

Документ подписан простой электронной подписью

Информация о владельце:

ФИО: Локтионова Оксана Геннадьевна

Должность: проректор по учебной работе

Дата подписания: 08.09.2026 03:46:57

Уникальный программный ключ:

0b817ca911e6668abb135f6b26a130e5b1a11e11f73e843d64a485a5a51e4089

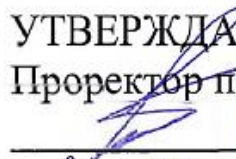
МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Юго-Западный государственный университет»
(ЮЗГУ)

Кафедра биомедицинской инженерии

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по учебной работе


О.Г. Локтионова
« 21 » 08 2025 г.
(ЮЗГУ)



УЗЛЫ И ЭЛЕМЕНТЫ БИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Методические указания к выполнению лабораторных работ
для студентов направления подготовки: 12.03.04 «Биотехнические
системы и технологии»

Курск 2025

УДК 615.478

Составитель: С.Н. Родионова

Рецензент:

Кандидат технических наук, доцент *Т.Н. Конаныхина*

Узлы и элементы биотехнических систем: методические указания к выполнению лабораторных работ для студентов направления подготовки: 12.03.04 «Биотехнические системы и технологии» / Юго-Зап. гос. ун-т; сост.: С.Н. Родионова. Курск, 2025. - 36 с.

Содержатся основные схемотехнические решения и принципы работы основных аналоговых узлов и блоков, применяемых при построении биотехнических систем различных типов и назначений.

Методические указания соответствуют требованиям федеральных государственных образовательных стандартов.

Предназначены для студентов для студентов направления подготовки: 12.03.04 «Биотехнические системы и технологии».

Текст печатается в авторской редакции

Подписано в печать *21.08* . Формат 60х84 1/16.

Усл.печ. л. 2,09. Уч.-изд. л. 1,89. Тираж 30 экз. Заказ 898. Бесплатно.

Юго-Западный государственный университет.

305040, г. Курск, ул. 50 лет Октября, 94.

СОДЕРЖАНИЕ

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ УСИЛИТЕЛЕЙ.....	4
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2. ПОДАВЛЕНИЕ СИНФАЗНЫХ ПОМЕХ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ.....	16
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3. СУММАТОР-ВЫЧИТАТЕЛЬ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ.....	22
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №4. СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ФИЛЬТРОВ	25

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ УСИЛИТЕЛЕЙ

Цель работы: Изучить схемотехнику входных усилительных цепей, их основные параметры и характеристики.

Теоретическая часть:

К классу *операционных усилителей* (ОУ) относят усилители постоянного тока с высоким коэффициентом усиления, дифференциальным входом и малыми значениями напряжения смещения нуля и входных токов.

В литературе используется несколько вариантов обозначения операционных усилителей (рис. 1.1).

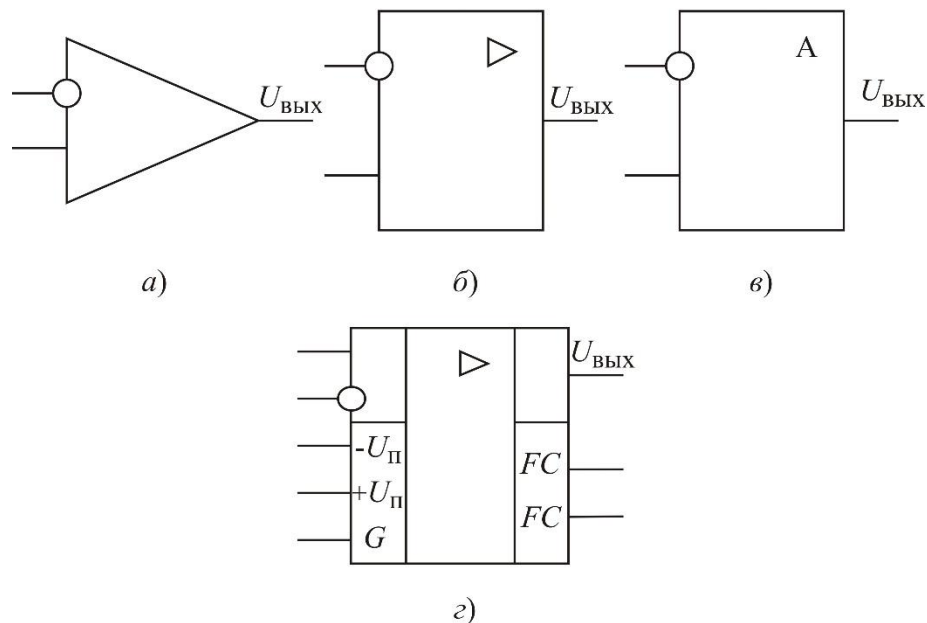


Рис. 1.1. Условные обозначения операционных усилителей

На всех схемах инверсный вход (вход который свою «долю» напряжения передает на выход с изменением полярности сигнала) обозначают кружочком. Графическое изображение представляется либо треугольником с вершиной в сторону выходного вывода $U_{\text{ВЫХ}}$, либо прямоугольником, в поле которого изображают символ $\triangleright$ или A . Часто в изображении ОУ используют дополнительные поля, где изображают цепи питания $-U_{\text{П}}$ и $+U_{\text{П}}$, нулевой провод G , цепи коррекции FC .

В некоторых типах ОУ внешние цепи коррекции отсутствуют. Может отсутствовать и «земляной» вывод, который часто образуется как точка соединения источников питания ОУ (рис. 1.2). Такая схема

обеспечивает работу операционного усилителя с двухполярными входными и выходными сигналами.

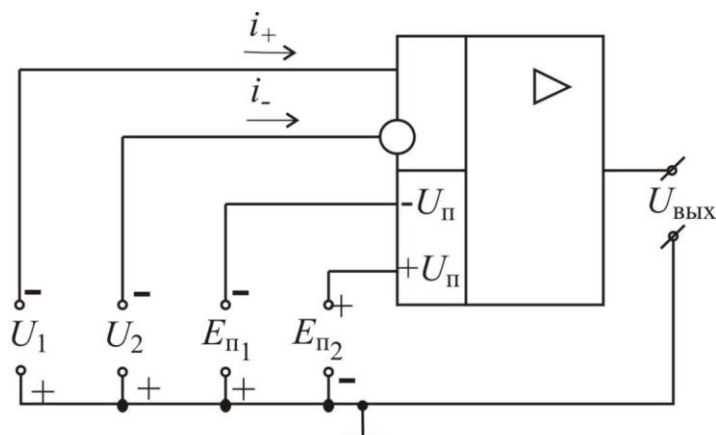


Рис. 1.2. Схема подключения ОУ к двухполярному источнику питания

Выходное напряжение ОУ находится в одной фазе с разностью входных напряжений U_1 , U_2 и определяется выражением

$$U_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{дф}}(U_1 - U_2), \quad (1.1)$$

где $K_{\text{дф}}$ – дифференциальный коэффициент усиления.

Разность входных напряжений называют *дифференциальным* входным напряжением:

$$U_{\text{дф}} = U_1 - U_2. \quad (1.2)$$

В некоторых изданиях неинвертирующие и инвертирующие входы обозначают знаками «+» и «–» или буквами p (*positive*) и n (*negative*) соответственно.

Полусумму входных напряжений называют *синфазным входным напряжением*:

$$U_{\text{снф}} = (U_1 + U_2)/2. \quad (1.3)$$

Для упрощения анализа параметров и возможностей операционного усилителя вводят понятие *идеального операционного усилителя*, придавая ему следующие идеализированные свойства: коэффициент усиления по напряжению считается бесконечно большим; при равенстве входных напряжений выходное напряжение

равно нулю, независимо от синфазного входного напряжения, что соответствует равенству нулю напряжения смещения нуля; входные токи i_+ , i_- по обеим входам равны нулю; выходное сопротивление равно нулю; коэффициент усиления синфазного сигнала ($K_{\text{снф}}$) равен нулю; операционный усилитель является безынерционным устройством, в котором выходной сигнал появляется одновременно с входным сигналом.

В реальных ОУ все перечисленные параметры отличаются от идеальных: коэффициент усиления по напряжению лежит в пределах $10^3 \dots 10^9$; напряжение смещения нуля – 1 мкВ...50 мВ; входные токи – 0,01 нА...10 мкА; выходное сопротивление – 1 Ом...10 кОм; время установления выходного сигнала при подаче на вход единичного скачка напряжения – 1 нс...1 мс.

При использовании операционных усилителей для усиления биологических сигналов малой амплитуды (например, энцефалограмма) существенную роль играют *шумы* ОУ, накладывающиеся на полезный сигнал.

Различают шумы, пришедшие в усилитель с входными сигналами (внешние шумы), и собственные шумы усилителей (внутренние шумы). С первыми можно бороться схемотехническими и конструктивными средствами, например, усреднением и другими видами фильтрации, экранированием, рациональным расположением элементов на плате и созданием связей, компенсирующих паразитные емкостные и индуктивные связи. Внутренние шумы уменьшают преимущественно путем использования малошумящих усилителей.

Шум характеризуется своим частотным спектром, распределением амплитуд и источником происхождения.

Основные виды шума в электронных схемах – тепловой, дробовой и фликкерный. Рассмотрим их подробнее.

Тепловой шум генерирует на своих выводах любой резистор; такой шум имеет нормальное распределение и равномерный частотный спектр (белый гауссовский шум).

Действующее напряжение теплового шума в незамкнутой цепи на сопротивлении R определяется выражением:

$$E_N = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (1.4)$$

где k – постоянная Больцмана;

T – абсолютная температура, °C;

f – частота, Гц;

R – сопротивление, Ом.

Дробовой шум порождается движением дискретных зарядов в проводнике. Он связан с тем, что число зарядов, проходящих через некоторое сечение проводящей среды в единицу времени, случайным образом флуктуирует относительно некоторого значения.

Действующее значение флуктуирующего тока определяется формулой:

$$I_N \approx \sqrt{2eI_\infty \Delta f}, \quad (1.5)$$

где e – заряд электрона ($1,6 \cdot 10^{-18}$ Кл);

I_∞ – постоянная составляющая (среднее или установившееся значение тока);

Δf – ширина полосы пропускания, Гц.

Фликкерный шум вызывается флуктуирующим захватом зарядов ловушками, образованными неоднородностями структуры полупроводника. Частотный спектр этого шума описывается зависимостью обратной частоты ($1/f$) и имеет максимум в области низких частот. Спектральная плотность этого шума оценивается приблизительно соотношением $e_N \sim 1/f$.

Все шумовые компоненты порождают на выходе ОУ определенное шумовое напряжение, спектральная плотность которого, приведенная ко входу, определяется формулой:

$$e_{\text{Нобш}} = \sqrt{e_N^2 + 4kTR_S + 4(i_N R_S)^2}, \quad (1.6)$$

где i_N – спектральная плотность входного тока шума от входного напряжения шума;

R_S – внутреннее сопротивление источника сигнала.

Шумовые свойства операционных усилителей часто определяются их *коэффициентом шума* F , который показывает, во сколько раз отношение мощности шума к мощности сигнала на выходе усилителя увеличивается по сравнению с аналогичным отношением на его входе.

Для определения величины F можно воспользоваться выражением:

$$F = R_{N_{\text{экв}}} / R_S, \quad (1.7)$$

где $R_{N_{\text{экв}}}$ – эквивалентное шумовое сопротивление.

Часто используют логарифмический коэффициент шума, определяемый выражением:

$$NF = \lg(F). \quad (1.8)$$

Операционный усилитель включает большое число элементов, содержащих паразитные емкости и внутренние обратные связи. Такие устройства при большом коэффициенте усиления склонны к самовозбуждению с появлением на выходе непрерывных или прерывистых автоколебаний достаточно большой амплитуды, даже если входной сигнал отсутствует. Причина автоколебаний – нежелательные фазовые сдвиги в усилителе, приводящие к возникновению положительных обратных связей на некоторых частотах.

Применительно к операционным усилителям для устойчивости их работы используют внутренние и внешние корректирующие цепочки, содержащие емкости и сопротивления, включаемые в схемы с целью создания отрицательных обратных связей.

Устойчивая работа ОУ обеспечивается в том случае, если схемы коррекции имеют такие же частотные свойства, что и фильтр нижних частот первого порядка (инерционное звено), причем это требование должно выполняться вплоть до *частоты единичного усиления* f_T , то есть до частоты, на которой дифференциальный коэффициент усиления K_U уменьшается до единицы.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) представляет собой зависимость коэффициента передачи фильтра K_{Π} от частоты (рис. 1. 3).

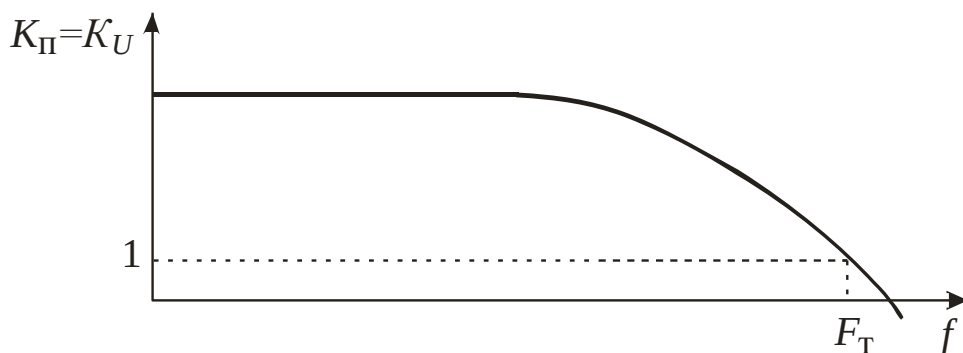


Рис. 1.3. Типовая АЧХ фильтра нижних частот первого порядка (скорректированного ОУ)

Приведенная АЧХ относится к так называемым *динамическим параметрам* ОУ, которые разделяют на две группы: параметры для малого и большого сигналов.

К первой группе относят рассмотренную частоту единичного усиления f_T , полосу пропускания f_{Π} и время установления $t_{уст.}$ Остановимся на этих характеристиках более подробно.

При исследовании динамических параметров ОУ используют логарифмические характеристики, переходя от амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) к логарифмическим амплитудно-частотным характеристикам (ЛАЧХ) с использованием соотношения $L(f) = 20 \lg |K_U(f)|$.

На рис. 1.4 приведена типичная ЛАЧХ операционного усилителя, где показан еще один динамический параметр ОУ – *полоса пропускания* f_{Π} , которая определяется как частота, на которой K_U уменьшается на 3 дБ по сравнению с дифференциальным коэффициентом усиления на нулевой частоте (на постоянном токе).

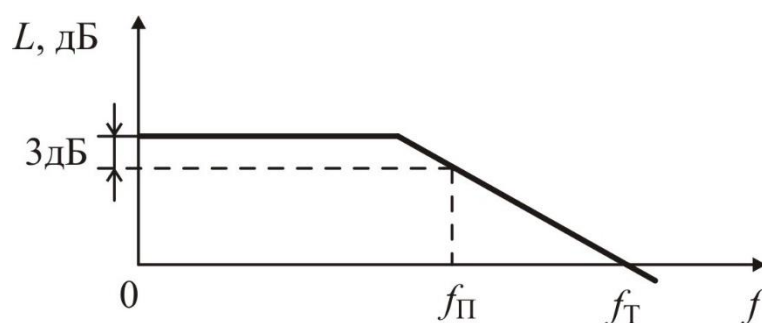


Рис. 1.4. Типовая ЛАЧХ ОУ

В комплексной форме дифференциальный коэффициент усиления скорректированного ОУ определяется выражением:

$$\dot{K}_U = \frac{K_U}{1 + j(f/f_{\Pi})}, \quad (1.9)$$

где K_U – дифференциальный коэффициент усиления ОУ на постоянном токе.

В диапазоне частот от f_{Π} до f_T для ОУ с полной внутренней частотной коррекцией справедливо соотношение $K_U f_{\Pi} = f_T$.

Время установления $t_{уст}$ определяется по реакции ОУ на входной единичный скачок напряжения (переходная характеристика) (рис. 1.5).

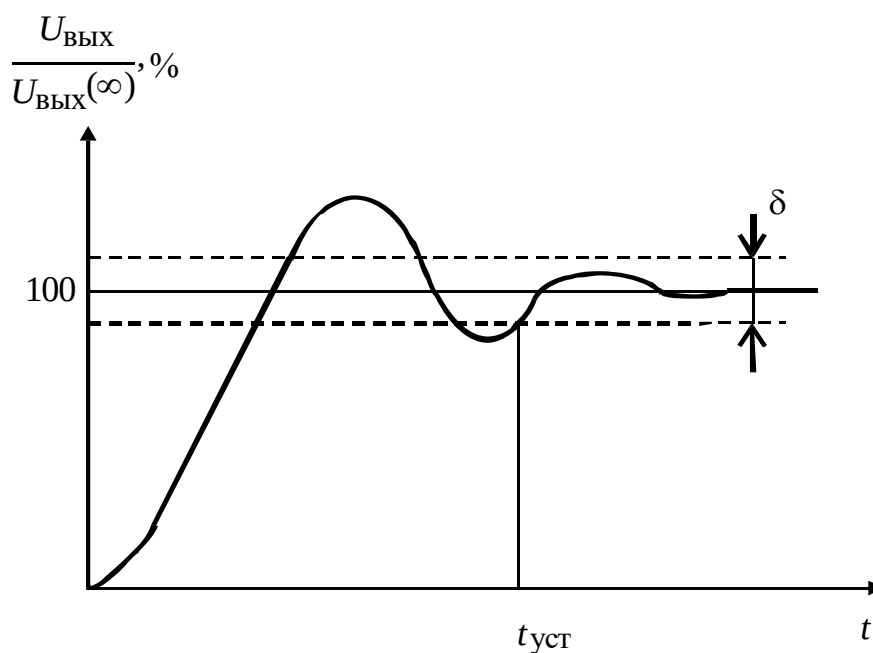


Рис. 1.5. Переходная характеристика ОУ

Ко второй группе динамических параметров относятся скорость нарастания выходного напряжения ρ и мощностная полоса пропускания f_p .

Скорость нарастания выходного напряжения определяется в основном скоростью заряда корректирующего конденсатора в соответствии с выражением:

$$\rho = dU_{\text{ВЫХ}}/dt.$$

Мощностная полоса пропускания ОУ определяется по виду амплитудно-частотной характеристики, снятой при максимально возможной амплитуде неискаженного выходного сигнала. Методика

ее определения заключается в следующем: вначале на низких частотах устанавливают такую амплитуду сигнала от генератора гармонических колебаний, чтобы амплитуда выходного сигнала $U_{\text{вых max}}$ немного не доходила до уровня ограничения (границы насыщения усилителя), затем увеличивают частоту входного сигнала. Мощностная полоса пропускания соответствует значению f_p , на которой $U_{\text{вых}}$ станет равным 0,707 от первоначального значения.

Операционные усилители в их практическом использовании (за исключением нескольких схем компараторов) почти всегда охвачены глубокой отрицательной обратной связью (ООС), что значительно улучшает ряд их характеристик.

Принцип и последствия введения ООС покажем на примере однофазного ОУ, а затем распространим полученные результаты на инвертирующие, неинвертирующие, дифференциальные и другие схемы включения.

Типовая схема включения однофазного инвертирующего ОУ (рис. 1.6) содержит внешнее входное комплексное сопротивление Z_1 и комплексное сопротивление обратной связи Z_0 , включенное с выхода на вход операционного усилителя. Инверсия сигнала условно учитывается знаком «-» перед коэффициентом усиления однофазного усилителя, тогда $U_2 = -K_y \varepsilon$, где ε – напряжение на входе собственно ОУ. При составлении расчетных формул будем с достаточной степенью точности считать, что входное сопротивление ОУ $r_{\text{вх}}$ бесконечно велико, а выходное $r_{\text{вых}}$ близко к нулю.

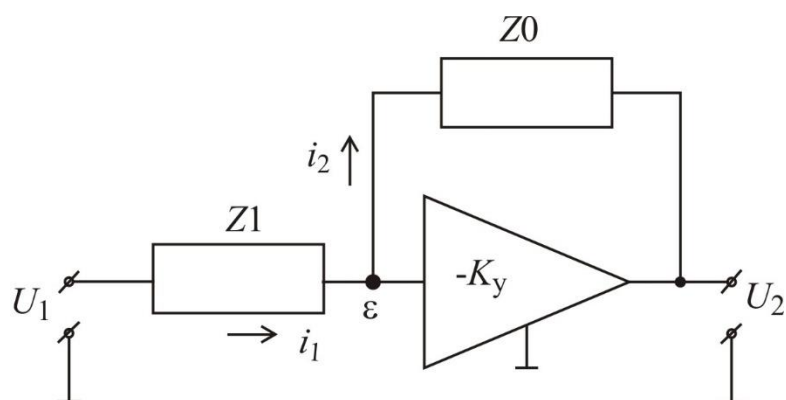


Рис. 1.6. Схема однофазного усилителя для низких частот

Для низких частот при $r_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ справедливо равенство $i_1 = i_2$, где $i_1 = (U_1 - \varepsilon)/Z_1$; $i_2 = (\varepsilon - U_2)/Z_0$; U_2 и U_1 – выходное и входное напряжения ОУ с внешними элементами Z_1 и Z_0 .

Совместное решение этих уравнений, с учетом того, что $\varepsilon = -U_2/K_y$, позволяет получить:

$$(U_1 + U_2/K_y)/Z_1 = (-U_2/K_y - U_2)/Z_0,$$

Откуда

$$U_2 = (-Z_0/Z_1) \cdot U_1 / (1 + (1/K_y) \cdot (1 + Z_0/Z_1)). \quad (1.10)$$

Если $K_y \rightarrow \infty$, то выражение $(1/K_y) / (1 + Z_0/Z_1) \rightarrow 0$, откуда

$$U_2 \approx -U_1(Z_0/Z_1) \approx -U_1K, \quad (1.11)$$

где $K = Z_0/Z_1$ – коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью через сопротивление Z_0 .

В настоящее время в мире изготавливаются сотни наименований интегральных ОУ. Все это многообразие можно разделить на группы, объединенные общей технологией и схемотехникой, точностными, динамическими или эксплуатационными характеристиками, причем эти группы могут пересекаться, то есть включать общие элементы.

С точки зрения внутренней схемотехники операционные усилители можно разделить на биполярные, биполярно-полевые и КМОП (на комплементарных полевых транзисторах с изолированным затвором). В биполярно-полевых ОУ полевые транзисторы с управляющим p - n -переходом или МОП-транзисторы обычно используются в качестве входных в дифференциальном входном каскаде. За счет этого достигается высокое входное сопротивление и малые входные токи.

Большинство ОУ выпускается с двумя входами: инвертирующим и неинвертирующим. В практике медицинского приборостроения часто возникает потребность в однофазных усилителях, которые легко реализуются из двухфазных ОУ с дифференциальным входным каскадом, при этом обеспечиваются высокая стабильность и точность усиления.

На основе схем дифференциальных усилителей создаются схемы инвертирующего и неинвертирующего усилителей (рис. 1.7). При анализе этих схем на практике обычно считают, что входные токи $i_{вх}(i_+ \text{ и } i_-)$ малы и их принимают равными нулю, а напряжения на

его инверсном и неинверсном входах равными между собой ($U_+ = U_-$). Для инвертирующего усилителя, полагая, что K_y стремится к бесконечности, при $i_- = 0$ получают: $i_1 = i_2$ или $U_{BX}/R_1 = -U_{ВЫХ}/R_0$, откуда:

$$U_{ВЫХ} = -U_{BX} R_0 / R_1 = -K U_{BX}. \quad (1.12)$$

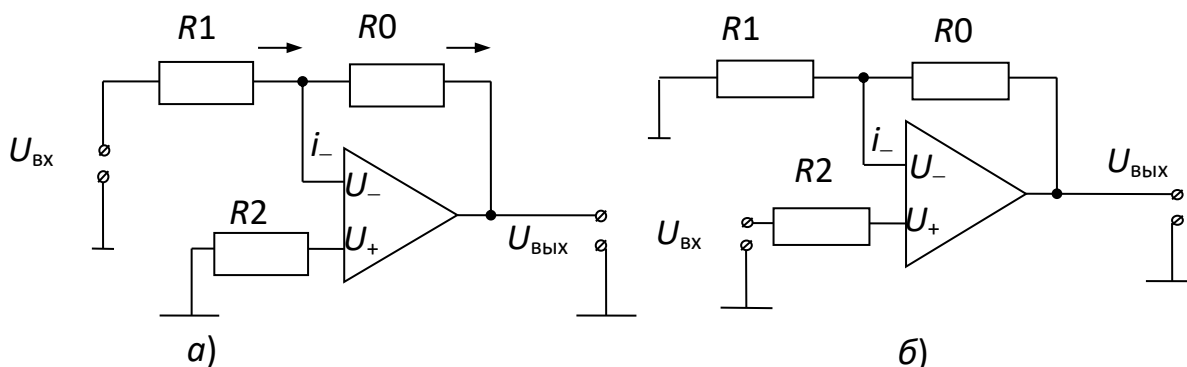


Рис. 1.7. Структурные электрические схемы инвертирующего (а) и неинвертирующего (б) усилителей

Для неинвертирующего усилителя при K_y , стремящемся к бесконечности, напряжение на инвертирующем входе можно определить как:

$$U_- = U_{ВЫХ} R_1 / (R_0 + R_1).$$

При $U_- = U_+$ можно записать:

$$U_{ВЫХ} = U_{ВХ} (1 + R_0 / R_1). \quad (1.13)$$

При $R_0 = 0$ $U_{ВЫХ} = U_{ВХ}$, то есть усилитель работает в режиме повторителя. Такая схема может быть использована для повышения входного сопротивления и снижения выходного сопротивления.

Иногда при расчётах схем с инвертирующими и неинвертирующими усилителями используют понятие коэффициента обратной связи, который для обеих схем вычисляют по формуле:

$$\beta = R_1 / (R_1 + R_0). \quad (1.14)$$

В инвертирующем усилителе входное напряжение $U_{\text{вх}}$ проходит на инвертирующий вход с коэффициентом:

$$\mu = R_0 / (R_1 + R_0). \quad (1.15)$$

С учётом конечного значения K_y усилителя из формул (1.13) и (1.14) можно получить формулы для расчёта коэффициентов усиления инвертирующего ($K_{\text{и}}$) и неинвертирующего ($K_{\text{н}}$) усилителей:

$$K_{\text{и}} = -\mu K / (K\beta + 1) = -R_0 / R_1 (1 / (1 + 1/K\beta));$$

$$K_{\text{н}} = K / (K\beta + 1) = (R_0 / R_1 + 1) (1 / (1 + 1/K\beta)),$$

откуда при $K\beta \gg 1$ легко получить:

$$K_{\text{и}} = -R_0 / R_1; \quad K_{\text{н}} = 1 + R_0 / R_1. \quad (1.14)$$

Резистор R_2 вводится в усилитель с целью уменьшения погрешности от входных токов i_+ и i_- , причем в случае их равенства полная коррекция влияния этих токов достигается при условии равенства сопротивлений R_2 и параллельного соединения сопротивлений R_1 и R_0 , то есть $R_2 = R_1 R_0 / (R_1 + R_0)$.

Практическая часть

Задание 1. На беспаячной макетной плате (breadboard) собрать схему транзисторного усилителя, представленную на рисунке 1.8.

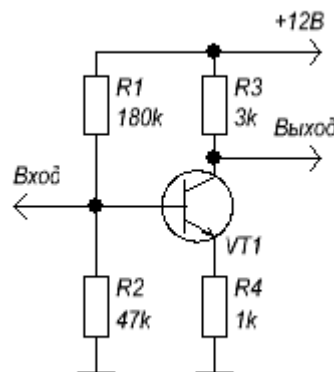


Рис. 1.8. Схема транзисторного усилителя

Задание 2. Рассчитать коэффициент усиления указанной схемы по номинальным значениям сопротивления.

Проанализировать изменение сигнала на выходе схемы, с помощью осциллографа, рассчитать коэффициент усиления сигнала. Изменяя частоту входного сигнала, проанализировать поведение выходного сигнала, сделать 5 измерений, построить график зависимости $U_{вх}/U_{вых}$.

Задание 3. Заменить сопротивление R_3 в собранной схеме транзисторного усилителя. Повторить пункты задания 2. Зафиксировать результаты.

Задание 4. Собрать схему инвертирующего усилителя, приведенного на рисунке 1.7. Рассчитать коэффициент усиления сигнала по формуле 1.14. Свои расчёты проверить на осциллографе. Изменяя частоту входного сигнала, проанализировать поведение выходного сигнала, сделать 5 измерений, построить график зависимости $U_{вх}/U_{вых}$. Проанализировать экспериментально влияние изменения частоты входного сигнала на выходной.

Задание 5. Заменить сопротивление R_0 в собранной схеме инвертирующего усилителя. Повторить пункты задания 4. Повторить пункты задания 2. Зафиксировать результаты.

Задание 6. Подготовить отчет.

Контрольные вопросы

1. Нарисуйте график зависимости $U_{вых}$ от $U_{дф}$ с учетом напряжения смещения,
2. Дайте определение коэффициента усиления по напряжению и напряжения смещения
3. Дайте определение коэффициента ослабления синфазного сигнала и приведите формулу его расчета.
4. Как определяются полоса пропускания и частота единичного усиления операционного усилителя?
5. Нарисуйте схемы инвертирующего и не инвертирующего усилителей и приведите основные аналитические соотношения для определения их коэффициентов усиления по напряжению.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2. ПОДАВЛЕНИЕ СИНФАЗНЫХ ПОМЕХ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Цель работы. Изучить основные средства борьбы с синфазными помехами, научиться строить соответствующие схемы подавления, рассчитывать коэффициент усиления и ослабления синфазного сигнала.

Теоретическая часть

Одним из источников помех в приемных трактах биотехнических систем, содержащих усилительные каналы, являются помехи, наводимые во входных цепях усилителей (например, помехи, возникающие в проводах, соединяющих электроды (датчики) с входами усилителя). Если помеха, создаваемая за счет индуктивных и емкостных связей, за счет ЭДС поляризации электродов и т.д., в равной мере наводится в обоих проводниках, подключённых к инвертирующему и неинвертирующему входам дифференциального усилителя, то она называется *синфазной помехой* $U_{\text{снф}}$ (или продольной помехой, помехой общего вида). Если помеха создает разность напряжений между этими проводниками, то есть идет вместе с полезным сигналом, то её называют *дифференциальной помехой* $U_{\text{дф}}$ (противофазной, поперечной).

На рис. 2.1 приведена эквивалентная схема, показывающая, как приложены названные помехи по отношению к источнику сигнала и первому усилительному каскаду.

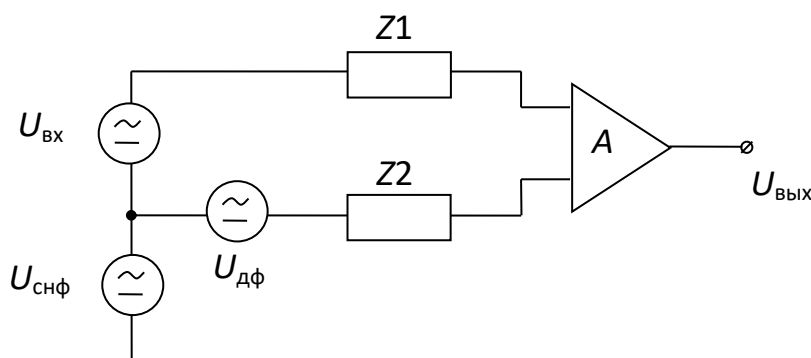


Рис. 2.1. Схема приложения продольных и поперечных помех к ОУ

Поперечную помеху $U_{\text{дф}}$, особенно если ее спектр совпадает со спектром полезного сигнала $U_{\text{ВХ}}$, очень трудно отделить от $U_{\text{ВХ}}$. Основными способами борьбы с ней являются: экранирование мощных источников электромагнитного излучения и малосигнальных

цепей, использование симметричных схем датчиков и их соединительных линий, пространственное разделение силовых и информационных элементов схем.

Синфазная помеха прикладывается ко входам усилителя иначе, чем полезный сигнал, что существенно облегчает борьбу с ней. На рис.2.2 представлена схема усиления аналогового сигнала, получаемого от удалённого источника при наличии синфазной помехи. Сопротивление проводов $R_{пр1}$ и $R_{пр2}$ будем считать активным и, в общем случае, различным.

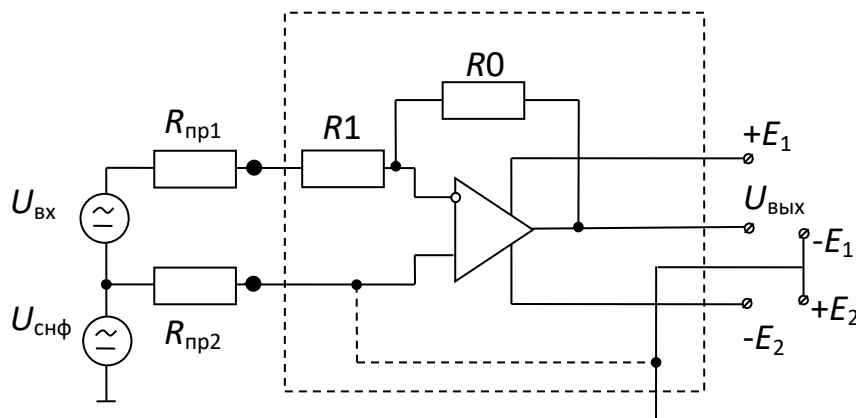


Рис. 2.2. Схема усиления сигнала от удаленного источника с синфазной помехой

Синфазная помеха может быть создана из-за емкостных и индуктивных связей, падением напряжения на общем соединительном проводе (при наличии гальванической связи источника полезного сигнала с корпусом усилителя), напряжением поляризации электродов для отведения биопотенциалов и т.д. Рассмотрим способ подавления синфазных помех, который используется в усилителе по схеме с инвертирующим входом (см. рис. 2.2).

Составляющая выходного напряжения от полезного сигнала определяется как:

$$U'_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_0}{R_1 + R_{\text{пр1}}} U_{\text{ВХ}},$$

а составляющая от синфазной помехи:

$$U''_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_0 + R_1 + R_{\text{пр1}}}{R_1 + R_{\text{пр1}}} U_{\text{снф}} - \frac{R_0}{R_1 + R_{\text{пр1}}} U_{\text{снф}} = U_{\text{снф}},$$

то есть полезный сигнал усиливается в $R_0 / (R_1 + R_{пр1})$ раз, а синфазная помеха передаётся на выход без усиления. Если не инвертирующий вход усилителя соединить с его общим проводом, произойдёт усиление помехи в $R_0 / (R_1 + R_{пр1})$ раз. Следовательно, такое соединение делать нельзя.

Характеристикой, позволяющей оценить способность схемы к подавлению синфазных помех, является коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ОСС}$ (отношение коэффициента передачи полезного сигнала к коэффициенту передачи синфазного сигнала помехи). Для схемы, приведенной на рис. 2.2, $K_{ОСС} = R_0 / (R_1 + R_{пр1})$.

Наилучшим способом подавления синфазных помех является использование дифференциальных усилителей с симметричным включением (рис. 2.3). Для этой схемы:

$$U'_{\text{ВЫХ}} = -(R_0 / R'_1) U_{\text{ВХ}}, \quad (2.1)$$

$$U''_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_3}{R'_2 + R_3} \frac{R_0 + R'_1}{R'_1} U_{\text{снф}} - \frac{R_0}{R'_1} U_{\text{снф}}, \quad (2.2)$$

где $R'_1 = R_1 + R_{пр1}$; $R'_2 = R_2 + R_{пр2}$.

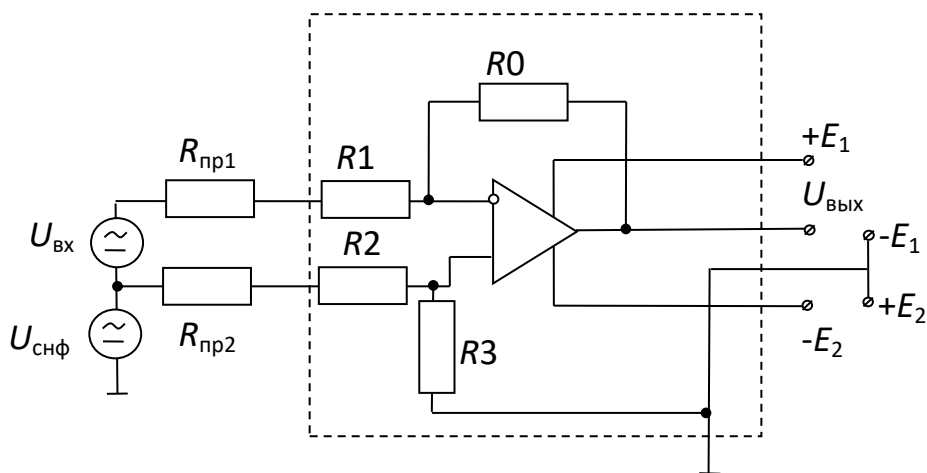


Рис. 2.3. Подавление синфазных помех по схеме с симметричным включением

Если обеспечить соотношения $R_0 = R_3$ и $R'_1 = R'_2$, то $U''_{\text{ВЫХ}} \approx 0$. Следовательно, существует теоретическая возможность полного

подавления синфазных помех. Практически достигаются величины $K_{\text{ОСС}} = 80 \dots 100$ дБ. Для обеспечения более полного подавления синфазной помехи необходимо как можно более точно выполнять соотношения (2.1) и (2.2), (при больших входных сопротивлениях усилителя). В этом случае из-за относительной малости величин $R_{\text{пр1}}$ и $R_{\text{пр2}}$ необходимо обеспечивать равенство R_1 и R_2 .

Рассчитать реальное значение величины $K_{\text{ОСС}}$ при отклонении значений резисторов от расчетных можно по выражениям (2.1) и (2.2).

Реальные схемы подавления синфазных помех строятся с помощью специально организуемых дифференциальных каскадов и так называемых *инструментальных усилителей*, которые в отечественной литературе часто называют *измерительными усилителями*.

Инструментальные усилители – это устройства с дифференциальным входом, построенные так, что они усиливают только разность напряжений, поданных на их входы, и не реагируют на синфазные напряжения.

По такому принципу работают приведенные выше эквивалентные схемы и организуются так называемые *дифференциальные усилители*. В этом смысле класс дифференциальных усилителей является подклассом инструментальных (измерительных) усилителей.

Простейшая схема дифференциального усилителя (ДУ) приведена на рис. 2.4. Используя выражения для коэффициентов усиления инвертирующего и неинвертирующего усилителя и рассматривая выходное напряжение как сумму двух независимых составляющих U_1 и U_2 , получаем:

$$U_{\text{вых}} = U_2 \frac{R_3}{R_2 + R_3} \left(1 + \frac{R_0}{R_1} \right) - U_1 \frac{R_0}{R_1}. \quad (2.3)$$

При выполнении соотношения $R_2 / R_3 = R_1 / R_0$, получим выражение:

$$U_{\text{вых}} = (U_2 - U_1)(R_0 / R_1).$$

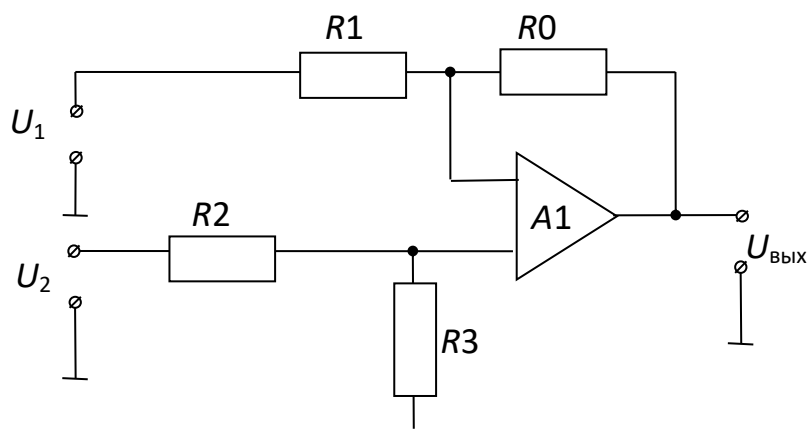


Рис. 2.4. Схема простейшего ДУ

При выполнении указанного соотношения усиление дифференциального сигнала намного больше усиления синфазного сигнала, а коэффициент ослабления синфазного сигнала будет максимальным.

Учитывая не идеальность изготовления внешних по отношению к ОУ резисторов, коэффициент усиления синфазного сигнала, обусловленный их рассогласованием, определяется как:

$$K_{\text{снф1}} = \frac{R_1 R_3 - R_0 R_2}{R_1 (R_2 + R_3)}, \quad (2.4)$$

а коэффициент, обусловленный конечным значением ($K_{\text{ООС}}^y$) операционного усилителя определяется по формуле:

$$K_{\text{снф2}} = \frac{R_0}{R_1 K_{\text{ООС}}^y}, \quad (2.5)$$

где $K_{\text{ООС}}^y$ — относительная величина, измеренная не в логарифмической шкале.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала всей схемы определяется выражением:

$$K_{\text{ООС}} = K_{\text{дф}} / (K_{\text{снф1}} + K_{\text{снф2}}), \quad (2.6)$$

где $K_{\text{дф}}$ – дифференциальный коэффициент усиления.

При выполнении условия $R_2/R_3=R_1/R_0$

$$K_{\text{дф}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_2 - U_1} = \frac{R_0}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_1} \cdot \frac{1}{K_U}}. \quad (2.7)$$

Дифференциальное входное сопротивление определяется выражением:

$$R_{\text{дф}} = R_1 + R_0.$$

Практическая часть

Задание 1. На макетной плате соберите простейшего ДУ, приведенную на рисунке 2.4. Обеспечьте корректность ее работы. Проанализируйте поведение сигнала на входе и выходе схемы.

Задание 2. Рассчитайте коэффициент усиления и ослабления синфазного сигнала. Для полученной схемы

Задание 3. Сделайте отчет.

Контрольные вопросы.

1. Что такое синфазная помеха. Как она появляется?
2. Как организуются схемы подавления синфазных помех?
3. Что такое коэффициент ослабления синфазного сигнала?
4. По какому принципу работают дифференциальные усилители?
5. Как работает схема подавления синфазных помех с симметричным включением?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3. СУММАТОР-ВЫЧИТАТЕЛЬ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ

Цель работы. Изучить принципы построения схем сумматора-вычитателя на операционном усилителе

Теоретическая часть.

С использованием одноходовых и дифференциальных ОУ легко реализуются различные варианты *аналоговых сумматоров-вычитателей*. На рис. 3.1, а приведена схема одноходового сумматора.

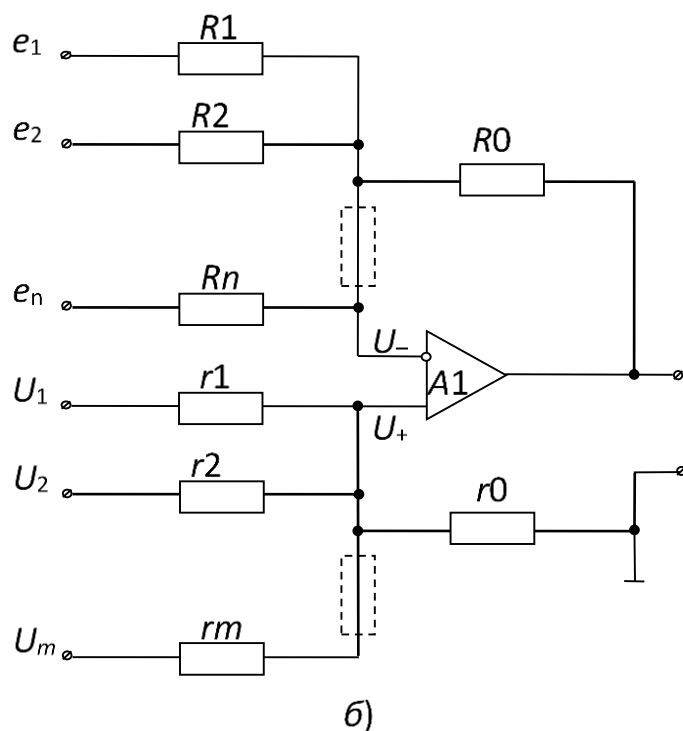
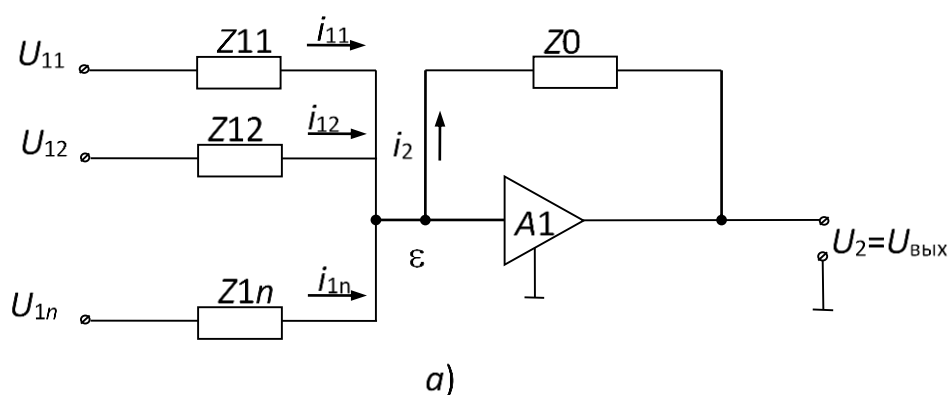


Рис. 3.1 Типовые схемы: а)- сумматора; б)- сумматора-вычитателя

Будем считать, что ко входу усилителя в общем виде подключены комплексные входные сопротивления (импедансы) $Z_{11}, Z_{12}, \dots, Z_{1n}$, на которые подаются напряжения $U_{11}, U_{12}, \dots, U_{1n}$, тогда будут справедливы соотношения:

$$\begin{aligned} i_2 &= i_{11} + i_{12} + \dots + i_{1n}; \\ i_{1j} &= (U_{1j} - \varepsilon) / Z_{1j}, \quad j=1, n; \\ U_2 &= -K_y \varepsilon, \end{aligned}$$

Откуда:

$$U_{2T} = \frac{Z_0 \sum_{j=1}^n \frac{U_{1j}}{Z_{1j}}}{1 + \frac{1}{K_y} \left(1 + Z_0 \sum_{j=1}^n \frac{1}{Z_{1j}} \right)}.$$

Если $K_y \rightarrow \infty$, то

$$\frac{1}{K_y} \left(1 + Z_0 \sum_{j=1}^n \frac{U_{1j}}{Z_{1j}} \right) \rightarrow 0,$$

Откуда:

$$U_2 = -Z_0 \sum_{j=1}^n \frac{U_{1j}}{Z_{1j}}. \quad (3.1)$$

Уравнение (3.1) считают основным уравнением реального одноходового ОУ, которое часто записывают в виде:

$$U_2 = - \sum_{j=1}^n \frac{Z_0}{Z_{1j}} U_{1j} = - \sum_{j=1}^n K_j U_j,$$

где $K_j = Z_0 / Z_{1j}$ – коэффициенты усиления по j -м входам.

На рис. 3.1, б приведена схема сумматора-вычитателя на основе дифференциального ОУ. При равенстве нулю входных токов усилителя для неинверсного входа можно записать:

$$U_+ = \left(\sum_{i=1}^m \frac{r_0}{r_i} U_i \right) / \left(\sum_{i=1}^m \frac{r_0}{r_i} + 1 \right).$$

Для инверсного входа получаем:

$$\sum_{j=1}^n \frac{e_j}{R_j} = \frac{U_-}{R_0} \left(\sum_{j=1}^n \frac{R_0}{R_j} + 1 \right) - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_0}.$$

Принимая во внимание, что $U_- = U_+$, получим выражение:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\sum_{j=1}^n (R_0 / R_j + 1)}{\sum_{j=1}^m (r_0 / r_i + 1)} \cdot \sum_{i=1}^m \frac{r_0}{r_i} U_i - \sum_{j=1}^n \frac{R_0}{R_j} e_j. \quad (3.2)$$

В частном случае, когда все сопротивления в схеме равны ($R_0 = R_j = r_0 = r_i = R$), получаем:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \sum_{i=1}^m U_i - \sum_{j=1}^n e_j. \quad (3.3)$$

Практическая часть

Задание 1. Соберите схему сумматора-вычитателя, представленную на рисунке 3.1.

Задание 2. Обеспечьте корректную работу схемы, протестируйте работу схемы на переменном и постоянном токе. Добейтесь увеличения сигнала в 2 раза, в 10 раз и 0,5 раза.

Задание 3. Сделать отчет.

Контрольные вопросы.

1. Какие линейные преобразования можно осуществлять над аналоговыми сигналами?
2. Приведите схему простейшего сумматора-вычитателя на ОУ. Расскажите о принципах ее работы.
3. Как реализуются схемы масштабирования на ОУ?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №4. СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Цель работы. Изучить классификацию и основные характеристики фильтров, методы их расчёта и построения.

Теоретическая часть

Фильтры можно классифицировать различными способами. Один из наиболее распространенных принципов классификации определяет меру того, какая часть диапазона частот, поступивших на вход фильтра, попадает на его выход.

Фильтры нижних частот (ФНЧ) пропускают на выход все частоты, начиная с нулевой и до некоторой заданной частоты, называемой частотой среза $f_{\text{ср}}$. Для частот выше частот среза фильтры нижних частот ослабляют сигнал (рис. 4.1, а). Диапазон частот от нуля до $f_{\text{ср}}$ называют *полосой пропускания*. Частота среза – это частота, при которой напряжение на выходе фильтра падает до уровня 0,707 от напряжения в полосе пропускания $U_{\text{п}}$ (т.е. падает на 3 дБ). Начиная с некоторой частоты $f_{\text{в}}$ ФНЧ практически не пропускают (достаточно сильно с точки зрения решаемой задачи подавляют) входной сигнал переменного тока. Полоса частот, в которой входной сигнал практически не пропускает на выход ФНЧ или, по крайней мере, может не учитываться при решении конкретных задач, называется *полосой подавления* (или *заграждения*). Частота $f_{\text{в}}$ – это частота, при которой выходное напряжение на 3 дБ выше, чем выходное напряжение в полосе подавления. Интервал частот от $f_{\text{ср}}$ до $f_{\text{в}}$ называют *переходным участком*.

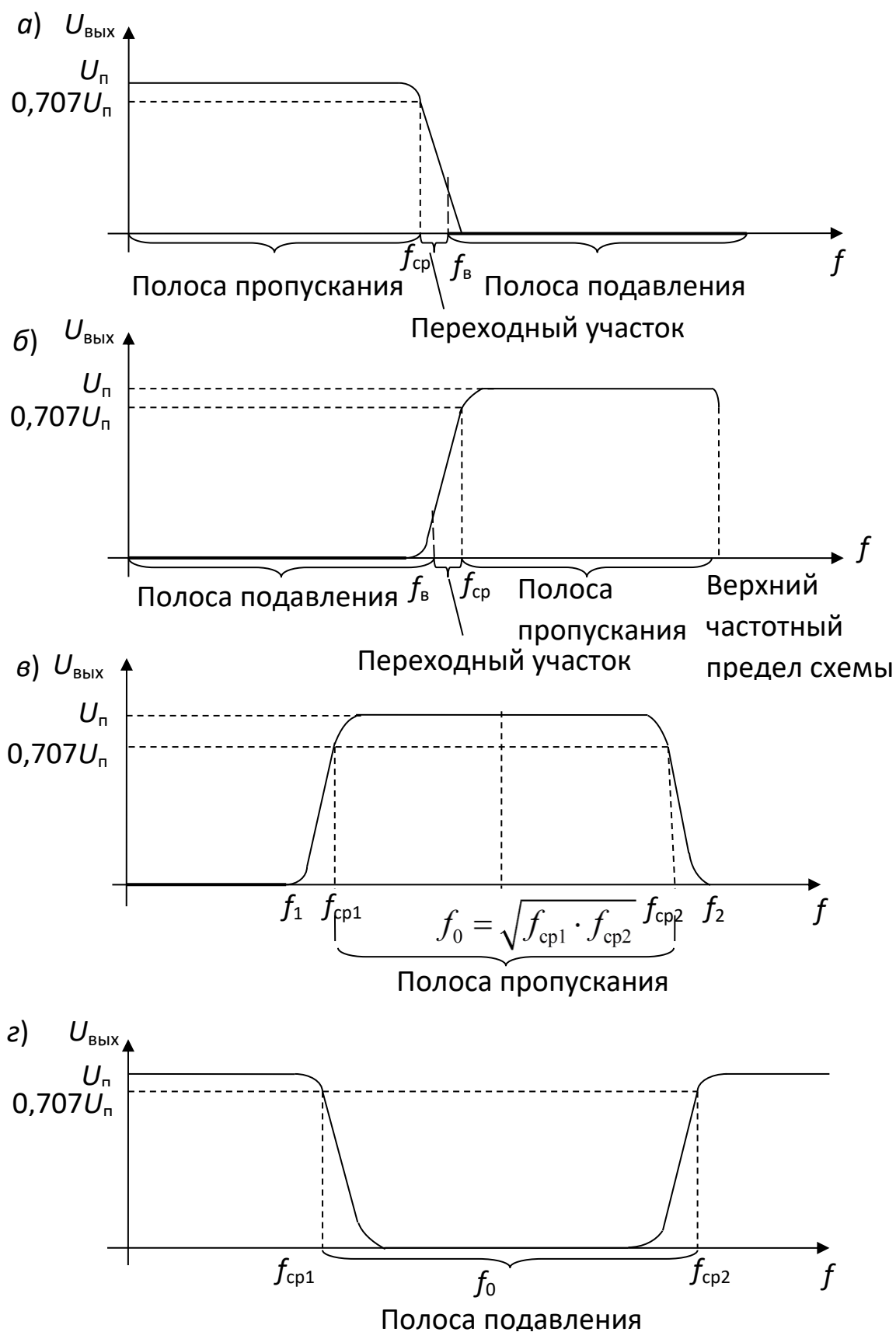


Рис. 4.1. Амплитудно-частотные характеристики фильтров различных типов: а)- фильтр низких частот; б)- фильтр высоких частот; в)- полосовой фильтр; г)- режекторный фильтр

Фильтр верхних частот (ФВЧ) ослабляет все частоты, начиная от 0 и до частоты $f_{\text{ср}}$, и пропускает все частоты выше $f_{\text{ср}}$ до верхнего частотного предела используемой схемы ОУ (в идеале – до бесконечности) (рис. 4.1, б).

Полосовой фильтр пропускает все частоты в полосе между нижней и верхней частотой среза $f_{\text{ср1}}$ и $f_{\text{ср2}}$. Все частоты ниже $f_{\text{ср1}}$ и $f_{\text{ср2}}$ подавляются (рис. 4.1, в). Диапазоны от f_1 до $f_{\text{ср1}}$ и $f_{\text{ср2}}$ до f_2 являются переходными участками. Геометрическое среднее частот $f_{\text{ср1}}$ и $f_{\text{ср2}}$ называют средней центральной частотой $f_0 = \sqrt{f_{\text{ср1}} \cdot f_{\text{ср2}}}$.

Режекторный полосовой фильтр (заграждения) ослабляет все частоты между $f_{\text{ср1}}$ и $f_{\text{ср2}}$ и пропускает все остальные частоты (рис. 4.1, г). Эти фильтры используют чаще всего для подавления сигнала помехи, например, сетевой помехи частотой 50 Гц.

При расчете фильтров и изображений их частотных характеристик часто на практике используют логарифмический масштаб. Коэффициент усиления в логарифмической шкале A выражается в децибелах $A(\text{дБ}) = 20 \cdot \lg A$, где A – числовое значение коэффициента усиления.

Шкала частот представляется в логарифмическом масштабе и использует два варианта разметки. *Октавой* называется изменение (увеличение или уменьшение) частоты вдвое. Например, если частота увеличивается от 500 до 1000 Гц, говорят, что она возрастает на одну октаву. *Декадой* называется десятикратное увеличение или уменьшение частоты. Так, если частота увеличивается от 100 до 1000 Гц, она возрастает на одну декаду. На рис. 4.2 показана частотная характеристика фильтра низких частот, имеющего скорость спада 6 дБ/октаву или 40 дБ/декаду.

Среди недостатков активных фильтров отмечают то, что они требуют наличия источников питания, а их рабочий диапазон ограничивается частотными свойствами ОУ.

Дадим определения, характеризующие основные параметры активных фильтров.

Полюсами фильтра с практической точки зрения называют слагаемые наклона его частотной характеристики на переходном участке, обусловленное наличием RC -цепей, используемых для формирования частотных характеристик.

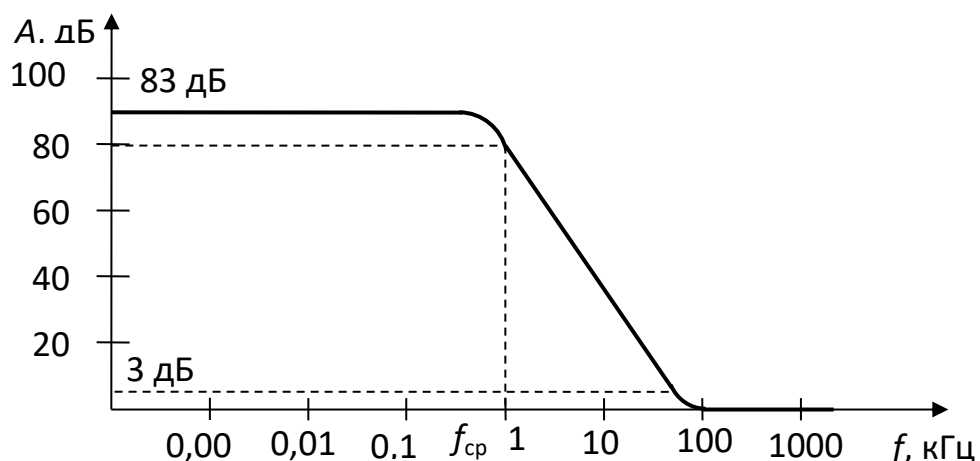


Рис. 4.2. Частотная характеристика ФНЧ

Порядок фильтра – это число его полюсов. Каждый полюс вносит в наклон переходного участка 6 дБ/октаву или 20 дБ/декаду. Число полюсов фильтра связывают также со степенью полиномов передаточных функций фильтров.

Коэффициент затухания (α) определяет форму характеристики фильтра на переходном участке и вид выброса характеристики в полосе пропускания вблизи переходного процесса. Таким образом, коэффициент затухания определяет форму частотной характеристики фильтра, то есть его тип. На рис. 4.3 представлены частотные характеристики фильтров различных типов с различным коэффициентом затухания.

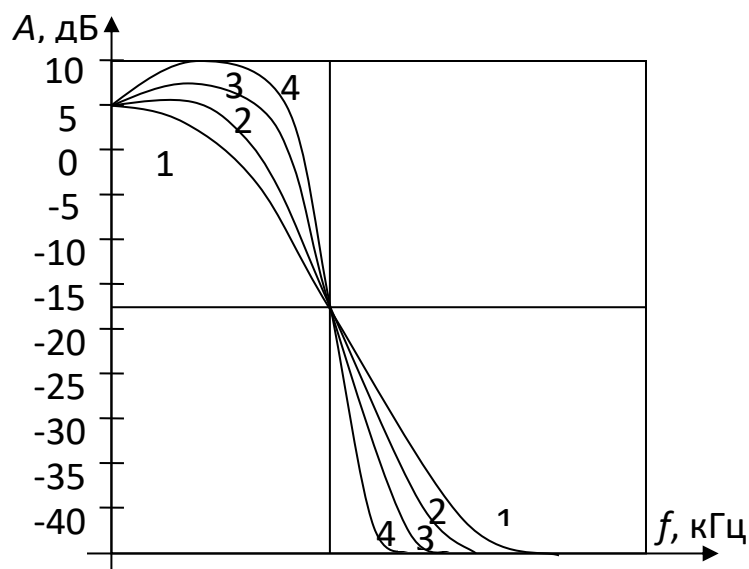


Рис. 4.3. Частотные характеристики фильтров различных типов:
 1 – фильтр Бесселя ($\alpha = 1,732$); 2 – фильтр Баттерворта ($\alpha = 1,414$);
 3 – фильтр Чебышева с неравномерностью 1 дБ;
 4 – то же с неравномерностью 3 дБ

Неравномерность связывают с величиной отклонений (колебаний) вершины логарифмической амплитудно-частотной характеристики в полосе его пропускания (ΔL).

Добротность (Q) связывает среднюю частоту полосы пропускания и её ширину на уровне 3 дБ (рис. 4.4). Численно добротность определяют как:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{\sqrt{f_1 f_2}}{(f_2 - f_1)}, \quad (4.1)$$

где $\sqrt{f_1 f_2}$ – средняя частота; f_1 и f_2 – соответственно нижняя и верхняя частота среза на уровне 3 дБ от K_{Π} в полосе пропускания.

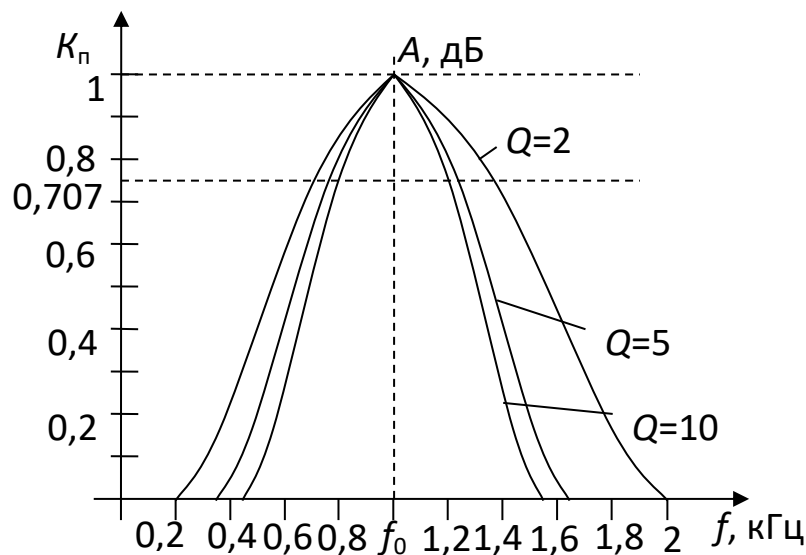


Рис. 4.4. Основные характеристики фильтров для различных добротностей Q

Для активных фильтров $Q=1/\alpha$. Коэффициент усиления в полосе пропускания активного фильтра определяют как $K_{\Pi}=U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$.

Чувствительность (S) определяется как выраженное в процентах изменение характеристики схемы при частичном изменении одной из независимых переменных в схеме. Чувствительность данного характеристического параметра, например, избирательности Q активного фильтра относительно частичного изменения параметра элементов схемы фильтра определяется в следующем виде:

$$S_X^Q = \frac{\partial Q/Q}{\partial X/X} = \frac{X}{Q} \frac{\partial Q}{\partial X}, \quad (4.2)$$

где X может быть любым из параметров пассивных элементов или усилителя.

Например, запись $S_{R1}(\omega_0) = -0,5$ (где $\omega_0 = 2\pi f_0$, а R_1 – сопротивление активного фильтра) показывает, что ω_0 уменьшается на 0,5%, если R_1 увеличивается на 1%.

В таблице 4.1 приведены основные характеристики фильтров второго порядка различного типа.

Таблица 4.1. Характеристики фильтров второго порядка

Тип фильтра	α	Отношение $f_{3\text{дБ}}/f_{\text{ср}}$
Баттерворта	1,414	1,00
Бесселя	1,732	0,785
Чебышева:		
неравномерность 0,5 дБ	1,578	1,390
неравномерность 1 дБ	1,059	1,218
неравномерность 2 дБ	0,886	1,074
неравномерность 3 дБ	0,766	1,000

Фильтр Баттерворта характеризуется тем, что его амплитудно-частотная характеристика в пределах полосы пропускания близка к равномерной. Поэтому фильтр Баттерворта используют тогда, когда желательно иметь постоянный коэффициент усиления для всех частот полосы пропускания. Данный фильтр даёт нелинейную фазочастотную характеристику.

Амплитудно-частотная характеристика фильтра Чебышева имеет волнообразные зубцы в полосе пропускания и равномерна в полосе подавления. Количество зубцов в таких фильтрах тем больше, чем больше его порядок. Амплитуда этих зубцов может быть задана в процессе проектирования. Фильтр Чебышева обеспечивает на переходном участке крутые характеристики. Фазочастотная характеристика фильтра Чебышева ещё более нелинейна, чем у фильтра Баттерворта. Наклон характеристики у фильтра Чебышева может превышать 6 дБ/октаву на один полюс. Зависимость ослабления (дБ) на переходном участке для этого фильтра от частоты имеет вид

$$OS = 20 \lg E + 6(n-1) + 20n \lg(\omega/\omega_{cp}), \quad (4.3)$$

где n – порядок фильтра; $\omega_{cp}=2\pi f_{cp}$;

E – постоянная, принимающая значение от 0 до 1 и характеризующая неравномерность характеристики в полосе пропускания.

Фильтры Бесселя обладают линейной фазовой характеристикой. В отличие от фильтров Баттерворта и Чебышева эти фильтры практически не дают выбросов при подаче на вход ступенчатых сигналов, поэтому их применяют для фильтрации прямоугольных импульсов без изменения их формы. Фильтры Бесселя дают наклон меньше 6 дБ/октаву. Частота среза фильтра Бесселя определяется как частота, на которой запаздывание по фазе Θ равно половине запаздывания, максимально возможной для данного фильтра:

$$\Theta(f_{cp}) = \Theta_{max}/2 = (n\pi/2)/2 \text{ рад}. \quad (4.4)$$

Выбирая типы и характеристики фильтров можно обеспечить требуемые преобразования биомедицинских сигналов в частотной области, например, с целью подавления помех различной природы.

Схема одного из популярных фильтров нижних частот второго порядка Саллена – Кея представлена на рис. 4.5, а.

Каждая из RC-цепей вносит наклон 6 дБ/октаву на переходном участке. Сопротивления R_A и R_B определяют коэффициент затухания. Характеристика вблизи края полосы пропускания формируется за счет обратной связи через конденсатор $C1$. Если $R_1=R_2$ и $C_1=C_2$, то методика расчета фильтра достаточно проста.

Расчет фильтра начинается с выбора его типа и определения величины f_{cp} .

1. Из таблицы 4.1 для выбранного типа фильтра выбираем отношение $f_{3дБ}/f_{cp}=d$ и определяем величину $f_{cp}=f_{3дБ}/d$.

2. Выбираем величину $C=C_1=C_2$ и рассчитываем величину R из соотношения $f_{cp}=1/(2\pi RC)$, $R=R_1=R_2$.

Возможно пп. 1 и 2 придется повторить, чтобы величина R лежала в разумных пределах.

3. Из таблицы 2.1 находим величину коэффициента затухания α .

4. Выбираем подходящее значение R_A , которое удобно выбирать равным R , и находим величину $R_B=(2-\alpha)R_A$.

5. Находим коэффициент усиления в полосе пропускания по формуле $K_{\Pi} = R_B/R_A + 1$.

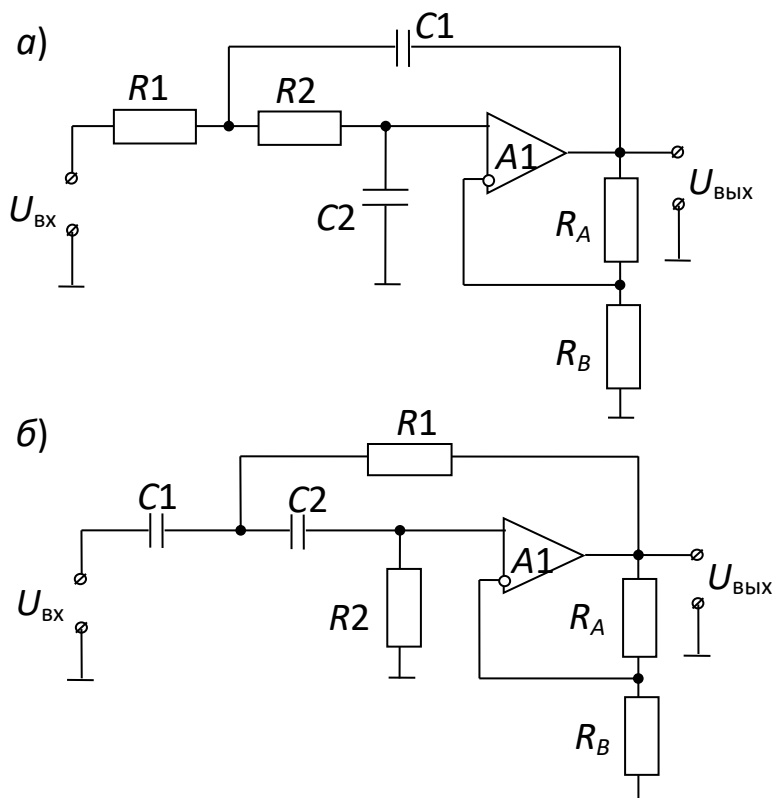


Рис. 4.5. Фильтры Саллена – Кея: а)- низких частот; б)- верхних частот

Схема фильтра верхних частот Саллена – Кея с равными компонентами приведена на рис. 4.5, б. Каждая из RC -цепей вносит наклон по 6 дБ/октаву. Характеристика вблизи края полосы пропускания формируется за счет обратной связи через сопротивление $R1$. При расчёте параметров фильтра, как и для фильтра нижних частот, с помощью таблицы 4.1 находится величина $f_{\text{ср}} = f_{3\text{дБ}}/d$. Полагая, что $C = C_1 = C_2$ и $R = R_1 = R_2$, выбираем величину C из соотношения $f_{\text{ср}} = 1/(2\pi RC)$. Из таблицы 4.1 находим величину α , соответствующую выбранному типу фильтра.

Задавая величину R_A , находим R_B : $R_B = (2 - \alpha)R_A$.

По формуле $K_{\Pi} = R_B/R_A + 1$ находим коэффициент усиления в полосе пропускания.

Оба фильтра (верхних и нижних частот) Саллена – Кея настраивают следующим образом:

1. Величина $f_{\text{ср}}$ устанавливается совместным изменением C_1 и C_2 , R_1 и R_2 .
2. Величина α устанавливается изменением R_B .

Схема простого и хорошо работающего полосового фильтра с умеренными добротностями (имеет Q порядка 10) приведена на рис. 4.6, а. В ней часть характеристики, соответствующая фильтру низких частот, обеспечивается элементами $R1$, $C1$, а часть характеристики, соответствующая фильтру верхних частот, обеспечивается элементами $R2$, $C2$. Параллельное включение $R3$, $C1$ в цепи обратной связи обеспечивает положение максимума АЧХ вблизи частоты f_0 . Сопротивление $R2$ – необязательный элемент, оно служит для увеличения $R_{вх}$ и обеспечивает возможность задания коэффициента усиления в полосе пропускания.

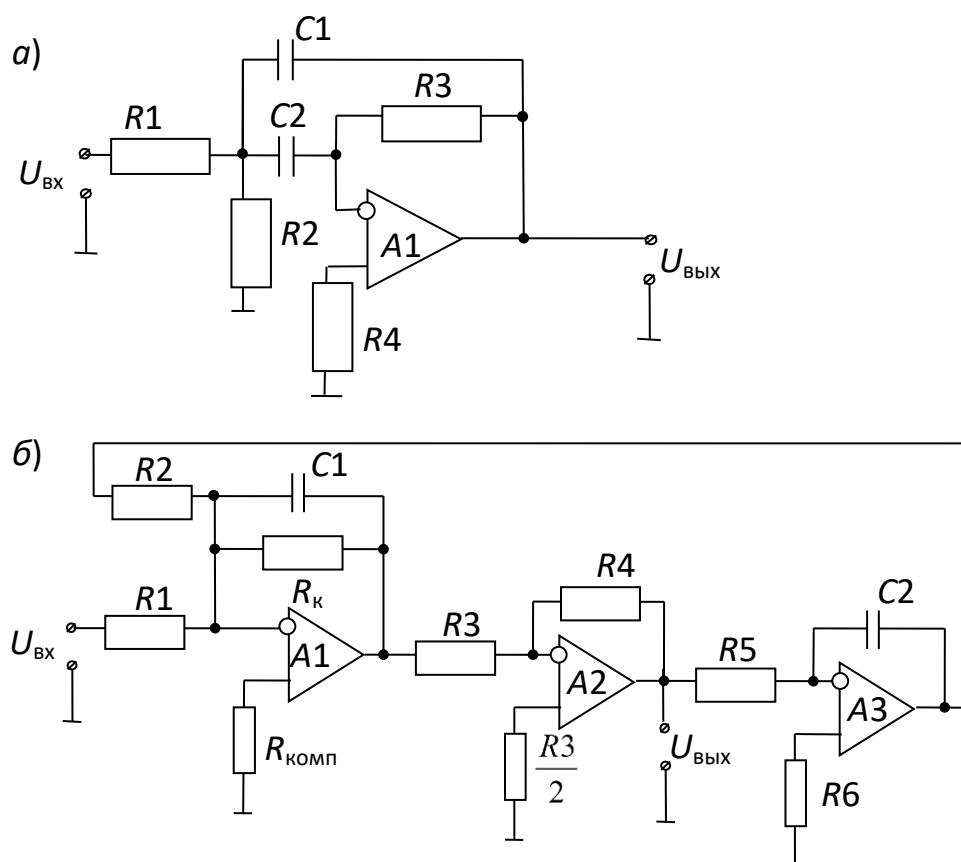


Рис. 4.6. Схемы полосовых фильтров: а)- комбинированный фильтр; б)- биквадратный фильтр.

Процедура расчета фильтра по схеме, приведенной на рис. 4.6, а, без сопротивления $R2$ состоит из следующих этапов.

1. Выбираются значения частот среза f_1 и f_2 и находятся величины

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \text{ и } Q = f_0 / (f_2 - f_1).$$

Если $Q < 15$, оставляется схема рис. 4.6, а; если $Q > 15$, то выбирается более сложная схема, например, схема биквадратного фильтра (рис. 4.6, б).

2. Выбирается тип ОУ, такой, что его коэффициент усиления должен удовлетворять соотношению $A > 2Q^2$.

3. Полагаем $C_1 = C_2 = C$ и находим

$$R_1 = \frac{1}{4} \pi f_0 Q C R_1 \text{ и } R_3 = \frac{1}{2} \pi f_0 C.$$

4. Рассчитываем коэффициент усиления в полосе пропускания: $K_{\Pi} = 2Q^2$.

Процедура расчета схемы с резистором R_2 отличается тем, что после определения параметров f_0 , Q и C выбирается желаемое значение K_{Π} из условия $K_{\Pi} < 2Q^2$.

Расчет резисторов схемы производится по формулам

$$R_1 = Q / (2\pi f_0 C K_{\Pi}); R_2 = Q / [2\pi f_0 C (2Q^2 - K_{\Pi})]; R_3 = 2Q / (2\pi f_0 C).$$

Далее проверяется значение $K_{\Pi} = R_3 / 2R_1$.

Настройка схемы осуществляется следующим образом:

1) f_0 устанавливается с помощью одновременного изменения C_1 и C_2 или R_1 и R_2 ;

2) Q устанавливается с помощью изменения величин отношения R_3/R_1 , причем величина произведения R_1 и R_3 должна оставаться постоянной;

3) коэффициент усиления в полосе пропускания устанавливается с помощью резистора R_2 .

Биквадратный (биквадный) фильтр – это стабильный фильтр, позволяющий в случае использования его в качестве полосового достигать добротности, превышающие 100. Он легко соединяется в последовательные схемы для получения многокаскадных фильтров. Одним из свойств этого фильтра является неизменность его полосы пропускания при изменении средней частоты, так что в настраиваемых биквадратных фильтрах добротность увеличивается с ростом частоты.

Схема биквадратного полосового фильтра (см. рис. 4.6, б) состоит из двух интеграторов, включенных через инвертирующий усилитель. Если $R_1=R_2$, то $K_{\Pi}=R_K/R_1$. Работает биквадратный фильтр следующим образом. Суммирующий интегратор А1 вычитает из входного напряжения выходной сигнал фильтра низких частот (они сдвинуты по фазе на 180°). На частотах, лежащих ниже переходного участка, эти сигналы взаимно уничтожаются и выходной сигнал отсутствует. Когда частота достигает переходного участка, выходной сигнал больше не может компенсировать входной сигнал, поэтому на выходе биквадратного фильтра появится ненулевой сигнал. На частотах выше f_0 суммарный спад частотной характеристики двух последовательно соединенных интеграторов обеспечивает ослабление выходного сигнала, и таким образом формируется характеристика полосового фильтра.

Процедура расчета биквадратного фильтра состоит из следующих этапов.

1. Выбираются f_1 , f_2 и K_{Π} . Вычисляются f_0 и Q : $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$, $Q = f_0 / (f_2 - f_1)$.
2. Вычисляется параметр σ : $\sigma = Q / K_{\Pi}$.
3. Вычисляются R_1 и R_K : $R_1 = \sigma / (2\pi f_0 C)$; $R_K = Q / (2\pi f_0 C)$.
4. Полагаем, что $R=R_2=R_3=R_4=R_5$, и вычисляем R : $R = \frac{1}{2} \pi f_0 C$.
5. Рассчитываем $R_{\text{комп}} = R_K \parallel R_1 \parallel R_2$.

Настройка схемы производится в следующей последовательности: устанавливается f_0 изменением R_2 ; устанавливается Q изменением R_K ; устанавливается K_{Π} изменением R_1 .

Если нужен фильтр с числом полюсов больше двух, то его легко можно построить, соединив последовательно несколько фильтров более низкого порядка. Последовательное соединение фильтров первого и второго порядков могут дать схемы фильтров любого порядка.

Практическая часть

Задание 1. Соберите схему фильтра Саллена – Кея нижних частот, откалибруйте ее. Рассчитайте параметры фильтра нижних частот по схеме, приведенной выше (рисунок 4.5). Постройте АЧХ Вашего фильтра.

Задание 2. Соберите схему фильтра Саллена – Кея верхних частот, откалибруйте ее. Рассчитайте параметры фильтра нижних частот по схеме, приведенной выше (рисунок 4.5). Постройте АЧХ Вашего фильтра.

Задание 3. Сделайте отчет.

Контрольные вопросы.

1. Перечислите основные типы фильтров?
2. Что такое частота среза фильтра? Что такое добротность фильтра?
3. На какие характеристики влияет порядок фильтра?
4. Что такое АЧХ фильтра? Каковы принципы построения АЧХ фильтра?
5. В чем отличия фильтров Баттерворда, Бесселя и Чебышёва?