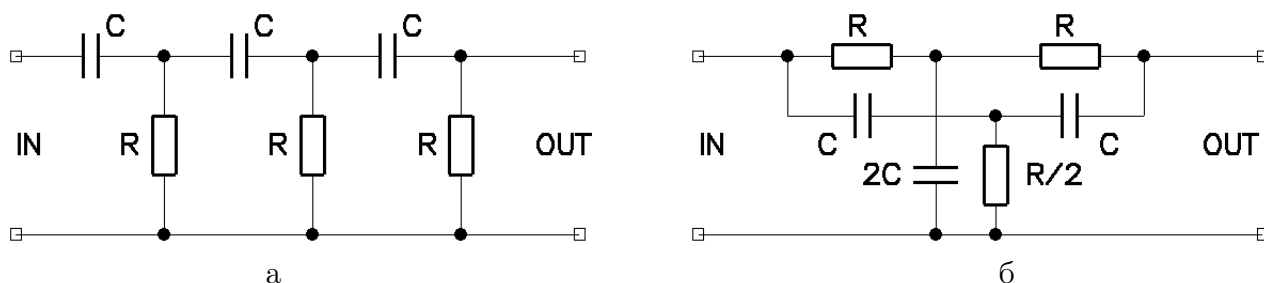


Рис. 4.1. Схемы обратной связи для построения RC-генератора на основе инвертирующего усилителя, обеспечивающие сдвиг фаз на  $180^\circ$  (а — фильтр верхних частот 3-го порядка, б — двойной T-мост)

Для трехзвенной фазосдвигающей RC-цепочки — фильтра верхних частот 3-го порядка — фазовый сдвиг приблизительно в 3 раза больше, чем для однозвенной. Однако при расчете следует учитывать взаимное влияние звеньев между собой. Комплексный коэффициент передачи такой цепочки может быть записан в виде:

$$\kappa(\omega) = \frac{1}{1 - \frac{5}{(\omega RC)^2} + j \left( \frac{1}{(\omega RC)^3} - \frac{6}{\omega RC} \right)}, \quad (4.2)$$

откуда могут быть получены частота генерации и коэффициент передачи при сдвиге фаз, равным  $180^\circ$ :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6} RC}, \quad \kappa(\omega_0) = -\frac{1}{29}. \quad (4.3)$$

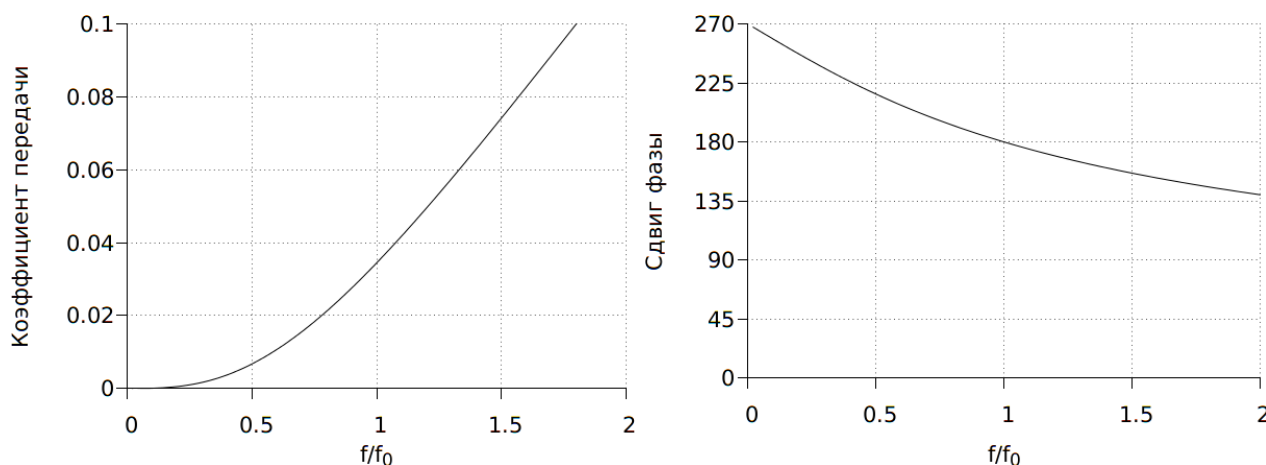


Рис. 4.2. АЧХ и ФЧХ тройного фильтра верхних частот вблизи перехода фазы через  $180^\circ$

Зависимость АЧХ и ФЧХ фильтра верхних частот третьего порядка вблизи частоты генерации изображена на рис. 4.2. Для построения RC-генератора усилитель должен иметь собственный коэффициент усиления немного больший 29.

Фазосдвигающую цепочку, изображенную на рис. 4.1,а называют *R-параллель*. Если поменять местами резисторы и конденсаторы — получим фильтр нижних частот третьего порядка, называемый *C-параллель*. Он обладает похожими свойствами и также может использоваться для построения генератора:

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC}, \quad \kappa(\omega_0) = -\frac{1}{29}. \quad (4.4)$$

Двойной T-мост на резонансной частоте является *заграждающим фильтром* — его коэффициент пропускания стремится к нулю на частоте

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}. \quad (4.5)$$

Для построения генератора на основе двойного T-моста в усилитель необходимо ввести положительную обратную связь.

Примеры АЧХ и ФЧХ двойного T-моста приведены на рис. 4.3.



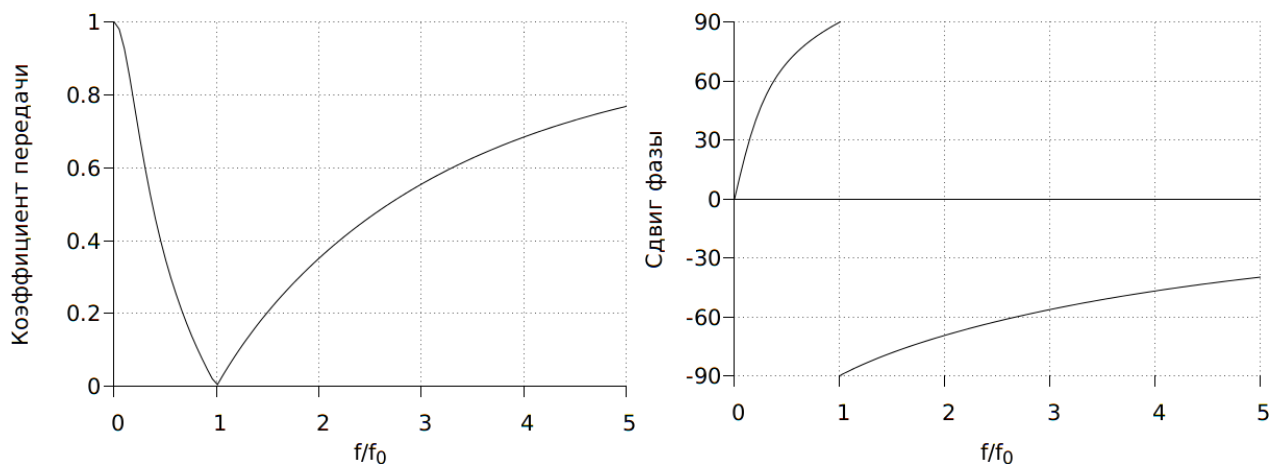


Рис. 4.3. АЧХ и ФЧХ двойного Т-моста

## 4.2. Расчет схемы RC-генератора с цепью Вина

Если неинвертирующий усилитель с отрицательной обратной связью дополнить цепочкой с положительной обратной связью, причем на какой либо частоте коэффициент передачи цепочки положительной обратной связи, умноженный на коэффициент усиления усилителя с ООС будет больше или равен 1, система превратится в генератор.

Чтобы обеспечить генерацию на определенной частоте — в цепи положительной обратной связи должны быть времязадающие цепочки, обеспечивающие максимальный коэффициент усиления только на заданной частоте.

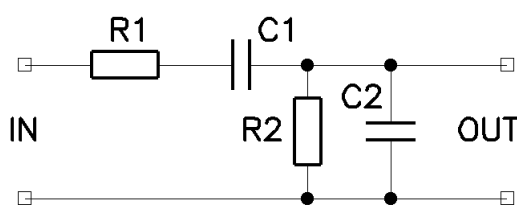


Рис. 4.4. Схема цепи Вина

*Цепь Вина* (рис. 4.4) — объединяет свойства фильтра низких и фильтра высоких частот, включенных последовательно. Она используется при конструировании полосовых фильтров, генераторов, фазовращателей.

На низких частотах цепь Вина ведет себя как фильтр верхних частот первого порядка, а на высоких — как фильтр нижних частот

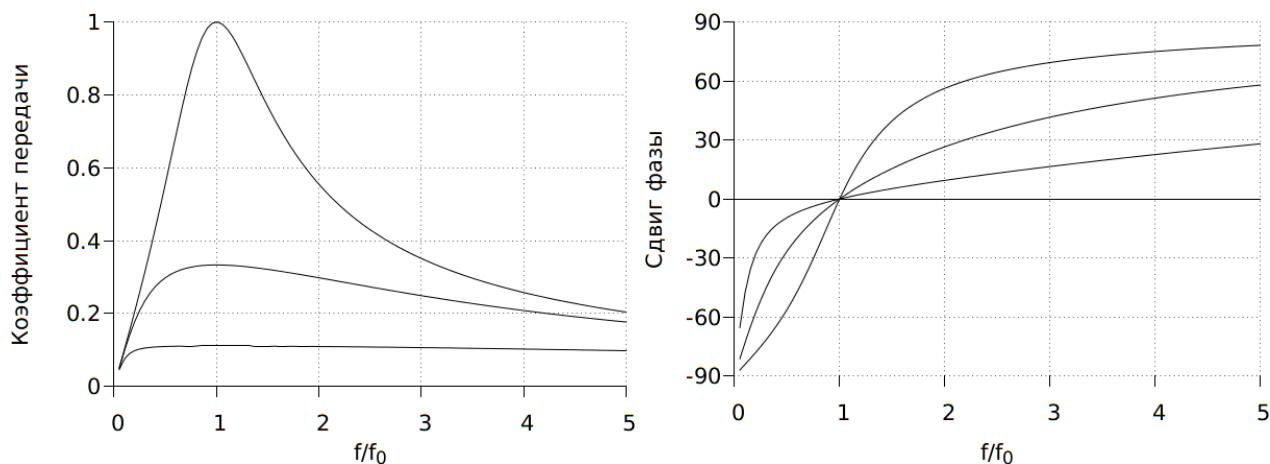


Рис. 4.5. АЧХ и ФЧХ цепи Вина при различных параметрах

первого порядка. Эта цепь эквивалентна RLC контуру с добротностью, меньшей 0,5.

*Коэффициент передачи цепи Вина* зависит от частоты:

$$K(\omega) = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2} + j \frac{\omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2 - 1}{\omega C_1 R_2}}. \quad (4.6)$$

Квазирезонансная частота  $\omega_0$ , на которой коэффициент передачи цепи максимален определяется как:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (4.7)$$

Коэффициент передачи на квазирезонансной частоте

$$K(\omega_0) = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2}} \quad (4.8)$$

принимает действительное значение, то есть фазовый сдвиг на ней равен нулю.

Примеры АЧХ и ФЧХ цепи Вина при различных параметрах приведены на рис. 4.5.

Генератор с мостом Вина обладает очень хорошей стабильностью частоты и может давать очень малые искажения. Он может легко перестраиваться по частоте путем согласованного изменения значения двух сопротивлений цепи Вина.

Если полученный коэффициент усиления всей системы на резонансной частоте будет сильно больше 1 — получится генератор не

синусоидального, а прямоугольного сигнала. Для того, чтобы получился генератор синусоидального сигнала — коэффициент усиления должен быть как можно ближе к 1. Чем он ближе к 1, тем меньше будут искажения формы сигнала. Это достигается путем введения нелинейных элементов в цепь обратной связи усилителя.

Для примера, в генераторе с цепью Вина (рис. 4.6) можно заменить сопротивление  $R$  на нелинейный элемент, увеличивающий свое сопротивление по мере роста средней мощности, рассеиваемой на нем — лампочку накаливания или терморезистор. Схема рассчитывается таким образом, чтобы

при заданной амплитуде колебаний нелинейный элемент имел сопротивление, приводящее к общему усилению схемы равному 1. В холодном состоянии сопротивление лампочки сильно меньше, поэтому усиление схемы будет больше 1, что обеспечит возникновение колебаний, а после прогрева — снижение до заданного уровня. Любая тенденция увеличения выходного напряжения выше заданного значения будет приводить к еще большему увеличению сопротивления лампы и снижению коэффициента усиления меньше 1, а это вызовет уменьшение амплитуды колебаний, то есть возврат к рассчитанному значению.

Можно использовать нелинейный элемент, уменьшающий свое сопротивление с увеличением амплитуды колебаний. В этом случае, на него следует заменить сопротивление  $R'$ .

Схема генератора с цепью Вина представлена на рисунке 4.7. Сопротивления  $R_1$ – $R_3$  образуют ООС с коэффициентом передачи меньшим  $1/3$ . Сопротивления  $R_4$ ,  $R_5$ , конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$  образуют положительную обратную связь — цепь Вина. Если оба резистора и оба конденсатора одинаковы, такая цепочка имеет максимальный коэффициент передачи равный  $1/3$  и

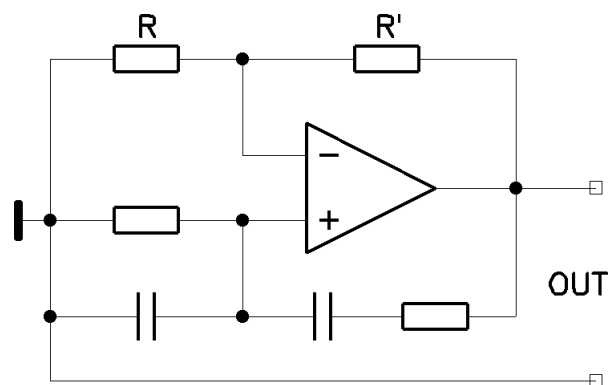


Рис. 4.6. Схема генератора с цепью Вина.

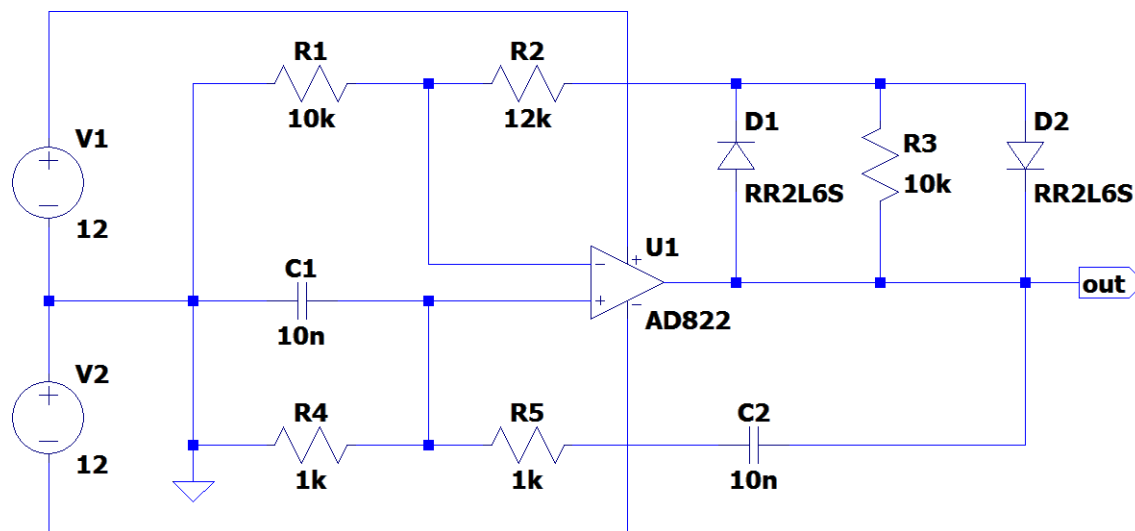


Рис. 4.7. Схема генератора с цепью Вина

нулевой сдвиг фаз на частоте

$$f_0 = 1/(2\pi RC), \quad (4.9)$$

где  $R = R4 = R5$ , а  $C = C1 = C2$ .

Для обеспечения работы генератора, цепь ООС должна иметь коэффициент передачи равный  $1/3$ . Это можно добиться используя нелинейные элементы, например два параллельно соединенных (анод к катоду) диода, шунтирующие часть сопротивления в цепи обратной связи. Диоды D1 и D2 шунтируют сопротивление R3, когда амплитуда напряжения на диодах вызывает их открывание. За счет этого, с ростом амплитуды сигнала на выходе генератора коэффициент передачи ООС увеличивается, приближаясь к  $1/3$ , что вызывает снижение коэффициента усиления до 1. Резисторы R1–R3 должны удовлетворять условиям:

$$2R1 > R2, \quad 2R1 < R2 + R3. \quad (4.10)$$

Конкретные значения резисторов определяют амплитуду генерации и величину нелинейных искажений.

Для расчета амплитуды генерации необходимо учитывать вольт-амперную характеристику диодов. Поскольку ток в цепи обратной связи не велик, диоды начинают открываться уже при амплитуде в несколько десятых долей вольта. Значения резисторов R1–R3 удобнее подобрать экспериментально, моделируя работу схемы и наблюдая

параметры сигнала на выходе схемы, а также форму и величину напряжения на диодах.

Напряжение на резисторе  $R3$  и диодах можно выразить через напряжение на выходе генератора  $A_0$  следующим образом:

$$A_{R3} = \frac{R3}{R1 + R2 + R3} A_0. \quad (4.11)$$

Приближенно можно считать, что диоды активно шунтируют сопротивление  $R3$  при напряжении на них около полувольта.

### 4.3. Получение спектра и определение гармоник сигнала

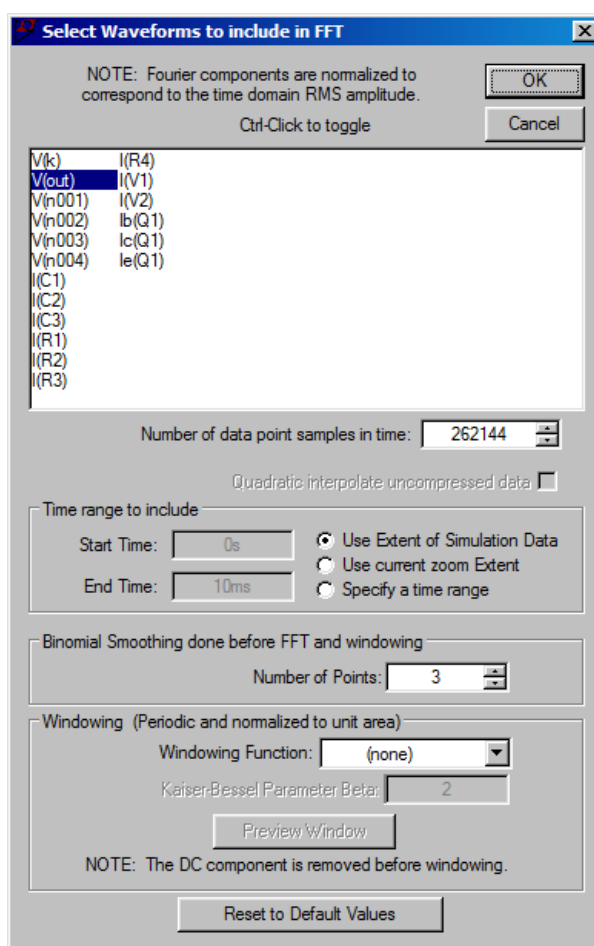


Рис. 4.8. Параметры быстрого преобразования Фурье

Симулятор LTspice позволяет исследовать спектр сигнала. Для этого, после получения осциллограммы сигнала вызывается меню View — FFT (при активном окне графика, или при нажатии правой

кнопкой мыши на график напряжения), после чего возникает окно с выбором параметров быстрого преобразования Фурье (рис. 4.8).

В результате работы БПФ получается спектр сигнала — его магниту́да с выключенной осью фазы (рис. 4.9). В полученном окне можно редактировать оси, аналогично графикам частотных характеристик (рис. 1.10), а так же использовать увеличение путем выделения интересующей области мышью.

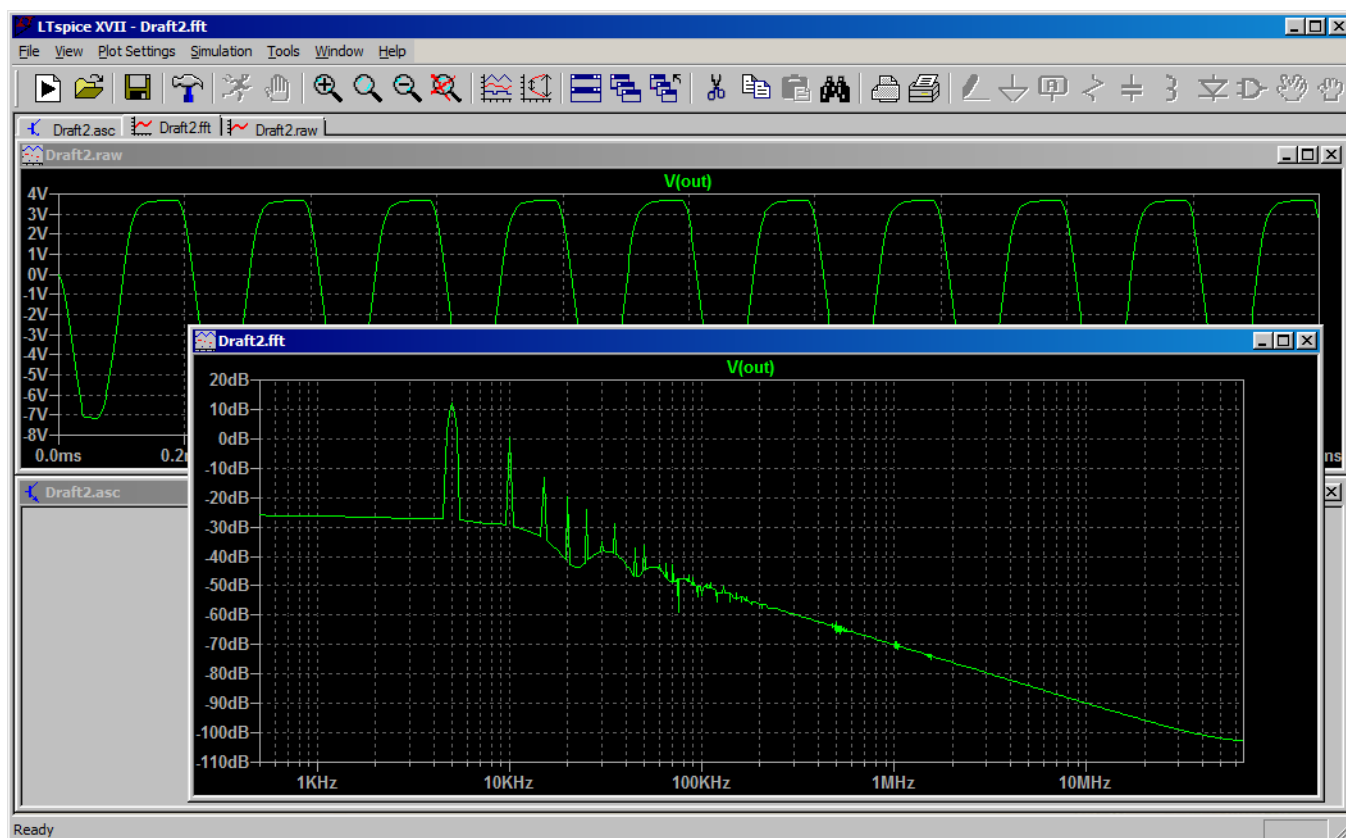


Рис. 4.9. Искаженный синус и его спектр

Измерить значения гармоник сигнала, а так же вычислить *общее гармоническое искажение* (*Total Harmonic Distorsion*) можно при помощи SPICE директивы, добавляемой на схему при помощи меню Edit — SPICE Directive. Например директива

```
.four 5k 10 V(out)
```

выдаст информацию о первых 10 гармониках сигнала, частота первой гармоники которого равна 5 кГц (если частота заранее неизвестна, определить ее можно по спектру, рис. 4.9). Результаты работы можно посмотреть после запуска симуляции при помощи команды View — SPICE Error Log (или Ctrl+l).

#### 4.4. Практическая часть

Параметры: частота генерации  $f_0$ , амплитуда выходного сигнала  $A_0$ . Напряжение питания схемы  $E_{\text{п}} = \pm 12$  В. Микросхема ОУ AD822.

Упражнения:

1. Рассчитать и собрать схему генератора. Измерить частоту и размах генерации. При необходимости подобрать значения  $R1$ – $R3$  для достижения заданной амплитуды выходного сигнала генератора. Определить форму и коэффициент гармоник сигнала.
2. Разорвать связь между правой обкладкой конденсатора  $C2$  и выходом ОУ. Подключить генератор внешнего сигнала к правой части  $C2$ , установить размах сигнала 0,5 В. Измерить АЧХ и ФЧХ цепи Вина в точках  $0,1f_0$ ,  $0,2f_0$ ,  $0,5f_0$ ,  $f_0$ ,  $2f_0$ ,  $5f_0$ ,  $10f_0$ . Построить АЧХ и ФЧХ цепи Вина.
3. Установить на генераторе частоту, равную частоте генерации  $f_0$ . Измерить и построить в одних осях графики зависимости амплитуды напряжения и коэффициента гармоник на выходе операционного усилителя от напряжения, подаваемого на цепь Вина с генератора синусоидального сигнала (от 0,5 до 5 В, шаг 0,5 В; от 5 до 10 В, шаг 1 В; от 10 до 20 В, шаг 2 В).

#### 4.5. Контрольные вопросы

1. Как ведут себя АЧХ и ФЧХ цепи Вина?
2. Как рассчитать цепь Вина при неодинаковых сопротивлениях и конденсаторах?
3. Каковы условия генерации синусоидального сигнала? Почему возникают нелинейные искажения формы сигнала?
4. Что такое коэффициент гармоник? Как он измеряется?
5. Каковы варианты построения RC-генераторов?
6. Как рассчитывается RC-генератор с цепью Вина?

## Литература

1. И.Т. Трофименко, Е.В. Лебедева, Н.С. Седлецкая. Практикум по радиоэлектронике. Учеб. пособие. — М. Изд-во МГУ, 1997.
2. У. Титце, К. Шенк. Полупроводниковая схемотехника. Пер. с нем. В двух томах. — М. Додека-XXI, 2008.
3. М.Х. Джонс. Электроника - практический курс (2-е издание, 2006)
4. К. Бойт. Цифровая электроника. 2007 г.
5. П. Хоровиц, У. Хилл. Искусство схемотехники. Пер. с англ. — М. БИНОМ, 2014 г.
6. Сайт компании Analog Devices: <https://www.analog.com>