

Министерство образования и науки Российской Федерации

Владимирский государственный университет  
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых

Кафедра управления и информатики в технических  
и экономических системах

Методические указания к лабораторным работам по дисциплине

ТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ

Составители:

Грибакин А. С.

Кочуров О. М.

Грибакин В. С.

Владимир 2011

УДК 621.317  
ББК 31.221

Рецензент

доцент Владимирского государственного университета  
С. Н. Марычев

**Методические** указания к лабораторным работам по дисциплине «Технические измерения и приборы» / Составители: А. С. Грибакин, О. М. Кочуров, В. С. Грибакин. — Владимир: ВлГУ — 2011, 55 с.

Приведены описания лабораторных работ, посвященных вопросам моделирования типовых узлов информационно-измерительной аппаратуры в среде Multisim 7. Рассматриваются важнейшие свойства операционных усилителей, как основы для построения преобразователей измерительных сигналов. Изучаются вопросы проектирования измерительных усилителей, аналоговых фильтров и мостовых измерительных преобразователей.

Предназначены для студентов специальности 210100 — Управление и информатика в технических системах.

Ил. 22, Табл. 20. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.317

## **1 Краткие теоретические сведения к лабораторным работам №1, 2**

Операционный усилитель (ОУ) — это унифицированный многокаскадный дифференциальный усилитель постоянного тока, по своим характеристикам приближающийся к воображаемому «идеальному» усилителю. Современные ОУ выполнены в виде интегральных микросхем, снабженных минимум пятью выводами. ОУ имеет два входа — инвертирующий и неинвертирующий, выход и выводы для подключения источника питания. Кроме перечисленных могут присутствовать и другие выводы, например, для установки нуля, частотной коррекции, режме для управление режимом работы и т. п.

Операционные усилители нашли применение в самых разнообразных задачах аналоговой обработки и преобразования сигналов, составляя основу аналоговой электроники.

### **1.1 Основные параметры операционных усилителей**

Идеальный усилитель удовлетворяет следующим требованиям к электрическим параметрам:

1. Коэффициент усиления дифференциального сигнала стремится к бесконечности ( $K_{диф} \rightarrow \infty$ ).
2. Коэффициент передачи синфазного сигнала стремится к нулю ( $K_{синф} \rightarrow 0$ ).
3. Входное сопротивление стремится к бесконечности ( $R_{вх} \rightarrow \infty$ ). Следовательно, входные токи стремятся к нулю ( $I_{вх} \rightarrow 0$ ).
4. Выходное сопротивление стремится к нулю ( $R_{вых} \rightarrow 0$ ).
5. Равенство нулю выходного напряжения при равенстве напряжений на входах, то есть при равенстве нулю дифференциального сигнала ( $U_{вых} = 0$  при  $U_{вх} = 0$ ).
6. Бесконечная полоса усиливаемых частот ( $f_c \rightarrow \infty$ ).

Реальный операционный усилитель может лишь приближаться к идеальному. Для проектирования схем с использованием операционных усилителей необходимо знание параметров ОУ и их влияния на работу усилительного устройства. Рассмотрим основные параметры.

1. *Коэффициент усиления по напряжению* ( $K_{ОУ}$ ) характеризует способность усиливать дифференциальный сигнал, подаваемый на входы ОУ.

$$K_{ОУ} = U_{вых} / \Delta U_{вх}$$

$K_{ОУ}$  выражается в относительных единицах, а чаще в децибелах. Этот параметр также часто называют *коэффициентом передачи ОУ без обратной связи* или *коэффициентом передачи разомкнутого ОУ*. Типовые значения  $K_{ОУ} = 10^4 \dots 10^6$  (80...120 дБ).  $K_{ОУ}$  зависит от частоты усиливаемого

сигнала. Он постоянен в области нижних частот, и спадает со скоростью  $-20$  дБ/дек, начиная с некоторой частоты среза  $f_c$ .

2. В этой связи ОУ характеризуют *частотой единичного усиления* ( $f_1$ ), равной частоте, на которой модуль коэффициента усиления равен единице ( $|K_{OY}|=1$ ). Типовые значения  $f_1=50$  кГц...100 МГц.

3. *Входное напряжение смещения* ( $U_{см}$ ) или *напряжение смещения нуля* — это небольшое нежелательное напряжение, возникающее внутри ОУ, вызывающее появление на его выходе некоторого ненулевого напряжения при равенстве напряжений на входах, то есть при равенстве нулю дифференциального входного сигнала. Напряжение смещения обусловлено в основном неидентичностью напряжений эмиттерных переходов транзисторов входного дифференциального каскада (или напряжений затвористок для ОУ с полевыми транзисторами на входе).

Входным его называют потому, что оно передается на выход схемы усилителя практически с тем же коэффициентом передачи, что и полезный входной сигнал. Фактически напряжение смещения можно представить, как кажущееся напряжение, действующее на входе схемы. Обычно  $U_{см}=50$  мкВ...10 мВ.

4. *Входной ток* ( $I_{вх}$ ) или *входной ток смещения* ( $I_{см}$ ) — небольшой нежелательный ток, протекающий по входным выводам ОУ. Входной ток необходим для обеспечения требуемого режима работы входных транзисторов по постоянному току. Входной ток смещения обычно равен  $I_{вх}=10$  нА...10 мкА. Далее будет показано, что входные токи инвертирующего ( $I_{вх\ u}$ ) и неинвертирующего ( $I_{вх\ n}$ ) входов неравны. Обычно входным током считают средний ток обоих входов:  $I_{вх}=(I_{вх\ u}+I_{вх\ n})/2$ .

5. *Разность входных токов* ( $\Delta I_{вх}$ ) или *входной ток сдвига* ( $I_{сдв}$ ) равен модулю разности входных токов, протекающих по инвертирующему и неинвертирующему входам ОУ.

$$\Delta I_{вх}=|I_{вх\ u}-I_{вх\ n}|.$$

Неравенство входных токов объясняется неидентичностью транзисторов входного каскада ОУ.

Замечание. Напряжение и токи смещения по роду являются постоянными независимо от формы полезного входного сигнала.

Напряжение смещения, токи смещения и ток сдвига подвержены дрейфу с изменением температуры. В этой связи ОУ характеризуются *температурными дрейфами* соответствующих параметров, выражающих изменения параметров при изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$ . Типовые значения:  $\Delta U_{см}/T$  — 100 нВ...10 мкВ на  $1^\circ\text{C}$ ;  $\Delta I_{см}/T$ ,  $\Delta I_{сдв}/T$  — 100 пА — 10 нА на  $1^\circ\text{C}$ .

6. Коэффициент ослабления синфазного сигнала ( $K_{ОСС}$ ) характеризует степень подавления синфазной составляющей входного сигнала. Определяется как отношение коэффициента передачи дифференциального сигнала к коэффициенту передачи синфазного сигнала.

$$K_{ОСС} = K_{диф} / K_{синф}.$$

Типовые значения  $10^3 \dots 10^6$  (60...120 дБ).

7. Скорость изменения (нарастания) выходного напряжения ( $V$ ) — определяет максимальную величину, на которую способно изменяться выходное напряжение ОУ за единицу времени. Возможные значения  $V=0,1 \dots 100$  В/мкс.

8. Максимальное выходное напряжение ( $U_{вых макс}$ ) — максимальное выходное напряжение, при котором усилитель сохраняет свойство линейности (не насыщается). Обычно на 0,5...2 В меньше напряжения питания. Часто говорят о размахе выходного напряжения, то есть удвоенном выходном.

9. Входное сопротивление ( $R_{вх}$ ). Различают дифференциальное ( $R_{диф}$ ) и синфазное ( $R_{синф}$ ) входные сопротивления.  $R_{диф}$  — определяется как сопротивление между входами усилителя, а  $R_{синф}$  — как сопротивление между объединенными входами и общей точкой (землей). Дифференциальное входное сопротивление может достигать нескольких мегаом, а синфазное гигаом.

10. Выходное сопротивление ( $R_{вых}$ ) — это выходное сопротивление ОУ без обратной связи, рассматриваемого как эквивалентный генератор. Типовое значение — сотни Ом. Следует помнить, что введение отрицательной обратной связи уменьшает эквивалентное выходное сопротивление практически до нуля.

Кроме перечисленных параметров ОУ имеют следующие характеристики: допустимый диапазон напряжения питания, коэффициент подавления влияния разности напряжений питания, максимально допустимый выходной ток, диапазон рабочих температур, потребляемая мощность, максимально допустимые входные дифференциальное и синфазное напряжения, уровень шума.

## 1.2 Классификация ОУ

На современном этапе развития аналоговой электроники выделяют следующие группы операционных усилителей.

1. ОУ общего применения — используются для построения узлов, не предназначенных для измерительных целей. На ОУ общего применения, скорее всего, не удастся получить погрешность менее 1%. Типовые характеристики: напряжение смещения — 1...10 мВ; коэффициент усиления — 80...100 дБ; скорость нарастания выходного напряжения 0,1...10 В/мкс.

2. *Быстродействующие ОУ* — имеют скорость нарастания выходного напряжения более 30 В/мкс. Обычно характеризуются высокими значениями напряжения смещения и входного тока, малым коэффициентом усиления. Предназначены, прежде всего, для усиления быстроизменяющихся или импульсных сигналов. Сверхбыстродействующие ОУ могут иметь скорость нарастания порядка нескольких десятков тысяч В/мкс.

3. *Широкополосные ОУ* — обладают частотой единичного усиления более 10 МГц. Чаще всего, являются быстродействующими и имеют те же недостатки. Предназначены для усиления высокочастотных сигналов. Частота единичного усиления современных ОУ может превышать 1 ГГц.

4. *Прецизионные ОУ* — характеризуются малыми значениями напряжения смещения и входных токов, высоким значением коэффициента усиления и коэффициента подавления синфазного сигнала, высоким входным сопротивлением и низким уровнем шума. Как правило, имеют низкое быстродействие. Типовые значения параметров:  $U_{см} < 250$  мкВ;  $K_{ов} > 100$  дБ;  $K_{осс} > 100$  дБ. Предназначены для применения в измерительных цепях, чаще всего, для усиления сигналов постоянного напряжения, так как являются сравнительно узкополосными.

5. *ОУ с малыми входными токами* — усилители с входным каскадом на полевых транзисторах. Как правило, имеют входные токи не более 100 пА.

6. *Инструментальные ОУ* — представляют собой несколько операционных усилителей, соединенных особым образом, и (иногда) схему управления. Часто имеют фиксированный набор коэффициентов усиления, для выбора которых не требуется подключение внешних резисторов. Обладают всеми преимуществами и недостатками прецизионных усилителей, но, как правило, имеют лучшие параметры. Характеризуются очень большими коэффициентом передачи без обратной связи (до 140 дБ), коэффициентом подавления синфазного сигнала (до 130 дБ), входным сопротивлением (до единиц ГОм) и малым смещением (десятки мкВ).

7. *ОУ с компенсацией смещения* — оснащены специальным устройством, которое периодически переводит ОУ в режим измерения собственного смещения и учитывает его, когда ОУ находится в рабочем режиме. Характеризуются очень низким напряжением смещения (до единиц микровольт). Имеют все достоинства и недостатки прецизионных.

8. *Микромощные ОУ* — ОУ с током потребления менее 1 мА. Другой признак — потребляемая мощность менее 100 мкВт. Чаще всего, не обладают высокими характеристиками.

Таблица 1.1 – Основные параметры некоторых распространенных ОУ

	$K_{OУ}$ , дБ	$U_{см}$ , мВ	$\Delta U_{см}$ , мкВ/°С	$I_{см}$ , нА	$\Delta I_{см}$ , нА/°С	$I_{сдв}$ , нА	$\Delta I_{сдв}$ , нА/°С	$K_{OCC}$ , дБ	$f_1$ , МГц	$V$ , В/мкс
КР140УД608	70	10	650	30	–	10	1,5	70	0,35	2,5
КР140УД17	102	0,15	5,0	12		6	0,2	94	0,4	0,1
КР544УД2А	86	30	50	0,1	–	0,1	0,11	70	15	20
OP07C Analog Devices	112 (100)	0,06 (0,15)	0,5 (1,8)	1,8 (7,0)	0,018 (0,05)	0,8 (6,0)	0,012 (0,05)	120 (100)	0,6 (0,4)	0,3 (0,1)
OP37G Analog Devices	124 (117)	0,03 (0,1)	0,3	15 (80)	0,16	12 (75)	0,13	120 (100)	63 (45)	17 (11)
OP177G Analog Devices	136 (126)	0,02 (0,06)	0,7 (1,2)	1,2 (2,8)	0,015 (0,06)	0,3 (2,8)	$1,5 \cdot 10^{-3}$ ( $85 \cdot 10^{-3}$ )	140 (115)	0,6 (0,4)	0,3 (0,1)
OPA621 Burr-Brown	60 (50)	0,2 (1,0)	12	$18 \cdot 10^3$ ( $30 \cdot 10^3$ )	–	$0,2 \cdot 10^3$ ( $2,0 \cdot 10^3$ )	–	75 (65)	500	500
LM318 National Semiconductor	106 (88)	4 (10)	–	150 (500)	–	30 (200)	–	100 (70)	15	70 (50)
LM112 National Semiconductor	110 (93)	0,7 (2,0)	3 (15)	0,8 (2,0)	–	0,05 (0,2)	$0,5 \cdot 10^{-3}$ ( $2,5 \cdot 10^{-3}$ )	100 (85)	1	0,2

Примечание: без скобок указаны типовые значения параметров, в скобках — предельные (наименьшие или наибольшие) значения.

9. *Многоканальные усилители* — содержат несколько ОУ в одном корпусе. Служат для улучшения массогабаритных показателей и снижения энергопотребления аппаратуры.

10. *Высоковольтные ОУ* — обладают размахом выходного напряжения более 30 В.

11. *Мощные ОУ* — характеризуются большими значениями выходного тока ( $I_{вых} > 100$  мА), часто являются высоковольтными. Выпускаются ОУ с выходным током, превышающим 10 А. Могут применяться для непосредственного управления исполнительными механизмами мощностью несколько десятков ватт.

### 1.3 Основные схемы включения ОУ

1. *Неинвертирующая схема*. Электрическая схема неинвертирующего усилителя показана на рисунке 1.1, а). Коэффициент передачи определяется выражением

$$K_{неинв} = \frac{K_{ОУ}}{1 + R_1 K_{ОУ} / (R_1 + R_2)}. \quad (1.1)$$

С учетом  $K_{ОУ} \rightarrow \infty$  на практике часто пользуются приближенной формулой:

$$K_{неинв} \approx 1 + R_2 / R_1. \quad (1.2)$$

Из формулы (1.2) очевидно, что коэффициент передачи не может быть меньше единицы. В измерительных усилителях пренебрежение конечным значением  $K_{ОУ}$ , чаще всего, не оправдано. Зависимость  $K_{ОУ}$  от частоты является одним из основных источников погрешности при усилении сигналов переменного напряжения.

Преимуществом неинвертирующей схемы является очень большое входное сопротивление, которое определяется выражением:

$$R_{вх\ неинв} = R_{вх\ диф} \cdot 1 + K_{ОУ} R_1 / (R_1 + R_2).$$

Входное сопротивление неинвертирующей схемы во много раз превышает входное дифференциальное сопротивление самого ОУ. Это обстоятельство полностью избавляет от необходимости согласовывать ОУ с источником сигнала, обладающим значительным выходным сопротивлением, например, делителем напряжения. В расчетах практически входное сопротивление такой схемы можно не учитывать, то есть считать бесконечно большим.

Главным недостатком схемы является сравнительно большой коэффициент передачи синфазного сигнала. Дело в том, что напряжения на инвертирующем и неинвертирующем входах практически равны и определяются формулой:

$$U_n \approx U_u = U_{вых} R_1 / (R_1 + R_2).$$



То есть не равны нулю. Следовательно, на входе усилителя присутствует значительный синфазный сигнал, который приводит к появлению ошибки в составе выходного сигнала. Подробнее этот вопрос будет рассмотрен в параграфе 2.2.

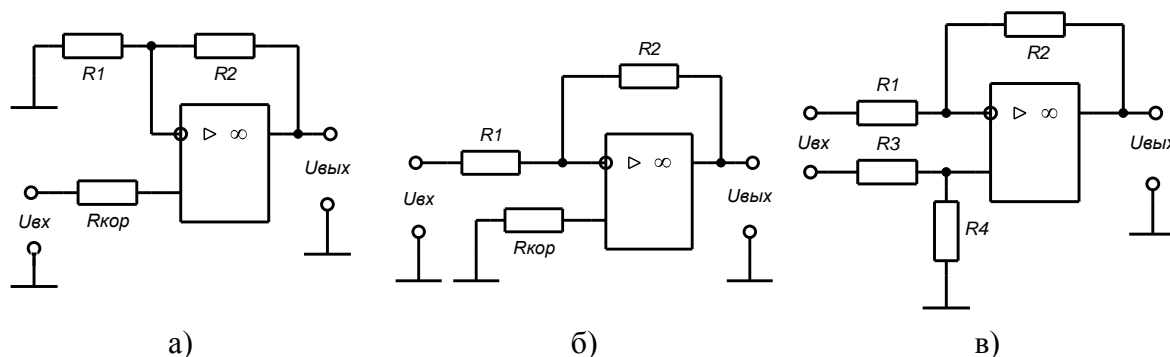


Рисунок 1.1 – Основные схемы включения операционных усилителей.

2. *Инвертирующая схема.* Электрическая схема инвертирующего усилителя показана на рисунке 1.1, б). Коэффициент передачи схемы:

$$K_{инв} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{K_{OY}}{1 + R_1 K_{OY} / (R_1 + R_2)} = -\frac{R_2 K_{OY}}{R_1 (1 + K_{OY}) + R_2}. \quad (1.3)$$

С учетом  $K_{OY} \rightarrow \infty$  используют приближенную формулу:

$$K_{инв} \approx -R_2 / R_1. \quad (1.4)$$

Как видно, коэффициент передачи инвертирующей схемы может быть сколь угодно мал. Важно также, что  $K_{инв}$  всегда отрицательный.

Входное сопротивление инвертирующей схемы:

$$R_{вх\ инв} = R_1 + \frac{R_{вх\ диф} R_2}{R_{вх\ диф} (1 + K_{OY}) + R_2} \approx R_1 + \frac{R_2}{1 + K_{OY}}.$$

Допуская распространенное приближение  $K_{OY} \rightarrow \infty$ , практически  $R_{вх\ инв} = R_1$ . То есть входное сопротивление инвертирующей схемы сравнительно мало и практически равно сопротивлению в цепи инвертирующего входа  $R_1$ . Это обстоятельство требует согласования инвертирующего усилителя с источником сигнала, если он имеет существенное выходное сопротивление.

Преимуществом схемы можно считать низкий коэффициент передачи синфазного сигнала. Неинвертирующий вход в такой схеме соединен с общей точкой. Напряжения на входах практически равны, значит на обоих входах напряжение близко к нулю, то есть синфазный сигнал отсутствует.

3. *Дифференциальная схема* применяется в тех случаях, когда источник сигнала не связан с общей точкой схемы. Дифференциальные усилители будут рассмотрены в параграфе 5.2.

## 1.4 Основные замечания к выполнению работы

Исследование параметров операционных усилителей производится на ЭВМ при помощи программного пакета Multisim 7.

В лабораторной работе будут использованы модели самых распространенных элементов: резистор, потенциометр, источники напряжения и т. п. На рисунке 1.2 показаны пиктограммы, соответствующие этим элементам. Кроме элементов, изображенных на рисунке потребуются также ключи. Они расположены в группе Basic  $\Rightarrow$  Switch.

В лабораторной работе не используются модели операционных усилителей из стандартной библиотеки Multisim, так как они имеют ряд существенных недостатков. Вместо них используются блоки, оформленные в виде отдельных файлов. Имена файлов совпадают с типом операционного усилителя. Файлы предоставляются преподавателем. Размещение такого блока на рабочем поле программы осуществляется командой Place  $\Rightarrow$   $\Rightarrow$  Hierarchical Block или соответствующей кнопкой на панели инструментов. Другие компоненты должны быть взяты из стандартной библиотеки. В лабораторных работах потребуются следующие инструменты: мультиметр (Multimeter), осциллограф (Oscilloscope), функциональный генератор (Function Generator), измеритель нелинейных искажений (Distortion Analyzer).

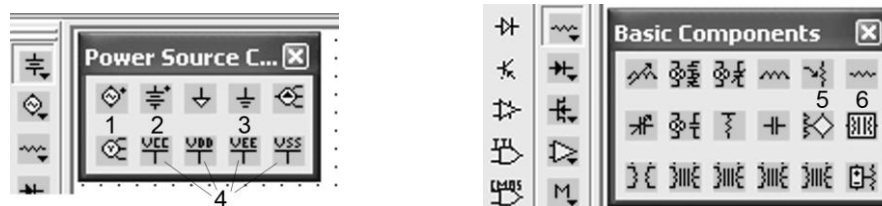


Рисунок 1.2 — Пиктограммы элементов, используемых в работе: 1 — источник переменного напряжения; 2 — источник постоянного напряжения; 3 — общая точка; 4 — шины питания; 5 — потенциометр; 6 — резистор.

Для упрощения сборки схемы модели операционных усилителей лишены выводов для подключения питания. Реальные операционные усилители, исследуемые в данной работе, требуют подключения двуполярного источника питания  $\pm 15$  В.

## 2 Лабораторная работа №1. Исследование статических свойств операционных усилителей

### 2.1 Цель работы

Познакомиться с основными свойствами операционных усилителей, работающих при постоянном входном напряжении в установившемся режиме. Изучить влияние параметров операционных усилителей на работу измерительных узлов, построенных на их основе.

## 2.2 Влияние параметров ОУ на работу измерительного усилителя

1. Рассмотрим влияние входного напряжения смещения, входных токов и разности входных токов на работу усилителя. Для этого обратимся к схеме, показанной на рисунке 2.1. Фактически это неинвертирующая схема, входы которой объединены и подключены к общей точке. Таким образом добиваются нулевого сигнала на входе усилителя. В идеальном случае на выходе напряжение тоже должно оставаться нулевым. Однако из-за действия входного напряжения смещения и протекания входных токов на выходе окажется некоторое напряжение смещения, определяемое выражением:

$$U_{вых см} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left[ U_{см} + I_{вх} \left( R_{кор} - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) + \Delta I_{вх} R_{кор} \right]. \quad (2.1)$$

Из формулы видно, что это напряжение имеет три составляющие, обусловленные соответственно входным напряжением смещения  $U_{см}$ , входным током  $I_{вх}$  и разностью входных токов  $\Delta I_{вх}$ .

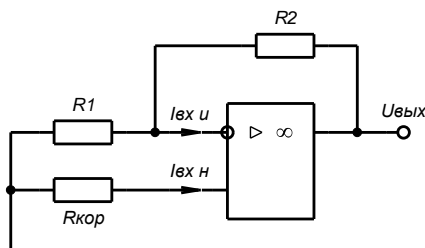


Рисунок 2.1 – Обобщенная схема усилителя.

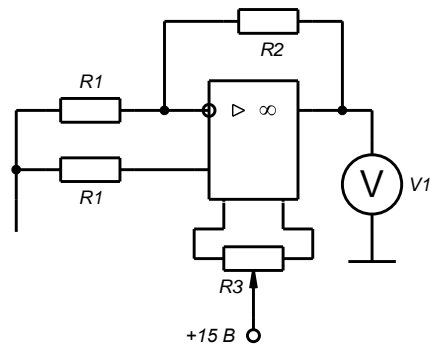


Рисунок 2.2 – Схема для измерения входного напряжения смещения.

Множитель  $(R_1 + R_2)/R_1$  перед скобкой показывает, что каждая из этих составляющих передается на выход так же как полезный сигнал в неинвертирующей схеме.

Замечание: Можно считать, что  $I_{вх u} = I_{вх} + \Delta I_{вх}/2$ ,  $I_{вх n} = I_{вх} - \Delta I_{вх}/2$  или наоборот, так как  $I_{вх} = (I_{вх u} + I_{вх n})/2$  и  $\Delta I_{вх} = |I_{вх u} - I_{вх n}|$ .

Входное напряжение смещения вызывает появление напряжения на выходе ОУ при нулевом сигнале на входе. Причем это напряжение пропорционально коэффициенту передачи схемы.  $U_{см}$  является аддитивной погрешностью. Поэтому в измерительных схемах усилитель с большим коэффициентом передачи должен обладать как можно меньшим входным напряжением смещения.

Напряжение смещения можно уменьшить. Для этого многие операционные усилители имеют специальные выводы. К этим выводам подключается потенциометр, движок которого соединен с источником напряжения питания положительной полярности (см. рисунок 2.2). Объединив входы ОУ и задав как можно больший коэффициент усиления, перемещают движок потенциометра пока напряжение на выходе не станет равно нулю. Такой способ устранения смещения называют *балансировкой*. Для ОУ, не имеющих специальных выводов, можно применить схему внешней балансировки. На практике полностью устранить смещение (отбалансировать) ОУ не удастся. Кроме того, как уже отмечалось выше,  $U_{см}$  подвержено влиянию температуры окружающей среды.

Измерение напряжения смещения осуществляется при помощи схемы, изображенной на рисунке 2.2. Входы схемы должны быть объединены, коэффициент усиления — велик, так как большее выходное смещение легче измерить. Сопротивление  $R_1$  следует выбирать как можно меньше, чтобы не проявлялось влияние входных токов. Рекомендуемые значения  $R_1=100$  Ом,  $R_2=100$  кОм ( $K=1000$ ). Напряжение смещения определяется по формуле:

$$U_{см} = U_{вых} \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (2.2)$$

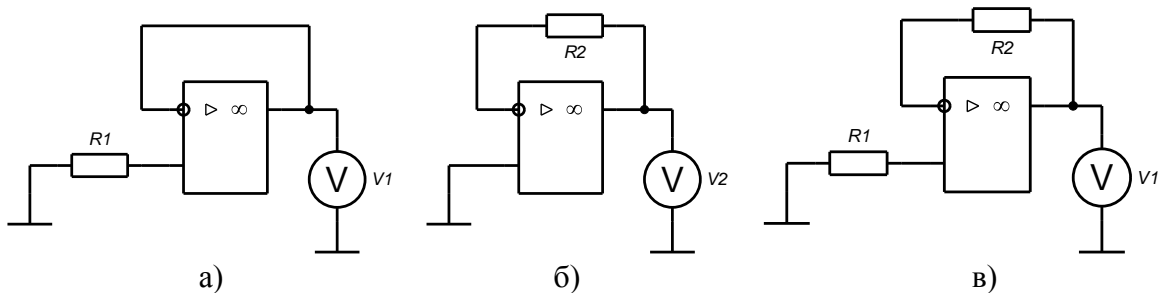


Рисунок 2.3 – Схемы для измерения входных токов и разности входных токов.

а) — измерение входного тока неинвертирующего входа; б) — измерение входного тока инвертирующего входа; в) — измерение разности входных токов.

Входные токи тоже вызывают смещение на выходе, пропорциональное коэффициенту передачи схемы. В отличие от  $U_{см}$ , влияние входных токов зависит от сопротивлений резисторов, подключенных к входам ОУ и в цепи обратной связи. Входные токи, протекая через эти резисторы, создают на них небольшие падения напряжения, что эквивалентно появлению ненулевого сигнала на входе схемы.

Можно заметить (2.1), что влияние входного тока можно свести к нулю, если подобрать сопротивление  $R_{кор}$ , равным сопротивлению параллельно включенных  $R_1$  и  $R_2$  (2.3). На практике этим широко пользуются.

Если входные токи равны, то их действия полностью уравнивают друг друга. Очевидно, что одинаковые токи, протекая через одинаковые сопротивления, создают на них одинаковые падения напряжения. Так как последние приложены к разным входам ОУ, их сумма равна нулю. Точнее равно нулю выходное напряжение, вызванное суммарным действием этих одинаковых напряжений на разных входах.

$$R_{кор} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.3)$$

На самом деле входные токи не равны и полного равновесия не получается. Теоретически подбором  $R_{кор}$  можно устранить и влияние разности входных токов, но величина и даже знак разности входных токов случайны, поэтому практического значения такое решение не имеет.

Измерение входных токов и разности входных токов производится в соответствии со схемами на рисунке 2.3. Сопротивления резисторов выбираются порядка 1 МОм. Цепь балансировки должна присутствовать, хотя и не показана на схемах.

Входные токи для инвертирующего и неинвертирующего входов и разность входных токов определяются соответственно по формулам:

$$I_{ex\ i} = \frac{U_{вых}}{R_2}; \quad I_{ex\ n} = \frac{U_{вых}}{R_1}; \quad \Delta I_{ex} = \frac{U_{вых}}{R}, \quad (2.4)$$

где  $R=R_1=R_2$ . При необходимости можно учесть напряжение смещения, которое не удалось компенсировать при помощи балансировки. Тогда формулы принимают вид:

$$I_{ex\ i} = \frac{U_{вых} - U_{вых\ см}}{R_2}; \quad I_{ex\ n} = \frac{U_{вых} - U_{вых\ см}}{R_1}; \quad \Delta I_{ex} = \frac{U_{вых} - U_{вых\ см}}{R}. \quad (2.5)$$

2. Коэффициент подавления синфазного сигнала также определяет аддитивную составляющую погрешности усилителя. Синфазный сигнал, присутствующий на входах ОУ, вызывает появление нежелательного смещения на выходе.

Этот параметр особенно важен при использовании неинвертирующей схемы усиления. С учетом конечного коэффициента подавления синфазного сигнала ОУ коэффициент передачи для неинвертирующей схемы определяется формулой:

$$K_{неинв} = \frac{K_{ОУ}}{1 + R_1 K_{ОУ} / (R_1 + R_2)} \cdot \left( 1 \pm \frac{1}{K_{ОСС}} \right),$$

где  $K_{ОСС}$  выражен в относительных единицах.

Важнейшее значение  $K_{OCC}$  имеет в дифференциальной схеме. Вопросы использования дифференциальной схемы будут обсуждаться в лабораторной работе №4.

КОСС измеряется при помощи схемы на рисунке 2.4. Схема представляет собой дифференциальный усилитель, входы которого объединены и подключены к источнику постоянного напряжения (источнику синфазного сигнала). Коэффициент передачи стремятся сделать как можно больше. Рекомендуемые значения  $R_1=R_3=100$  Ом,  $R_2=R_4=100$  кОм. Входной сигнал должен быть велик, но не превышать допустимое значение для данного ОУ. Рекомендуемое значение  $U_{ex}=10$  В. Коэффициент подавления синфазного сигнала определяется по формуле:

$$K_{OCC} = \frac{U_{ex}}{U_{вых}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \quad (2.6)$$

Следует учитывать, что полученное по формуле значение необходимо перевести в децибелы.

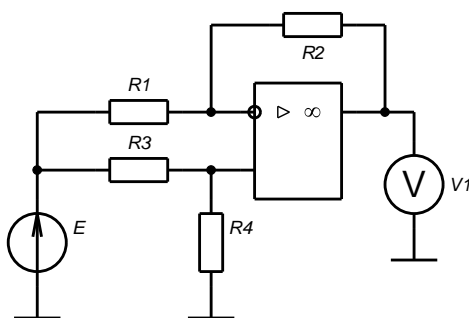


Рисунок 2.4 – Схема для измерения КОСС.

### 2.3 Порядок выполнения работы

В ходе работы необходимо провести исследование двух типов ОУ, указанных преподавателем. Предстоит измерить входное напряжение смещения, входные токи и коэффициент ослабления синфазного сигнала. Перед началом работы необходимо зарисовать в тетради по две таблицы идентичные таблице 2.1. В них будут заноситься результаты измерений для двух ОУ.

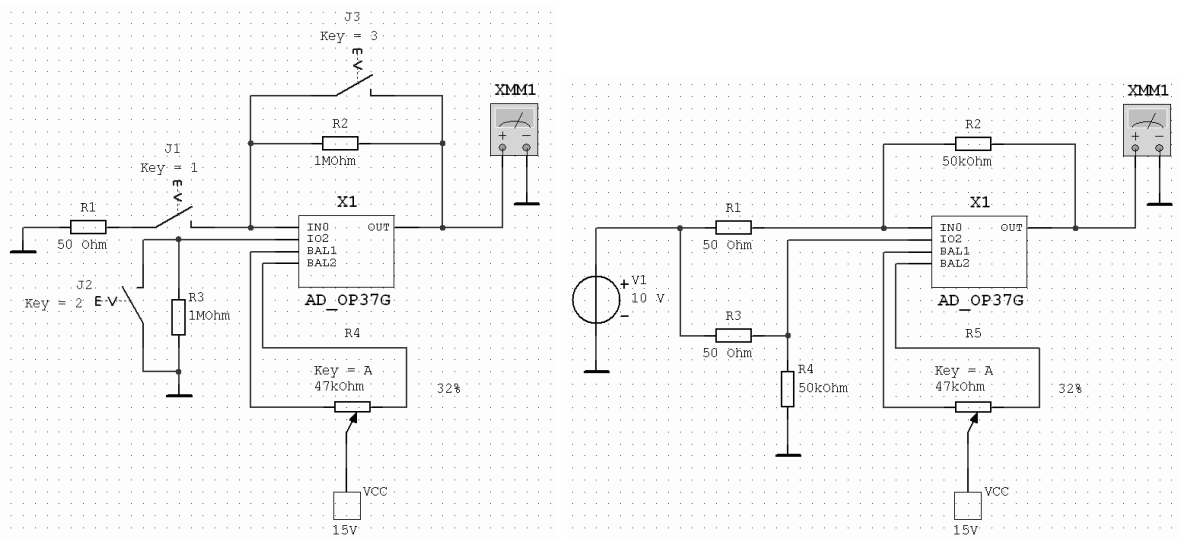
1. Измерение напряжения смещения операционного усилителя.

1.1. Собрать схему, показанную на рисунке 2.5, а). Желательно проследить, чтобы обозначения на схеме ( $R_1...R_4$ ,  $J_1...J_3$ ) совпадали с рисунком. На этом этапе параметры элементов, такие как сопротивления резисторов, не менять.

1.2. Установить сопротивления резисторов и перевести ключи в положение согласно таблице 2.2.

Таблица 2.1 – Результаты измерений параметров ОУ

Пункт	Измеряемый параметр	Измеренное значение	$R_1$ , кОм	$R_2$ , кОм	$R_3$ , кОм
1.4	$U_{см\ вых}$ , мВ (до балансировки)				
1.5	$U_{см}$ , мВ (расчетное)				
1.7	$U_{см\ вых}$ , мВ (после балансировки)				
2.1	$I_{вх\ и}$ , нА (расчетное)				
2.2	$I_{вх\ н}$ , нА (расчетное)				
2.2	$\Delta I_{вх}$ , нА (расчетное)				
3.2	$U_{вых}$ , мВ (без $R_{кор}$ )				
3.3	$U_{вых}$ , мВ ( $R_{кор}$ подключен)				



а)

б)

Рисунок 2.5 – Схемы для измерения напряжения смещения и входных токов (а) и коэффициента подавления синфазного сигнала (б).

Таблица 2.2 – Данные для экспериментов п. п. 1–3

Измеряемый параметр	Положение ключей			Рекомендуемые значения сопротивлений			Расчетная формула
	$J_1$	$J_2$	$J_3$	$R_1$	$R_2$	$R_3$	
$U_{см}$				100 Ом	100 кОм	–	$U_{см} = \frac{U_{вых} R_1}{R_1 + R_2}$
$I_{вх\ и}$				–	1 МОм	–	$I_{вх\ и} = U_{вых} / R_2$
$I_{вх\ н}$				–	–	1 МОм	$I_{вх\ н} = U_{вых} / R_3$
$\Delta I_{вх\ и}$				–	1 МОм	1 МОм	$\Delta I_{вх\ и} = U_{вых} / R, R=R_2=R_3$

1.3. Сопротивление балансирующего потенциометра выбрать из диапазона 10...100 кОм. Перед началом измерений убедиться, что его движок установлен в положение 50%.

1.4. При помощи мультиметра, подключенного к выходу ОУ, зафиксировать выходное напряжение  $U_{см\ вых}$ , занести в таблицу 2.1. Указать значения сопротивлений  $R_1, R_2$ .

Замечание. Для удобства строки таблицы пронумерованы в соответствии с пунктами лабораторной работы.

1.5. Рассчитать входное напряжение смещения  $U_{см}$  по формуле в таблице 2.2, результат записать в таблицу 2.1.

1.6. Отбалансировать операционный усилитель. Для этого, изменяя положение движка потенциометра, добиться максимально близкого к нулю (по модулю) выходного напряжения ОУ.

1.7. Зафиксировать выходное напряжение  $U_{см\ вых}$  после балансировки, занести в таблицу 2.1. Записать сопротивление и положение движка потенциометра в процентах (в отчет не включать).

2. Измерение входных токов и разности входных токов.

2.1. Провести измерение входного тока инвертирующего входа ОУ. Для этого установить сопротивления резисторов и положение ключей согласно таблице 2.2. По измеренному  $U_{вых}$  рассчитать  $I_{вх\ и}$ , по соответствующей формуле из таблицы. Результат занести в таблицу 2.1.

2.2. Аналогичным образом определить входной ток неинвертирующего входа и разность входных токов.

3. Устранение влияния входных токов при помощи корректирующего сопротивления.

3.1. Установить положение ключей так, как это было сделано для измерения выходного напряжения смещения. Установить  $R_1=R_2=500$  кОм.

3.2. Зафиксировать выходное напряжение  $U_{вых}$ , занести в таблицу 2.1. Указать значения сопротивлений  $R_1, R_2$ .

3.3. Рассчитать сопротивление корректирующего резистора  $R_{кор}$  по формуле (2.3). Установить  $R_3=R_{кор}$ . Разомкнуть ключ  $J_2$ . Зафиксировать выходное напряжение  $U_{вых}$ , занести в таблицу 2.1. Указать значения сопротивления  $R_3$ .

3.4. Повторить измерения по пунктам 1–3 для второго типа ОУ.

4. Измерение коэффициента подавления синфазного сигнала. Схема эксперимента показана на рисунке 2.5, б).

4.1. Установить сопротивления резисторов так, чтобы получить коэффициент усиления порядка 1000, причем  $R_1=R_3$  и  $R_2=R_4$ . ОУ следует



тщательно отбалансировать. Можно воспользоваться записанным ранее положением движка потенциометра (см. пункт 1.6).

4.2. Установить входное напряжение порядка 10 В.

4.3. Измерить и записать выходное напряжение. Рассчитать  $K_{OCC}$  по формуле (2.6) и выразить результат в децибелах. Записать условия эксперимента: значения сопротивлений резисторов и входное напряжение.

4.4. Повторить измерения для второго ОУ.

В отчет включить сводную таблицу измеренных параметров (таблица 2.3). Сделать вывод о соответствии результатов лабораторной работы справочным данным (таблица 1.1), классифицировать исследованные ОУ согласно параграфу 1.2.

Таблица 2.3 – Параметры исследованных ОУ

Тип ОУ	$U_{см}$ , мВ	$I_{вх}$ , нА	$\Delta I_{вх}$ , нА	$K_{OCC}$ , дБ
ОУ №1				
ОУ №2				

## 2.4 Расчетное задание

1. На основе каждого из исследованных ОУ построить усилитель постоянного напряжения. Возможные варианты схемы изображены на рисунке 2.6. Инвертирующая или неинвертирующая схема выбирается произвольно. Проектируемый усилитель должен удовлетворять требованиям к входному и выходному напряжениям, указанным в задании (см. приложение А).

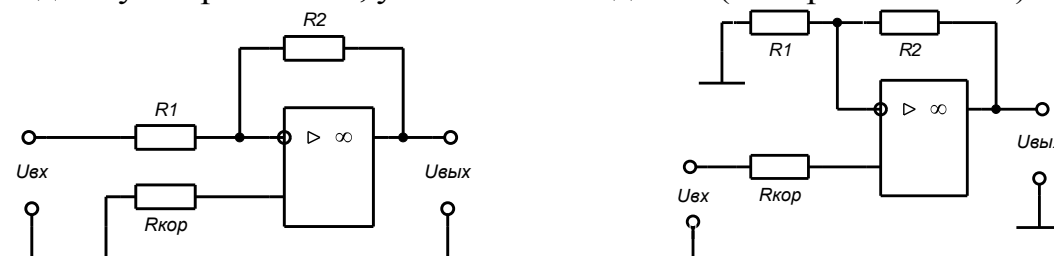


Рисунок 2.6 – Инвертирующий и неинвертирующий усилители.

Для этого рассчитать сопротивления резисторов, обеспечивающие требуемый коэффициент усиления, рассчитать сопротивление корректирующего резистора. В отчет включить схему с указанными сопротивлениями резисторов.

2. Рассчитать абсолютную аддитивную погрешность каждого усилителя. Составляющими погрешности считать: входное напряжение смещения, разность входных токов. Формула имеет вид:

$$a = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \sqrt{U_{см}^2 + \Delta I_{вх} R_{кор}^2}.$$

3. Рассчитать относительную мультипликативную погрешность каждого усилителя. Относительная мультипликативная погрешность в общем случае рассчитывается по формуле:

$$\delta Y = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left( \frac{\partial Y}{\partial X_i} \cdot \frac{\delta X_i}{Y} \cdot K_i \right)^2}, \quad (2.7)$$

где  $Y$  — измеряемая величина, представляющая собой функцию  $n$  аргументов  $X_i$ ;  $\delta X_i$  — погрешность, которой характеризуется каждый из аргументов;  $\partial Y / \partial X_i$  — коэффициент влияния, равный частной производной функции по  $i$ -му аргументу;  $K_i$  — коэффициенты относительного рассеяния, учитывающие законы распределения погрешностей (для простоты примем  $K_i=1$ , что соответствует нормальным законам распределения).

В нашем случае мультипликативная погрешность учитывает отклонения резисторов, задающих коэффициент передачи усилителя. Формула (2.7) примет вид

$$b = \sqrt{\left( \frac{\partial K_U}{\partial R_1} \cdot \frac{R_1}{K_U} \cdot \delta R_1 \right)^2 + \left( \frac{\partial K_U}{\partial R_2} \cdot \frac{R_2}{K_U} \cdot \delta R_2 \right)^2},$$

где  $K_U=R_2/R_1$  — рассматривается как функция двух аргументов  $R_1$  и  $R_2$ ;  $\delta R_1$ ,  $\delta R_2$  — относительные погрешности резисторов.  $\delta R$  принять по своему усмотрению 0,1%; 0,25% или 0,5% (выразить в относительных единицах).

4. Записать суммарную абсолютную погрешность усилителя в виде:

$$\Delta U_{\Sigma} = \pm(a+bx),$$

где  $x=U_{\text{ex}}$  — переменная величина, от которой зависит погрешность. При этом учитывать, что согласно ГОСТ 8.401-80 «Классы точности средств измерений» числа  $a$  и  $b$  должны выбираться из ряда  $1 \cdot 10^n$ ;  $1,5 \cdot 10^n$ ;  $2 \cdot 10^n$ ;  $2,5 \cdot 10^n$ ;  $4 \cdot 10^n$ ;  $5 \cdot 10^n$ ;  $6 \cdot 10^n$  ( $n=1, 0, -1, -2$  и т. д.). То есть  $a$  и  $b$  необходимо округлять в большую сторону до одного из стандартных значений.

Записать относительную суммарную погрешность усилителя в виде формулы:

$$\delta U_{\Sigma} = \pm \left[ c + d \left( \left| \frac{X_K}{x} \right| - 1 \right) \right],$$

где  $X_K$  — максимальное значение  $U_{\text{ex}}$  (из задания);  $d=a/|X_K|$ ,  $c=b+d$ . Здесь следует использовать неокругленные  $a$  и  $b$ ; а полученные  $c$  и  $d$  снова округлить до больших стандартных чисел.

5. Построить графики  $\Delta U_{\Sigma}=f(x)$ ,  $\delta U_{\Sigma}=f(x)$  для двух ОУ. Одни и те же графики для разных ОУ рекомендуется разместить в одной системе координат.

## **3 Лабораторная работа №2. Исследование динамических свойств операционных усилителей**

### **3.1 Цель работы**

Познакомиться с основными свойствами операционных усилителей, работающих при переменном входном напряжении и в переходных процессах. Изучить влияние параметров операционных усилителей на работу измерительных узлов, построенных на их основе.

### **3.2 Влияние параметров ОУ на работу измерительного усилителя**

1. Основным свойством ОУ, ограничивающим его применение на высоких частотах, является зависимость коэффициента передачи любой схемы усиления (инвертирующей, неинвертирующей, дифференциальной) от коэффициента усиления разомкнутого ОУ (1.1, 1.3).

При работе на постоянном напряжении  $K_{OУ}$  часто можно не учитывать, так как он очень велик. При этом не пользуются точными формулами (1.1, 1.3), а используют приближенные (1.2, 1.4). С ростом частоты  $K_{OУ}$  становится меньше и реальный коэффициент усиления схемы все больше отклоняется от желаемого, рассчитанного по приближенным формулам (1.2, 1.4). Изменение коэффициента передачи является мультипликативной погрешностью усилителя.

Приближенно можно считать, что АЧХ разомкнутого ОУ имеет горизонтальный участок в области низких частот и спадает с наклоном  $-20$  дБ/дек, начиная с некоторой частоты среза  $f_c$ . Тогда АЧХ описывается при помощи двух параметров: коэффициента усиления в области НЧ ( $K_{OУ}$ ) и частоты единичного усиления ( $f_1$ ), которая связана с частотой среза (с учетом принятых допущений в отношении крутизны спада АЧХ).

Для того чтобы измерить частоту единичного усиления необходимо собрать схему инвертирующего или неинвертирующего усилителя с большим коэффициентом передачи (см. рисунок 3.1). Чем выше коэффициент усиления, тем ближе будет полученный результат к истинному значению  $f_1$ . На вход усилителя подается сигнал с источника регулируемой частоты. Амплитуда сигнала выбирается так, чтобы усилитель оставался в линейном режиме. Рекомендуемые значения —  $1 \dots 20$  мВ. Увеличивая частоту, добиваются снижения коэффициента передачи усилителя до единицы. Для большей точности по мере увеличения частоты, а, следовательно, уменьшения коэффициента передачи, можно увеличивать амплитуду входного напряжения.

Выразим  $K_{OУ}$  через коэффициент усиления инвертирующей схемы  $K_{инв}$ . Используя формулу (1.3), получим

$$K_{OУ} = -K_{инв} \frac{R_1 + R_2}{R_1 K_{инв} + R_2},$$

Поскольку на данной частоте  $K_{инв} = -1$ , то коэффициент передачи разомкнутого усилителя

$$K_{OУ} = \frac{R_1 + R_2}{R_2 - R_1}.$$

При соблюдении условия  $R_2 \gg R_1$  получим  $K_{OУ} \approx 1$ , значит данная частота будет примерно равна частоте единичного усиления. Очевидно, точность такого подхода тем выше, чем больше коэффициент передачи схемы. Аналогичные рассуждения можно привести и для неинвертирующей схемы.

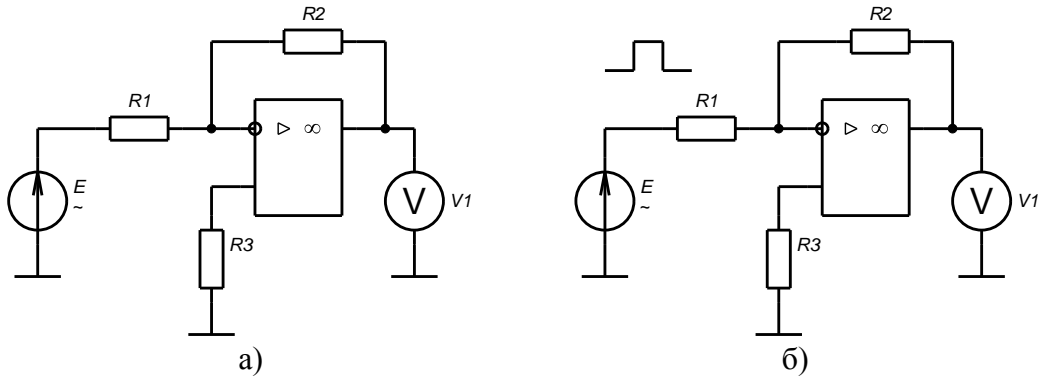


Рисунок 3.1 – Схемы для измерения частоты единичного усиления (а) и скорости нарастания выходного напряжения (б).

2. Скорость нарастания выходного напряжения ОУ не бесконечна, она не может превышать определенного значения, которое было ранее обозначено  $V$ . Попытка достичь более высоких скоростей неизбежно приведет к искажению формы выходного сигнала. Например, прямоугольный сигнал станет трапецеидальным с пологими фронтами, а синусоидальный, близким по форме к треугольному. Количественно искажение формы синусоидального сигнала характеризуют *коэффициентом нелинейных искажений (коэффициентом гармоник)*:

$$K_{\Gamma} = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2},$$

где  $U_1$  — амплитуда первой гармоники;  $U_k$  — амплитуда  $k$ -ой гармоники. На практике, разумеется, учитывают конечное число гармоник.

Зададимся вопросом, какой скоростью нарастания должен обладать ОУ, чтобы нелинейные искажения отсутствовали? Предположим, что требуется получить на выходе ОУ синусоидальный сигнал с амплитудой  $A$  и

частотой  $\omega=2\pi f$ . Максимальную производную функция  $u(t)=A\cdot\sin(\omega t)$  имеет при переходе через ноль. Эта производная равна  $A\omega$ . В этой связи за условие отсутствия нелинейных искажений принимается следующее:

$$V > A\omega \Rightarrow \omega < V/A,$$

где  $V$  — скорость нарастания выходного напряжения ОУ;  $A$  — амплитуда выходного напряжения;  $\omega$  — круговая частота напряжения.

Скорость нарастания  $V$  измеряется путем подачи на вход инвертирующей или неинвертирующей схемы сигнала прямоугольной формы. Коэффициент передачи схемы лучше сделать единичным, а амплитуду входного сигнала выбрать порядка 10 В. Увеличивая частоту входного напряжения, нужно добиться того, чтобы форма напряжения на выходе ОУ стала треугольной или трапецеидальной с пологими фронтами. Скорость нарастания определяется по осциллографу на линейном участке выходного напряжения как отношение приращения напряжения к интервалу времени, за которое это приращение произошло.

### 3.3 Порядок выполнения работы

1. Исследование АЧХ усилителя. Схема эксперимента показана на рисунке 3.2.

1.1. Выбрав сопротивления резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ , установить коэффициент усиления  $K=10$ .

1.2. Установить частоту входного сигнала 50...100 Гц; амплитуду 1...10 мВ; форма — синусоидальная. Амплитуда должна выбираться так, чтобы ОУ не насыщался. Если ОУ обладает большим смещением, его необходимо предварительно отбалансировать.

1.3. Записать в таблицу 3.1 входное напряжение  $U_{вх}$ , измерить и записать выходное напряжение  $U_{вых}$ .

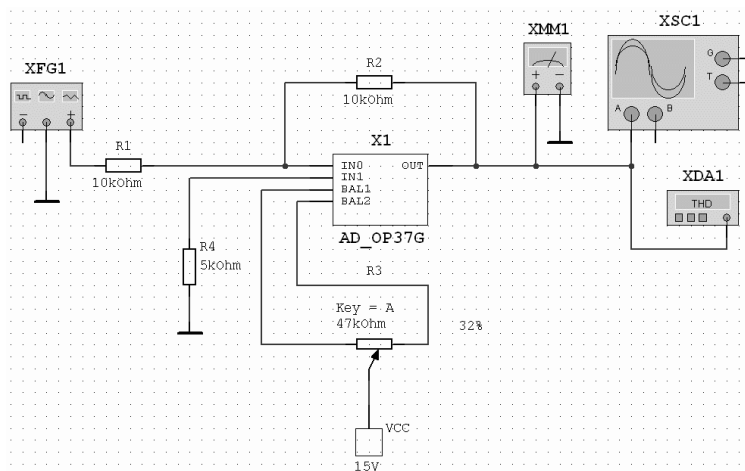


Рисунок 3.2 – Схема для измерения частоты единичного усиления и скорости нарастания выходного напряжения.

Таблица 3.1 – Результаты исследования АЧХ характеристики ОУ

	$K=10$	$K=100$	$K=1000$
$U_{вх}, В (f=50\dots 100 Гц)$			
$U_{вых}, В (f=50\dots 100 Гц)$			
$K_{НЧ}=U_{вых}/U_{вх}$			
$U_{вых}\approx U_{вх}, В (K\approx 1)$			
$f_1, МГц (K\approx 1)$			

1.4. Определить реальный коэффициент передачи схемы в области низких частот  $K_{НЧ}=U_{вых}/U_{вх}$ . Результат записать в таблицу 3.1. Необходимо учитывать, что у функционального генератора задается амплитуда напряжения, а мультиметр измеряет действующее значение.

1.5. Увеличивать частоту входного напряжения до тех пор, пока коэффициент передачи не станет равен единице. Частоту единичного усиления можно искать, ориентируясь на справочные данные (таблица 1.1). Записать значение этой частоты и выходное напряжение в таблицу 3.1.

1.6. Провести измерения еще для двух коэффициентов усиления: 100 и 1000.

1.7. По результатам построить асимптотические ЛАЧХ усилителей в одной системе координат. При построении считать, что в области низких частот ЛАЧХ имеет горизонтальный участок на уровне  $K_{НЧ}$ . Наклонный участок провести через точку  $f_1$  с наклоном  $-20$  дБ/дек.

2. Измерение скорости нарастания выходного напряжения.

2.1. Изменить форму напряжения функционального генератора на прямоугольную. Амплитуду напряжения установить равную 10 В, частоту примерно равную  $f_1/100$ , коэффициент усиления — единичный.

2.2. Увеличивая частоту, добиться того, чтобы форма выходного напряжения стала треугольной или трапециевидальной с пологими фронтами. Определить скорость нарастания по осциллографу на линейном участке выходного сигнала как отношение приращения напряжения к приращению времени. Записать условия эксперимента  $U_{вх}, R_1, R_2, f$ ; и результаты измерений:  $\Delta U$  (В),  $\Delta t$  (мкс),  $V=\Delta U/\Delta t$  (В/мкс).

3. Снять зависимость коэффициента нелинейных искажений (КНИ) от частоты.

3.1. Схема эксперимента та же. Рекомендуемый коэффициент передачи усилителя  $1\dots 10$ , амплитуда входного напряжения  $1\dots 10$  В. Во время эксперимента форма сигнала должна быть синусоидальной.

3.3. Установить частоту сигнала  $f\approx V/(4\pi A)$ , где  $V$  — скорость нарастания выходного напряжения ОУ;  $A$  — амплитуда выходного напряжения.

Установить частоту первой гармоники (Fundamental Frequency) измерителя НИ равной частоте входного сигнала. Записать КНИ в таблицу 3.2.

Таблица 3.2 – Зависимость КНИ от частоты

$f$ , кГц						
$K_{Г}$ , %						

3.4. Постепенно изменяя частоту примерно до  $V/(\pi A)$ , снять зависимость КНИ от частоты. При каждом измерении останавливать измеритель НИ кнопкой Stop, устанавливать частоту первой гармоники, равную частоте сигнала, запускать измеритель НИ, записывать результат в таблицу.

3.5. Начертить график зависимости КНИ от частоты.

3.6. Повторить измерения по пунктам 1–3 для второго типа ОУ.

### 3.4 Расчетное задание

1. На основе исследованных ОУ спроектировать усилитель переменного напряжения (по аналогии с лабораторной работой №1). Требования к усилителю указаны в задании (см. приложение А).

2. Рассчитать относительную мультипликативную погрешность усилителя переменного напряжения по формуле:

$$b = \sqrt{\left(\frac{\partial K_U}{\partial K_{OY}} \cdot \frac{K_{OY}}{K_U} \cdot \delta K_{OY}\right)^2 + \left(\frac{\partial K_U}{\partial R_1} \cdot \frac{R_1}{K_U} \cdot \delta R_1\right)^2 + \left(\frac{\partial K_U}{\partial R_2} \cdot \frac{R_2}{K_U} \cdot \delta R_2\right)^2},$$

где  $\delta R_1$ ,  $\delta R_2$  — относительные погрешности резисторов (см. лабораторную работу №1);  $K_U$  — функция, выражающая коэффициент передачи схемы; вместо  $K_U$  подставить формулы для  $K_{инв}$  или  $K_{неинв}$  в зависимости от выбранной схемы усилителя (см. формулы 1.1, 1.3);  $\delta K_{OY}$  — относительное изменение коэффициента передачи разомкнутого ОУ в рабочей полосе частот.  $\delta K_{OY}$  определить по формуле:

$$\delta K_{OY} = K_{OY} - K_{OY f} / 2K_{OY},$$

где  $K_{OY}$  — коэффициент усиления ОУ без обратной связи в области НЧ (справочные данные);  $K_{OY f}$  — коэффициент усиления ОУ без обратной связи на максимальной частоте  $f=10$  кГц. Для того чтобы определить этот параметр, нужно продлить влево наклонный участок АЧХ, построенной по результатам лабораторной работы для  $K=1000$ , до частоты 10 кГц.

3. Записать суммарную абсолютную погрешность усилителя в виде:

$$\Delta U_{\Sigma} = \pm bx,$$

где  $x = U_{вх}$ .

4. Записать относительную суммарную погрешность усилителя по формуле:  $\delta U_{\Sigma} = \pm b$ .

### 3.5 Контрольные вопросы к лабораторным работам №1, 2

1. Какими свойствами должен обладать идеальный усилитель?
2. Перечислите основные параметры ОУ, поясните смысл каждого из них, укажите диапазон типовых значений. Поясните суть их влияния на качество усилителя при использовании ОУ в измерительных цепях.
3. Изобразите схемы измерения основных параметров ОУ. Запишите формулы для расчета параметров по результатам измерений.
4. Изобразите основные схемы включения ОУ. Запишите приближенную и точную формулы, выражающие коэффициент передачи и входное сопротивление схемы.
5. Дайте сравнительную характеристику инвертирующей и неинвертирующей схем усиления.
6. Приведите классификацию ОУ. Каковы диапазоны параметров, характерные для каждой классификационной группы? В чем заключаются достоинства и недостатки каждой группы?
7. К какой классификационной группе относятся исследованные вами операционные усилители?
8. В одной системе координат постройте семейство ЛАЧХ усилителей с заданными коэффициентами передачи (например,  $K=10, 100, 1000$ ) и ЛАЧХ разомкнутого усилителя с коэффициентом усиления  $K_{OU}$ .
9. Какие из параметров ОУ особенно важны при обработке постоянного, переменного, импульсного напряжений?
10. Какие из параметров ОУ влияют на аддитивную, а какие на мультипликативную составляющие погрешности усилительного устройства?
11. Какие из параметров ОУ определяют основную, а какие дополнительную погрешности?
12. Что называется коэффициентом нелинейных искажений?

## **4 Лабораторная работа №3. Проектирование аналоговых фильтров**

### **4.1 Цель работы**

Ознакомление с наиболее распространенными способами реализации активных фильтров на операционных усилителях.

### **4.2 Краткие теоретические сведения**

Электрические цепи, предназначенные для выделения колебаний, лежащих в определенном диапазоне частот, называются *электрическими фильтрами*. Диапазон частот, пропускаемых фильтром, называется *полосой пропускания*. Коэффициент передачи фильтра в полосе пропускания



относительно высок и в идеальном случае постоянный. Остальная область частот, подавляемых фильтром, называется *полосой задерживания* или *полосой заграждения*. В полосе заграждения коэффициент передачи относительно мал и в идеальном случае равен нулю.

В соответствии с диапазоном частот, пропускаемых фильтром, различают фильтры: *нижних частот* (полоса пропускания от 0 до некоторой частоты  $\omega_c = 2\pi f_c$ , называемой *частотой среза*), *верхних частот* (полоса пропускания от частоты  $\omega_c$  до  $\infty$ ), *полосовые* (полоса пропускания от  $\omega_{c1}$  до  $\omega_{c2}$ ) и *заграждающие* или *режекторные* (полоса заграждения от  $\omega_{c1}$  до  $\omega_{c2}$ ). Полосовые и режекторные фильтры характеризуются еще *центральной частотой*  $\omega_0$ , расположенной приблизительно посередине между частотами среза. Центральная частота представляет собой среднее геометрическое границ полосы пропускания:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}}.$$

Амплитудно-частотные характеристики коэффициента передачи по напряжению идеальных фильтров приведены на рисунке 4.1. Приняты следующие сокращения: ФНЧ — фильтр нижних частот, ФВЧ — фильтр верхних частот, ПФ — полосовой фильтр, РФ — режекторный фильтр.

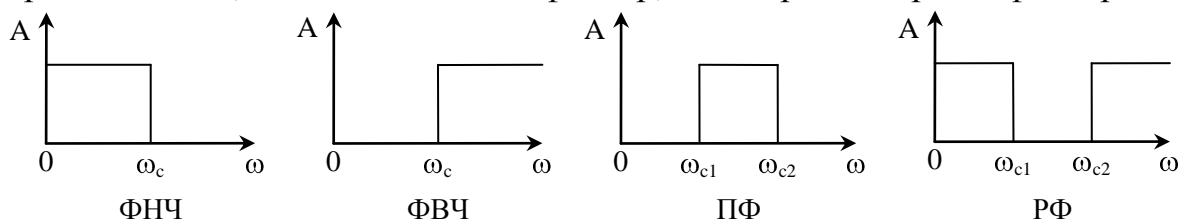


Рисунок 4.1 – Амплитудно-частотные характеристики идеальных фильтров.

Фильтры классифицируются по ряду признаков:

1. Активные, содержащие источник энергии, и пассивные, не содержащие источника энергии, а изменяющие энергию внешнего источника.

2. По типу входящих в них элементов: реактивные или LC-фильтры, содержащие индуктивности; резистивно-емкостные (RC-фильтры), не содержащие индуктивностей; использующие различные физические эффекты в твердых телах (пьезоэлектрические, магнитострикционные, акустооптические и т. п.).

3. По виду математических функций, аппроксимирующих частотные характеристики фильтра: фильтры Чебышева, Баттерворта, Бесселя, эллиптические и др.

Кроме того, электрические фильтры классифицируются по способу соединения элементов (по типу звеньев), числу звеньев, а также по типу

параметров, применяемых при расчете фильтра (фильтры по характеристическим и рабочим параметрам).

Пассивные фильтры имеют множество недостатков: характеризуются сравнительно малым входным и большим выходным сопротивлениями, поэтому требуют согласования с источником и приемником сигнала. Применение пассивных цепей затруднено на сверхнизких частотах, так как при этом требуются элементы, обладающие большими размерами и характеризующиеся низкой стабильностью.

Активные фильтры лишены указанных недостатков, но не могут применяться для преобразования энергии, а лишь работают с сигналами малой мощности. В настоящем курсе будем рассматривать активные RC-фильтры (АРС-фильтры), как наиболее распространенные в технике. Источником энергии в них служит операционный усилитель. Отсутствие индуктивных элементов позволяет реализовывать такие фильтры в виде интегральных микросхем.

На практике невозможно реализовать идеальные характеристики фильтров, какие приведены на рисунке 4.1. Реальный фильтр всегда имеет *переходную область* между полосой пропускания и заграждения. В этой полосе коэффициент передачи плавно изменяется с изменением частоты.

Основная задача проектирования фильтра заключается в приближении реализуемой реальной характеристики к идеальной с заданной точностью. Вариант такой реальной характеристики показан на рисунке 4.2.

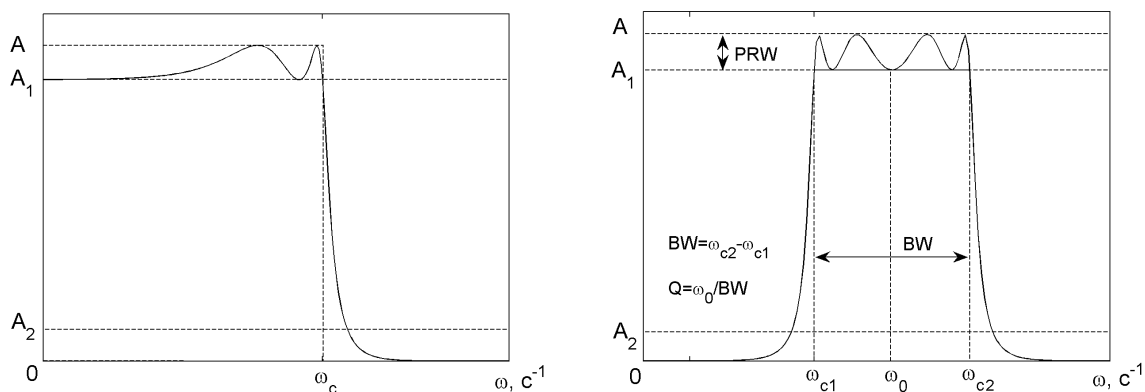


Рисунок 4.2 – Амплитудно-частотные характеристики реальных фильтров.

Практически полосы пропускания и задерживания четко не разграничены и должны быть формально определены. В качестве полосы пропускания выбирается диапазон частот, где значение амплитудно-частотной характеристики превышает некоторое заранее выбранное число, обозначенное  $A_1$ .  $A_1$  называют *коэффициентом передачи на частоте среза*. Например,  $A_1 = 1/\sqrt{2} \approx 0,707$  (или  $-3$  дБ). Полосу заграждения образует

диапазон частот, в котором амплитудно-частотная характеристика меньше определенного значения  $A_2$ , называемого *коэффициентом передачи в полосе заграждения* (рисунок 4.2).

АРС-фильтры строятся из нескольких звеньев, соединяемых каскадно. При этом используются звенья первого порядка с передаточной функцией вида

$$H(s) = \frac{P(s)}{s + C}, \quad (4.1)$$

где  $P$  — полином первой или нулевой степени;  $C$  — постоянное число. И звенья второго порядка с передаточной функцией

$$H(s) = \frac{P(s)}{s^2 + Bs + C}, \quad (4.2)$$

где  $P$  — полином второй или меньшей степени;  $B, C$  — постоянные числа.

Для звеньев, описываемых формулой (4.2) можно определить собственную частоту  $\omega_0 = \sqrt{C}$  и добротность  $Q = \sqrt{C}/B$ .

Можно переписать передаточную функцию в виде:

$$H(s) = \frac{P(s)}{s^2 + \omega_0/Q s + \omega_0^2}. \quad (4.3)$$

Как было отмечено выше, одним из этапов проектирования фильтра является выбор передаточной функции, обеспечивающей заданное приближение свойств реального фильтра к идеальному. Для этого используются специальные выражения, аппроксимирующие АЧХ фильтра. В зависимости от вида аппроксимирующего выражения различают фильтры Баттерворта, Чебышева (первого рода), инверсные Чебышева (Чебышева второго рода), эллиптические (Кауэра) и др. Амплитудно-частотные характеристики, соответствующие разным видам аппроксимации изображены на рисунках 4.3 и 4.4. Параметры фильтров: частоты среза  $\omega_{c1}=100 \text{ с}^{-1}$ ,  $\omega_{c2}=200 \text{ с}^{-1}$ ; неравномерность АЧХ в полосе пропускания  $PRW=1 \text{ дБ}$ ; коэффициент передачи в полосе пропускания  $K=1$  (0 дБ), коэффициент передачи в полосе заграждения  $A_2 = 0,1$  (-20 дБ).

АЧХ фильтра Баттерворта монотонно спадает при изменении частоты от 0 до  $\infty$  или от центральной частоты полосового фильтра в обе стороны, то есть не имеет колебаний. На частоте среза коэффициент передачи составляет -3 дБ (0,707).

АЧХ фильтра Чебышева (первого рода) имеет колебания в полосе пропускания, а в полосе заграждения монотонно спадает. На частоте среза

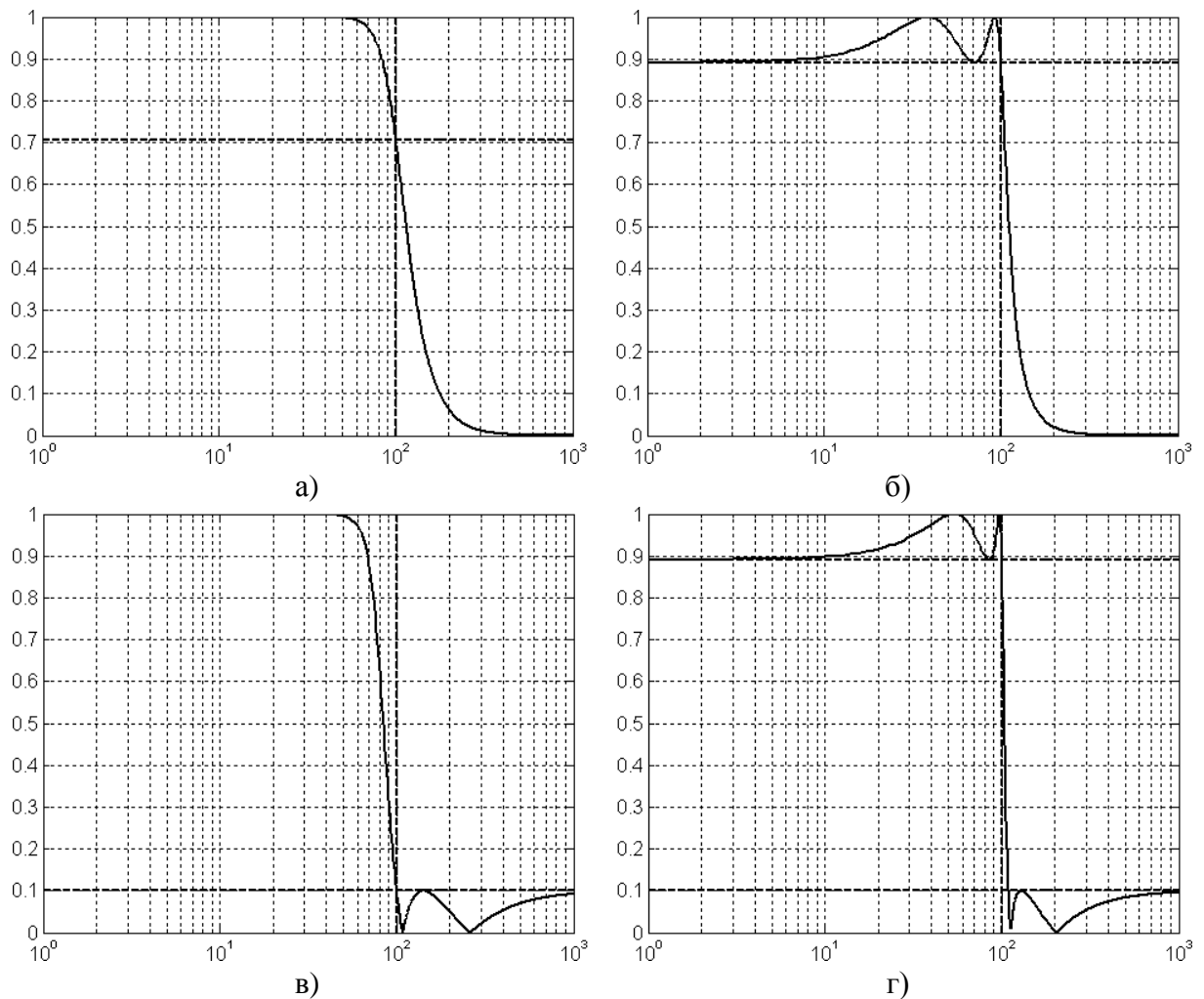


Рисунок 4.3 – АЧХ фильтров нижних частот четвертого порядка: а) Баттерворта, б) Чебышева, в) инверсного Чебышева (Чебышева второго рода), г) эллиптического (Кауэра). имеет коэффициент передачи, равный  $A-PRW$ , где  $A$  — максимальное значение коэффициента передачи в полосе пропускания,  $PRW$  — *неравномерность АЧХ в полосе пропускания*. По сравнению с фильтром Баттерворта того же порядка обеспечивает более крутой спад АЧХ в переходной области. Чем больше  $PRW$ , тем круче спад АЧХ.

Инверсный фильтр Чебышева (Чебышева второго рода) имеет АЧХ, монотонно затухающую в полосе пропускания, а в полосе заграждения колеблющуюся между нулем и заданным значением  $A_2$ . Причем спад АЧХ тем круче, чем больше  $A_2$ .

АЧХ эллиптического фильтра (фильтра Кауэра) имеет колебания как в полосе пропускания так и в полосе заграждения. При этом характеризуется максимально возможной крутизной спада АЧХ. Крутизна спада тем больше, чем больше неравномерность в поле пропускания и коэффициент передачи в полосе заграждения.

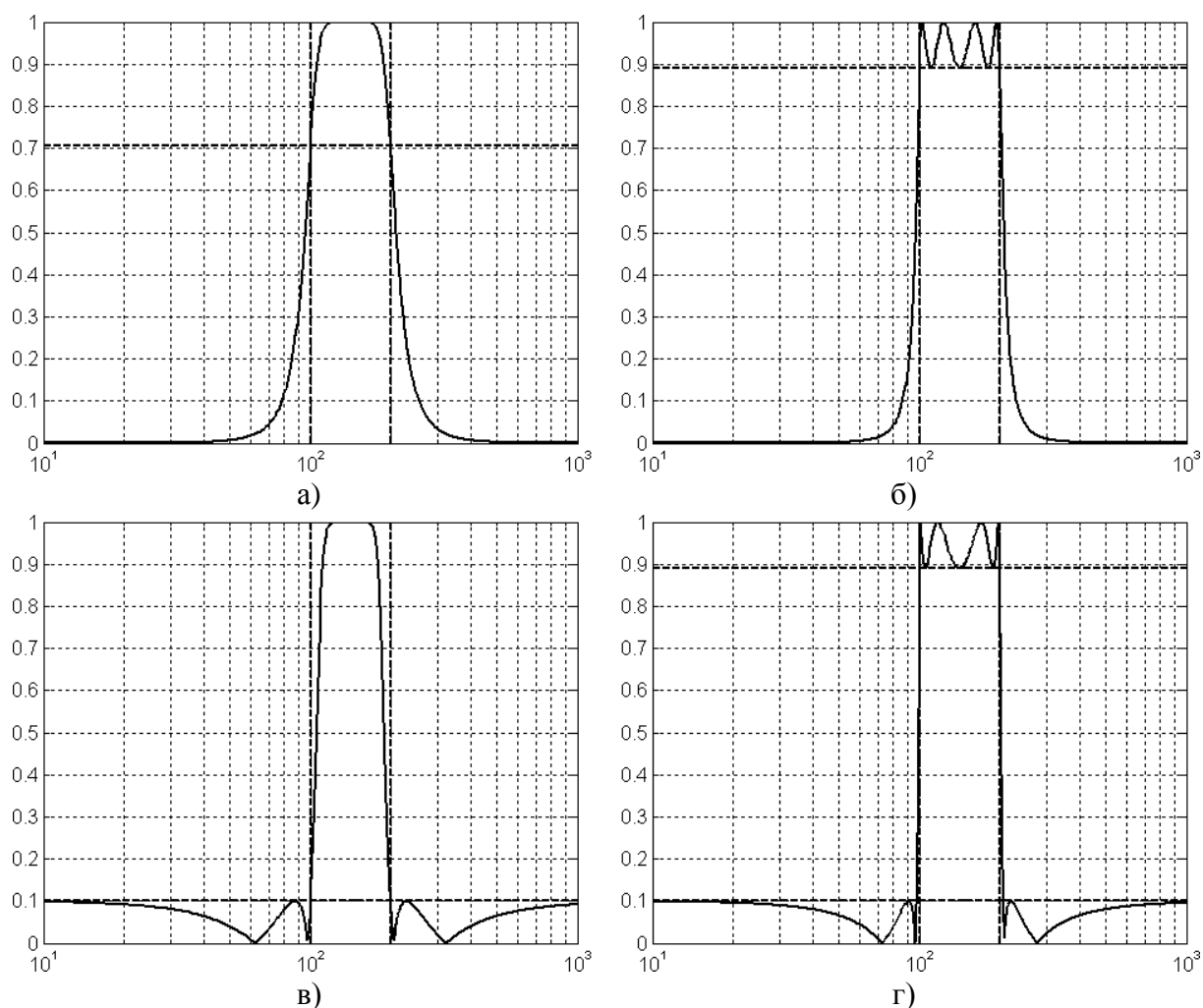


Рисунок 4.4 – АЧХ полосовых фильтров восьмого порядка: а) Баттерворта, б) Чебышева, в) инверсного Чебышева (Чебышева второго рода), г) эллиптического (Кауэра).

В таблице 4.1 приведены электрические схемы ARC-звеньев первого порядка, применяемые при проектировании фильтров нечетного порядка. Таблица 4.2 содержит схемы наиболее простых ARC-звеньев второго порядка: звено с многопетлевой обратной связью (МОС), звено на источнике напряжения, управляемым напряжением (ИНУН). Для последней в литературе часто встречается и другое название — звено Саллена и Кея.

### 4.3 Расчет схем фильтров

#### 4.3.1 Общий подход

Расчет фильтров проводится в соответствии с формулами таблиц 4.3, 4.4, 4.5. Исходные данные для расчета: порядок фильтра  $n$ , коэффициент передачи в полосе пропускания  $K$ , частота среза  $\omega_c$  (центральная частота  $\omega_0$  для ПФ), добротность  $Q$  (только для ПФ), вид аппроксимации, неравномерность АЧХ в полосе пропускания (только для фильтра Чебышева).

Таблица 4.1 – Схемы АРС-звеньев первого порядка

	Инвертирующая схема	Неинвертирующая схема
ФНЧ		
ФВЧ		

Таблица 4.2 – Схемы АРС-звеньев второго порядка

	Звено с МОС	Звено на ИНУН
ФНЧ		
ФВЧ		
ПФ		

При расчете звеньев фильтра используются коэффициенты  $B$  и  $C$ , определяющие вид аппроксимации. Указанные коэффициенты находятся из приложения В в зависимости от выбранной аппроксимации, порядка фильтра, неравномерности АЧХ (для аппроксимации Чебышева).

ФНЧ и ФВЧ состоят из звеньев второго порядка (если порядок фильтра четный) или из звеньев второго порядка и одного звена первого порядка (если порядок фильтра нечетный). Каждому звену второго порядка ФНЧ и ФВЧ соответствует пара коэффициентов  $B$  и  $C$ . Звену первого порядка соответствует только коэффициент  $C$ .

ПФ состоят только из звеньев второго порядка. При расчете ПФ за основу берется ФНЧ вдвое меньшего порядка, соответствующий проектируемому ПФ. Поэтому, выбирая коэффициенты, порядок фильтра необходимо делить на 2. Можно сказать, что за  $N$  принимается число звеньев второго порядка ПФ. Например, для ПФ восьмого порядка используются коэффициенты фильтра четвертого порядка. При этом каждая пара коэффициентов  $B$ ,  $C$  для звена **второго порядка** ФНЧ используется при расчете сразу двух звеньев второго порядка ПФ. Если число звеньев ПФ нечетное, например, порядок равен 6, то фильтр обязательно содержит одно звено, соответствующее звену **первого порядка** ФНЧ. Для расчета такого звена используется только коэффициент  $C$ .

#### 4.3.2 ФНЧ и ФВЧ четных порядков

1. Записать исходные данные: порядок  $n$ ; частота среза  $\omega_c$ ; коэффициент передачи  $K$ ; вид аппроксимации АЧХ (Баттерворта или Чебышева), неравномерность АЧХ в полосе пропускания  $PRW$  (для фильтра Чебышева).

2. Выписать из приложения В коэффициенты  $B$  и  $C$ , соответствующие фильтру заданного порядка ( $N=n$ ) с требуемым видом аппроксимации. В таблице приложения указанные коэффициенты расположены парами. Количество таких пар равно порядку фильтра, деленному на два. Каждая пара коэффициентов  $B$ ,  $C$  соответствует одному звену второго порядка.

3. Выбрать тип звеньев второго порядка: схема с многопетлевой обратной связью (схема с МОС) или схема Саллена и Кея (схема на ИНУН). Принципиальные схемы звеньев показаны в таблице 4.2.

4. Рассчитать элементы каждого звена фильтра по формулам из таблицы 4.3.

В таблице запись  $C_1 \approx 10^{-5}/f_c$  означает, что значение емкости выбирается произвольно; рекомендуется принять  $C_1$  близким к значению  $10/f_c$  мкФ. Знак « $\leq$ » или « $\ll$ » в формуле значит, что значение параметра выбирается произвольно, но не более (менее) указанной величины.

Выбирая значения емкостей, следует учитывать, что на практике, чаще всего, стараются использовать емкости из диапазона 100 пФ...1 мкФ, а сопротивления из диапазона 100 Ом...1 МОм. Слишком малые значения емкостей и сопротивлений приводят к проявлению паразитных и монтажных емкостей и сопротивлений. Слишком большие значения емкости трудно реализовать на практике, так как качественные конденсаторы большой емкости не выпускаются. Высокоомные резисторы не применяют, поскольку протекающие по ним даже наноамперные токи создают значительные падения напряжения, приводящие к неработоспособной схеме.

Под коэффициентом  $K$  в формулах подразумевается коэффициент передачи одного данного звена, а не всей схемы в целом. Естественно, что коэффициент передачи фильтра равен произведению коэффициентов передачи его звеньев. «Распределение» коэффициента передачи по звеньям выполняется произвольно. Например, если по заданию коэффициент передачи фильтра составляет 10, то коэффициент передачи первого звена может быть 5, а второго 2 или наоборот.

Коэффициент передачи в полосе пропускания всех схем на ИНУН определяется как в схеме неинвертирующего усилителя:  $K=1+R_4/R_3$  (для ПФ  $K=1+R_5/R_4$ ). При единичном коэффициенте передачи выход ОУ следует объединить с неинвертирующим входом через резистор или непосредственно.

#### 4.3.3 ФНЧ и ФВЧ нечетных порядков

1. Записать исходные данные.

2. Выписать из приложения В коэффициенты  $B$  и  $C$ . Фильтры НЧ и ВЧ нечетных порядков всегда содержат одно звено первого порядка и несколько звеньев второго порядка. Поэтому в таблице приложения одному из коэффициентов  $C$  нет пары. Этот коэффициент используется для расчета звена первого порядка.

3. Выбрать тип звеньев второго порядка и рассчитать элементы всех звеньев второго порядка по формулам таблицы 4.3.

4. Выбрать вид звена первого порядка из таблицы 4.1.

5. Рассчитать элементы времязадающей цепи исходя из соотношений:  $C_1 \approx 10^{-5}/f_c$ ;  $R_1 = 1/(\omega_c C_1 C)$  (для ФНЧ);  $R_1 = C/(\omega_c C_1)$  (для ФВЧ).

Сопротивления резисторов, задающих коэффициент передачи, рассчитать, исходя из требуемого коэффициента передачи звена.

Здесь подробный расчет не приводится. Предполагается, что студентам известно, какие из элементов схем в таблице 4.1 являются времязадающими, то есть определяют частоту среза, а какие задают коэффициент передачи в полосе пропускания.



Таблица 4.3 – Расчетные формулы для фильтров НЧ и ВЧ

ФНЧ Звено с МОС	$C_2 \approx 10^{-5}/f_c; C_1 \leq \frac{B^2 C_2}{4C(K+1)};$ $R_2 = \frac{2(K+1)}{\left[ BC_2 + \sqrt{B^2 C_2^2 - 4CC_1 C_2 (K+1)} \right] \omega_c};$ $R_1 = \frac{R_2}{K}; R_3 = \frac{1}{CC_1 C_2 \omega_c^2 R_2}$
ФВЧ Звено с МОС	$C_1 \approx 10^{-5}/f_c; C_2 = C_1/K;$ $R_1 = \frac{B}{(2C_1 + C_2)\omega_c}; R_2 = \frac{(2C_1 + C_2)C}{BC_1 C_2 \omega_c}$
ФНЧ Звено на ИНУН	$C_2 \approx 10^{-5}/f_c; C_1 \leq \frac{[B^2 + 4C(K-1)]C_2}{4C};$ $R_1 = \frac{2}{\left[ BC_2 + \sqrt{[B^2 + 4C(K-1)]C_2^2 - 4CC_1 C_2} \right] \omega_c};$ $R_2 = \frac{1}{CC_1 C_2 R_1 \omega_c^2}; R_3 = \frac{K(R_1 + R_2)}{K-1}; R_4 = K(R_1 + R_2)$
ФВЧ Звено на ИНУН	$C_1 \approx 10^{-5}/f_c; R_2 = \frac{4C}{\left[ B + \sqrt{B^2 + 8C(K-1)} \right] \omega_c C_1};$ $R_1 = \frac{C}{\omega_c^2 C_1 R_2}; R_3 = \frac{KR_2}{K-1}; R_4 = KR_2$

Таблица 4.4 – Расчетные формулы для полосовых фильтров

ПФ 2-го порядка	ПФ высокого порядка		
	Звено 2-го порядка, соответствующее ФНЧ 1-го порядка	Звенья 2-го порядка, соответствующие ФНЧ 2-го порядка	
		1-е звено	2-е звено
$\rho = K/Q;$ $\beta = 1/Q;$ $\gamma = 1$	$\rho = KC/Q;$ $\beta = C/Q;$ $\gamma = 1$	$\rho = K\sqrt{C}/Q;$ $\beta = D/E;$ $\gamma = D^2$	$\rho = K\sqrt{C}/Q;$ $\beta = 1/(DE);$ $\gamma = 1/D^2$
где $E = \frac{1}{B} \sqrt{\frac{C + 4Q^2 + \sqrt{(C + 4Q^2)^2 - (2BQ)^2}}{2}};$ $D = \frac{1}{2} \left[ \frac{BE}{Q} + \sqrt{\left(\frac{BE}{Q}\right)^2 - 4} \right]$			

Таблица 4.5 – Расчетные формулы для полосовых фильтров

Звено с МОС	$C_1 \approx 10^{-5}/f_c; C_2 > \frac{C_1(\rho\beta - \gamma)}{\gamma};$ $R_1 = \frac{1}{\rho\omega_0 C_1}; R_2 = \frac{\beta}{C_1(\gamma - \rho\beta) + \gamma C_2 \omega_0}; R_3 = \frac{1}{\beta\omega_0} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)$
Звено на ИНУН $K=2$	$C_1 \approx 10^{-5}/f_c; R_1 = \frac{2}{\rho\omega_0 C_1}; R_2 = \frac{2}{\left[ -\beta + \sqrt{\rho - \beta^2 + 8\gamma} \right] \omega_0 C_1};$ $R_3 = \frac{1}{\gamma\omega_0^2 C_1^2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right); R_4 = R_5 = 2R_3$
Звено на ИНУН $K>1$	$C_1 \approx 10^{-5}/f_c; R_1 = \frac{K}{\rho\omega_0 C_1};$ $R_2 = \frac{2(K-1)}{\left[ \rho \frac{2}{K-1} - \beta + \sqrt{(\rho - \beta)^2 + 8\gamma(K-1)} \right] \omega_0 C_1};$ $R_3 = \frac{1}{\gamma\omega_0^2 C_1^2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right); R_4 = R_3 K / (K-1); R_5 = K R_3$

#### 4.3.4 ПФ порядка, кратного четырем

1. Записать исходные данные: порядок  $n$ ; центральная частота  $\omega_0$ , коэффициент передачи  $K$ , вид аппроксимации АЧХ (Баттерворта или Чебышева), добротность  $Q$ , неравномерность АЧХ в полосе пропускания  $PRW$  (только для фильтра Чебышева).

2. Выписать из приложения В коэффициенты  $B$  и  $C$ , соответствующие фильтру порядка вдвое меньше заданного ( $N=n/2$ ) с требуемым видом аппроксимации. ПФ состоят только из звеньев второго порядка. Каждая пара коэффициентов  $B, C$  используется при расчете сразу двух звеньев ПФ.

3. Выбрать тип звеньев второго порядка.

4. Рассчитать элементы фильтра по формулам из таблиц 4.4, 4.5. При этом пользоваться колонкой «Звенья 2-го порядка, соответствующие ФНЧ 2-го порядка». Указанные формулы дают возможность рассчитать два звена.

#### 4.3.5 ПФ порядка, некратного четырем

1. Записать исходные данные.

2. Выписать из приложения В коэффициенты  $B$  и  $C$ , соответствующие фильтру порядка вдвое меньше заданного ( $N=n/2$ ) с требуемым видом аппроксимации. Каждая пара коэффициентов  $B, C$  используется при расчете

те сразу двух звеньев второго порядка ПФ. Коэффициент  $C$ , не имеющий пары, используется для расчета одного звена второго порядка.

3. Выбрать тип звеньев второго порядка.

4. Рассчитать элементы звеньев с использованием парных коэффициентов  $B$ ,  $C$  по формулам колонки «Звенья 2-го порядка, соответствующие ФНЧ 2-го порядка» таблицы 4.4 и таблицы 4.5.

5. Рассчитать элементы звена с использованием непарного коэффициента  $C$  по формулам колонки «Звено 2-го порядка, соответствующее ФНЧ 1-го порядка».

#### *4.3.6 ПФ второго порядка*

1. Записать исходные данные.

2. Выписать из приложения В коэффициенты  $B$  и  $C$ , соответствующие фильтру порядка вдвое меньше заданного порядка ( $N=n/2$ ) с требуемым видом аппроксимации. Фильтр состоит из единственного звена второго порядка.

3. Выбрать тип звена второго порядка.

4. Рассчитать элементы звена по формулам колонки «ПФ 2-го порядка» таблицы 4.4 и таблицы 4.5.

#### **4.4 Порядок выполнения работы**

1. Произвести расчет схемы фильтра по методике, изложенной выше. Исходные данные брать из таблицы приложения Б в соответствии с указаниями преподавателя. Учитывая громоздкость вычислений, для расчета рекомендуется использовать какую-либо среду автоматизации математических расчетов, такую как MATLAB, Matcad или Maple. Можно также воспользоваться любой средой программирования высокого уровня.

2. В среде Multisim 7 собрать схему, подобную той, что показана на рисунке 4.4. Полученные в результате расчетов значения сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов необходимо округлять до ближайших стандартных значений. В приложении Г имеются таблицы рядов номинальных значений E192 (для резисторов) и E24 (для конденсаторов). Операционные усилители использовать из стандартной библиотеки Multisim.

3. Двойным щелчком мыши открыть окно свойств каждого операционного усилителя, помещенного на рабочее поле программы, и изменить параметр Unity-Gain Bandwidth (частота единичного усиления). Установить значение 50 МГц.

4. Убедиться в работоспособности схемы. При помощи осциллографа и вольтметра проверить, что в полосе пропускания на выходе схемы присутствует синусоидальное напряжение, соответствующее требуемому

коэффициенту передачи, что в полосе заграждения коэффициент передачи фильтра сравнительно мал.

5. Снять амплитудно-частотную характеристику фильтра. Для этого воспользоваться инструментом Bode Plotter, подключив его так, как показано на рисунке. Выбрать пределы шкал и масштаб так, чтобы отчетливо был виден график АЧХ.

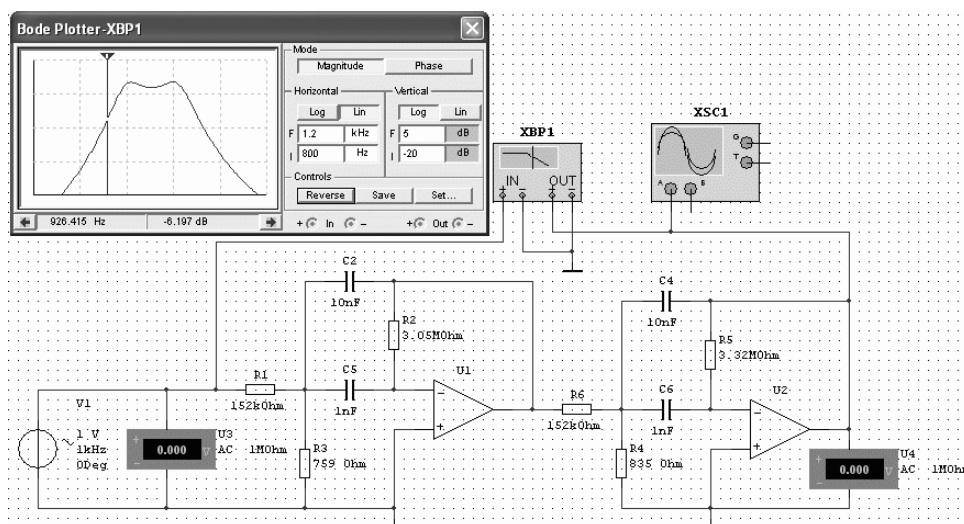


Рисунок 4.4 – Пример схемы ПФ, собранной в программе Multisim 7.

6. Изменить схему подключения прибора так, чтобы получить АЧХ первого звена в отдельности. Затем аналогично АЧХ второго звена.

7. Перейти в режим просмотра результатов анализа. Для этого воспользоваться пунктом меню View  $\Rightarrow$  Grapher или соответствующей кнопкой на панели инструментов. В окне должны отобразиться все три графика на отдельных вкладках.

8. Совместить три графика в одной системе координат. Для этого воспользоваться пунктом меню Tools  $\Rightarrow$  Overlay Traces. В открывшемся диалоге отметить график, с которым требуется произвести совмещение. В результате будет сформирована новая вкладка с совмещенными двумя графиками. Повторив операцию, можно добиться совмещения всех трех графиков.

9. При необходимости провести настройку изображения графика АЧХ: выбрать пределы по осям, масштабы, шаг сетки и т.п. Сохранить результат в файл для использования в отчете. Для сохранения можно воспользоваться экспортом рядов данных в Excel или Matcad. При ручном (не машинном) способе оформления отчета необходимо зарисовать графики АЧХ или записать таблицу.

10. По графику определить коэффициент передачи в полосе пропускания  $K$ ; частоту среза  $\omega_c$  (Гц) (частоты среза  $\omega_{c1}$ ,  $\omega_{c2}$  и центральную частоту  $\omega_0$  для полосового фильтра); неравномерность АЧХ в полосе про-

пускания  $PRW$  (дБ); ширину полосы пропускания  $BW = \omega_{c1} - \omega_{c2}$  (Гц) и добротность  $Q = \omega_0 / BW$  (для полосового фильтра). Сравнить полученные результаты с требованиями задания.

Для фильтра Баттерворта частоты среза определять по уровню  $-3$  дБ. Для фильтра Чебышева частоты среза определять по уровню  $A - PRW$ , где  $A$  — максимальное значение коэффициента передачи в полосе пропускания.

#### 4.5 Контрольные вопросы

1. Дайте определение электрического фильтра. Поясните его назначение.
2. Приведите классификацию фильтров.
3. Дайте сравнительную характеристику активных и пассивных фильтров.
4. Как классифицируют фильтры в зависимости от полосы пропускаемых частот? Изобразите АЧХ идеальных фильтров всех типов (по диапазону пропускаемых частот).
5. Что называется полосой пропускания, заграждения, переходной полосой?
6. Что называют частотой среза, центральной частотой, шириной полосы пропускания, добротностью, неравномерностью в полосе пропускания или заграждения?
7. Поясните смысл понятия аппроксимация АЧХ?
8. Какие виды аппроксимации АЧХ вам известны?
9. Объясните основные отличия известных вам аппроксимаций АЧХ, дайте их сравнительную характеристику.
10. Из каких звеньев строятся активные фильтры? Запишите их возможные передаточные функции.
11. Изобразите по памяти электрическую схему одного звена спроектированного вами фильтра.
12. Качественно изобразите АЧХ спроектированного фильтра, покажите как графически определить частоты среза, центральную частоту, ширину полосы пропускания, добротность, неравномерность АЧХ.
13. На конкретном примере покажите вид ЛАЧХ, если выразить коэффициент передачи в относительных единицах и децибелах.
14. Как влияет увеличение порядка на свойства фильтра?
15. Приведите примеры построения ФНЧ, ФВЧ, ПФ, РФ на пассивных элементах.

## 5 Лабораторная работа №4. Исследование мостовых измерительных преобразователей

### 5.1 Цель работы

Познакомиться с основными свойствами мостовых измерительных преобразователей на примере схемы измерения сопротивления терморезистора. Изучить вопросы настройки дифференциальных усилителей сигнала с моста.

### 5.2 Краткие теоретические сведения

Мостовые измерительные преобразователи применяются для измерения  $R$ ,  $L$ ,  $C$ -параметров электрических цепей. Измерительные мосты часто составляют основу приборов — измерителей параметров цепей с сосредоточенными постоянными.

Схема четырехплечего моста показана на рисунке 5.1, а). Одна из диагоналей моста подключена к источнику питания постоянного или переменного тока. Напряжение питания обычно составляет 2...10 В.

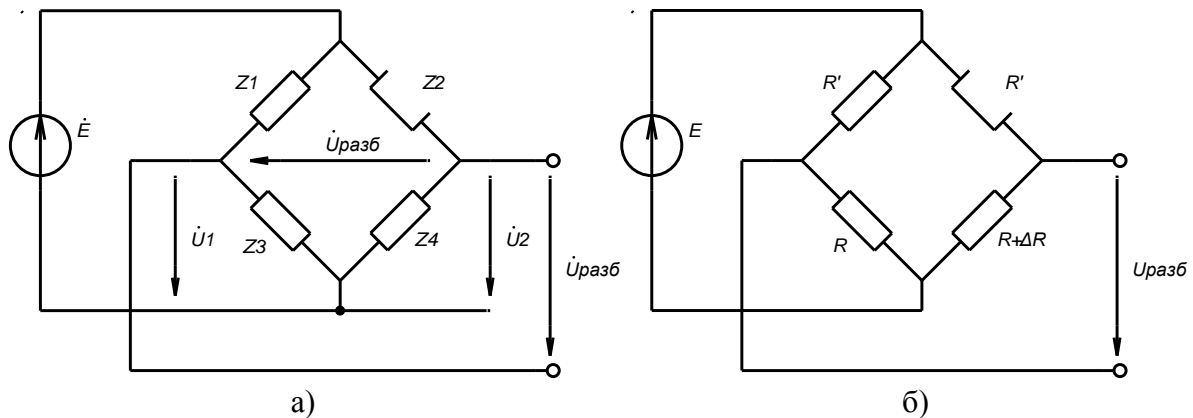


Рисунок 5.1 – Схемы измерительных мостов.

Условие равновесия моста можно сформулировать следующим образом — произведения комплексных сопротивлений противоположных плеч равны:

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3.$$

При соблюдении условия равновесия  $\dot{U}_1 = \dot{U}_2$  и напряжение на свободной диагонали равно нулю. Нарушение этого условия приводит к *разбалансу (небалансу)* моста и появлению на свободной диагонали напряжения разбаланса:

$$\dot{U}_{разб} = \dot{U}_2 - \dot{U}_1 = \dot{E} \frac{Z_4}{Z_2 + Z_4} - \dot{E} \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3} = \dot{E} \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{(Z_1 + Z_3)(Z_2 + Z_4)}.$$

Для измерения RLC-параметров применяются методы уравновешенных или неуравновешенных мостов.

В случае уравновешенного моста исследуемое сопротивление включается в одно из плеч моста (например, вместо  $Z_4$ ). Остальные плечи составляют из образцовых сопротивлений. Одно из образцовых сопротивлений является переменным (например,  $Z_3$ ). Для измерения параметров катушек индуктивностей и конденсаторов это сопротивление должно быть активно-реактивным. Остальные образцовые сопротивления постоянные и, как правило, чисто активные.

Подбирая параметры переменного сопротивления, добиваются равновесия моста, которое отслеживают по нуль-индикатору, включенному в диагональ. Параметры измеряемого сопротивления рассчитывают по известным параметрам образцовых сопротивлений.

Неуравновешенный мост не содержит переменных элементов. О параметрах измеряемой цепи судят по напряжению разбаланса, появившемуся на диагонали моста.

Мостовые измерительные преобразователи находят применение также для измерения неэлектрических величин при помощи резистивных, емкостных или индуктивных датчиков.

На рисунке 5.1, б) показан пример включения в мост резистивного датчика. Датчиком может служить, например, термо-, тензо- или фоторезистор. Сопротивление датчика подвержено изменению под воздействием измеряемой величины.

Здесь сопротивление датчика обозначено  $R + \Delta R$ , где  $R$  — сопротивление датчика при нормальных условиях (то есть в режиме, соответствующему нулю шкалы),  $\Delta R$  — изменение сопротивления, произошедшее под воздействием измеряемой величины. Часто изменение сопротивления  $\Delta R$  весьма мало по сравнению с  $R$ . Как правило, сопротивление второго «нижнего» резистора выбирается равным  $R$ , а сопротивления «верхних» резисторов одинаковы, причем  $R' \ll R$ . В дальнейшем будем считать, что мост составлен из активных сопротивлений и работает на постоянном токе.

В таком случае напряжение разбаланса равно:

$$U_{разб} = E \frac{\Delta R \cdot R'}{(R + R')(R + R' + \Delta R)}.$$

Из формулы следует, что при  $\Delta R = 0$  мост сбалансирован и напряжение разбаланса равно нулю. Очевидно также, что зависимость напряжения разбаланса от изменения сопротивления нелинейная, так как  $\Delta R$  входит и в числитель, и в знаменатель дроби. Нелинейность статической характеристики является важным недостатком измерительного моста.

Можно заметить, что нелинейность проявляется в меньшей степени при соблюдении условий:  $R \ll \Delta R$  и  $R' \ll \Delta R$ . Первое условие определяется свойствами датчика и, как правило, в той или иной степени выполняется. Выполнения второго условия добиваются соответствующим выбором сопротивления  $R'$ .

При соблюдении указанных условий можно приближенно считать

$$U_{разб} = E \frac{\Delta R \cdot R'}{(R + R')^2}. \quad (5.1)$$

Для усиления выходного сигнала измерительного моста применяются дифференциальные усилители, реагирующие на малую разность потенциалов на фоне синфазного напряжения, которое часто бывает намного больше, чем измеряемая разность потенциалов.

На рисунке 5.2 приведена схема простейшего дифференциального усилителя. Дифференциальная схема является комбинацией инвертирующей и неинвертирующей схем. Так как мы имеем дело с линейным устройством (в известном диапазоне входных напряжений) воспользуемся принципом наложения (суперпозиций). Выходное напряжение усилителя можно рассматривать как сумму двух составляющих  $U_{вых1}$  и  $U_{вых2}$ , обусловленных действием сигналов на инвертирующем  $U_u$  и неинвертирующем  $U_n$  входах в отдельности.

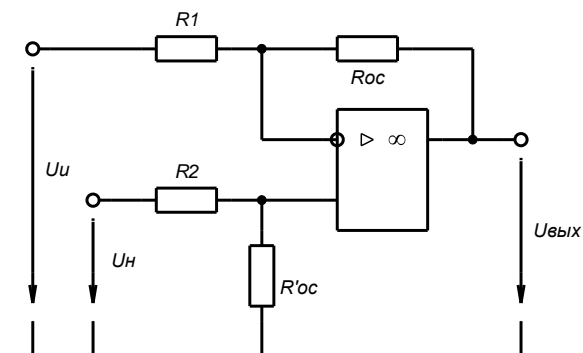


Рисунок 5.2 – Схема простейшего дифференциального усилителя на ОУ.

Составляющая выходного напряжения, обусловленная только сигналом, поступающим на инвертирующий вход равна

$$U_{вых1} = -U_u R_{OC} / R_1.$$

При этом естественно считается, что сигнал на неинвертирующем входе равен нулю. Иначе говоря, неинвертирующий вход считается заземленным.

Составляющая, обусловленная сигналом неинвертирующего входа равна

$$U_{вых2} = U_n \frac{R'_{OC}}{R_2 + R'_{OC}} \cdot \frac{R_1 + R_{OC}}{R_1}.$$



Такой коэффициент передачи для сигнала обусловлен тем, что сигнал поступает на вход через делитель ( $R_2, R'_{OC}$ ).

Определим результирующее выходное напряжение:

$$U_{вых} = U_{вых1} + U_{вых2};$$

$$U_{вых} = U_n \frac{R'_{OC}}{R_2 + R'_{OC}} \cdot \frac{R_1 + R_{OC}}{R_1} - U_u \frac{R_{OC}}{R_1}.$$

Теперь выделим в явной форме синфазную и дифференциальную составляющие напряжения. Для этого за синфазную составляющую входного сигнала  $U_{сф}$  примем напряжение на неинвертирующем входе ( $U_{сф}=U_n$ ), а за дифференциальную — разность напряжений на входах ( $\Delta U=U_u-U_n$ ). Очевидно, что можно сделать и наоборот. Теперь выходное напряжение будет выражаться формулой:

$$U_{вых} = U_{сф} \frac{R_1 R'_{OC} - R_2 R_{OC}}{R_1 (R_2 + R'_{OC})} - \Delta U \frac{R_{OC}}{R_1}. \quad (5.2).$$

Теперь становится абсолютно ясно, что дифференциальный сигнал  $\Delta U$ , действующий между входами схемы передается на выход ОУ с коэффициентом передачи  $-R_{OC}/R_1$ , как и в схеме инвертирующего усилителя. Кроме того, выходной сигнал имеет еще одну составляющую, пропорциональную синфазному сигналу. Эта составляющая является нежелательной и в идеальном случае должна стремиться к нулю.

Именно наличие синфазной составляющей является одной из основных сложностей применения указанной схемы. Фактически синфазный сигнал целиком представляет собой аддитивную погрешность дифференциальной схемы усиления.

Из формулы (5.2) становится очевидно, что синфазную составляющую можно свести к нулю, если выполнить условие:

$$R_1 R'_{OC} - R_2 R_{OC} = 0. \quad (5.3)$$

Это возможно, когда  $R'_{OC}/R_2 = R_{OC}/R_1$  или часто  $R_{OC} = R'_{OC}$ ,  $R_1 = R_2$ .

Точный подбор сопротивлений  $R_{OC}$ ,  $R'_{OC}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  является весьма трудоемкой задачей. Необходимо применять сверхточные резисторы с допусками порядка 0,1...0,01%, обладающие низким температурным коэффициентом сопротивления. Если возникает необходимость изменения коэффициента передачи, то это невозможно сделать лишь изменением соотношений сопротивлений  $R_{OC}$  и  $R_1$ , не повлияв на коэффициент ослабления синфазного сигнала схемы. Фактически необходимо заново производить подбор всех резисторов.

Вторым серьезным недостатком схемы является ее сравнительно низкое входное сопротивление дифференциальному сигналу. Это приводит

к тому, что часть напряжения теряется на выходном сопротивлении моста, которое тоже довольно-таки велико.

При проектировании дифференциальных усилителей сигнала с измерительного моста необходимо стремиться выбирать сопротивления  $R_1 = R_2 \ll R$ . Следует помнить, что чрезмерное увеличение входного сопротивления дифференциального усилителя приводит к росту погрешности из-за входных токов.

Для того чтобы избежать необходимости согласования усилителя с источником сигнала (мостом) применяют так называемые инструментальные усилители. Эти схемы строятся на нескольких ОУ.

Схема простейшего инструментального усилителя показана на рисунке 5.3. Здесь для увеличения входного сопротивления используются неинвертирующие повторители, включенные в каждый из каналов. Входное сопротивление такой схемы чрезвычайно велико и практически может не учитываться, то есть считаться бесконечным.

Схема, показанная на рисунке 5.4, упрощает согласование резисторов. В такой схеме функции усиления дифференциального сигнала и подавления синфазного, разделены, то есть выполняются разными каскадами.

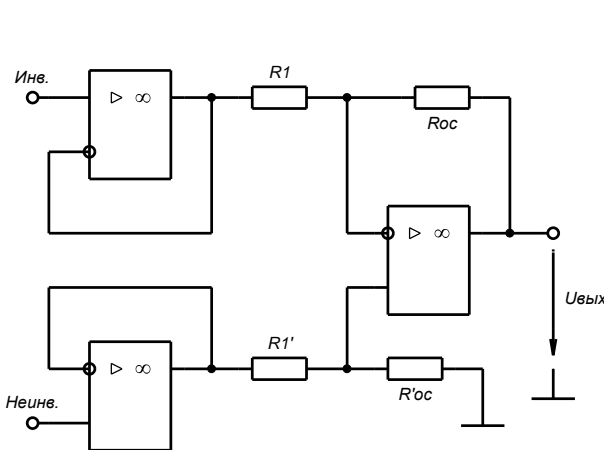


Рисунок 5.3 – Схема простейшего инструментального усилителя на ОУ.

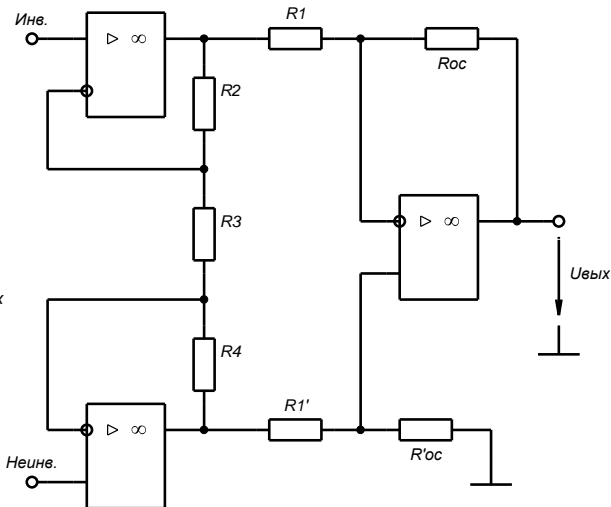


Рисунок 5.4 – Стандартный инструментальный усилитель на трех ОУ.

Усиление дифференциального сигнала выполняет входной каскад, построенный на двух неинвертирующих усилителях. Отличительной особенностью каскада является то, что его коэффициент передачи синфазного сигнала равен единице, точнее определяется только коэффициентом ослабления синфазного сигнала собственно ОУ. Выделение дифференциального сигнала на фоне синфазного выполняет последний дифференциальный каскад с единичным коэффициентом передачи.

Выигрыш, получаемый при использовании указанной схемы, состоит в том, что настройка коэффициента передачи схемы и коэффициента ослабления синфазного сигнала выполняются раздельно.

При соблюдении условий  $R_2=R_4$ ,  $R_1 = R'_1$  и  $R_{OC} = R'_{OC}$  коэффициент передачи схемы определяется выражением:

$$K = \frac{R_{OC}}{R_1} \left( 1 + \frac{2R_2}{R_3} \right). \quad (5.4)$$

Настройку коэффициента усиления обычно выполняют подбором сопротивления  $R_3$ . Как видно из формулы, коэффициент усиления нелинейно зависит от  $R_3$ .

Инструментальные усилители изготавливаются в интегральном исполнении. Микросхемы имеют тщательно согласованные резисторы, позволяющие получить высокие значения КОСС. Для увеличения КОСС предусматривается возможность подключения внешнего подстроечного резистора. Коэффициент усиления задается лишь резистором  $R_3$ , для подключения которого имеются внешние выводы. Часто микросхемы имеют набор фиксированных коэффициентов усиления (например, 10, 100, 1000), которые выбираются без подключения внешних резисторов. Такие интегральные инструментальные усилители представляют собой полностью законченное усилительное устройство с нормированными метрологическими характеристиками, не требующее подключения каких-либо точных элементов. Примеры: КР140УД27, LM363 (National Semiconductor).

### 5.3 Порядок выполнения работы

#### 1. Исследование измерительного моста.

1.1. Расположить на рабочем поле программы терморезистор фирмы Honeywell. Терморезисторы находятся в группе Miscellaneous  $\Rightarrow$  Transducers. Маркировка терморезисторов начинается с букв HEL-7xx. Тип терморезистора выбирается студентом произвольно.

1.2. Подключить к выводам терморезистора мультиметр (см. рисунок 5.5 слева) и, переведя его в режим измерения сопротивления, измерить и записать сопротивление терморезистора при нормальных условиях ( $R_{t_{HV}}$ ), то есть при  $t=25^\circ\text{C}$ .

1.3. Снять зависимость сопротивления терморезистора от температуры:  $R_t=f(t)$ . Диапазон изменения температуры: от  $-50$  до  $100^\circ\text{C}$ . Вычислить приращения сопротивления  $\Delta R_t=R_t-R_{t_{HV}}$ . Результаты занести в таблицу 5.1.

Таблица 5.1 – Результаты исследования мостового преобразователя

$t_{зад}, ^\circ\text{C}$		-50	-25	0	+25	+50	+75	+100
$R_t, \text{Ом}$								
$\Delta R_t = R_t - R_{HY}, \text{Ом}$								
$R'/R = 1/5$	$U_{разб}, \text{МВ}$							
	$\delta_{np} U_{разб}, \%$							
$R'/R = 1/10$	$U_{разб}, \text{МВ}$							
	$\delta_{np} U_{разб}, \%$							
$R'/R = 1/100$	$U_{разб}, \text{МВ}$							
	$\delta_{np} U_{разб}, \%$							

Замечание: здесь и далее условимся резисторы «верхних» плеч моста обозначать  $R'$ , а «нижних» —  $R$ .

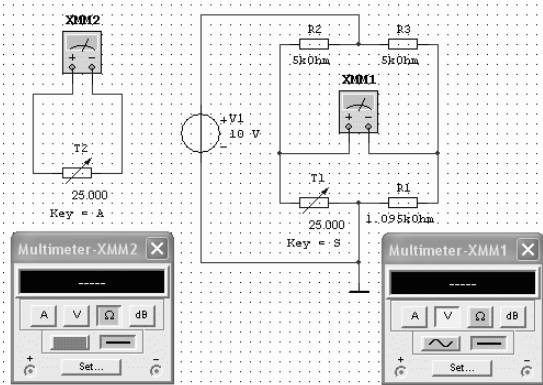


Рисунок 5.5 – Схема для исследования измерительного моста.

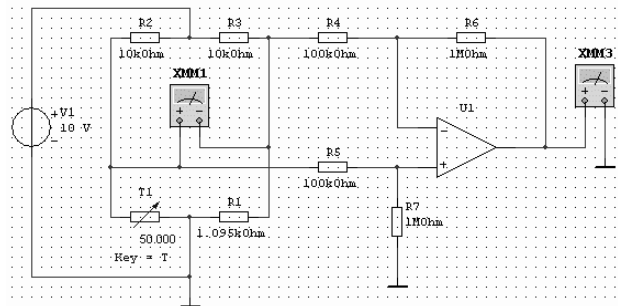


Рисунок 5.6 – Схема для исследования дифференциального усилителя.

1.4. Собрать схему, изображенную на рисунке 5.5. В одно из «нижних» плеч моста включить терморезистор того же типа, в другое «нижнее плечо» — резистор, обладающий сопротивлением  $R=R_{tHY}$ . То есть таким же что и терморезистор при нормальных условиях. Сопротивление «верхних резисторов» выбрать примерно в 5 раз больше «нижних».

1.5. Включив в свободную диагональ моста мультиметр (в режиме измерения постоянного напряжения), снять зависимость напряжения разбаланса от изменения сопротивления:  $U_{разб} = f(\Delta R_t)$ . Измерения проводить для тех же температур. Затем провести измерения для других соотношений  $R'/R$ . Рекомендуемые соотношения  $R'/R = 1/10, 1/100$ . Результаты записать в таблицу 5.1. Указать все сопротивления моста.

1.6. Для каждого результата измерения рассчитать приведенную погрешность нелинейности по формуле:

$$\delta_{np} U_{разб} = \frac{K(t - 25^\circ) - U_{разб}}{U_{разб_{100^\circ}}} \cdot 100\%, \quad \text{где} \quad K = \frac{U_{разб_{max}} - U_{разб_{min}}}{t_{max} - t_{min}}.$$

Все данные подставляются в формулу с учетом знаков.

По результатам построить следующие графики:

а) Зависимость изменения сопротивления терморезистора от температуры:  $\Delta R_t = f(t_{зад})$ .

б) Семейство зависимостей напряжения разбаланса от приращения сопротивления  $U_{разб} = f(\Delta R_t)$  для различных соотношений  $R' / R$ . Ось абсцисс проградуировать дважды — в единицах сопротивления и температуры.

в) Семейство зависимостей приведенной погрешности нелинейности напряжения разбаланса от приращения сопротивления:  $\delta_{нр} U_{разб} = f(\Delta R_t)$ . Ось абсцисс проградуировать дважды, как и в предыдущем пункте.

## 2. Исследование дифференциального усилителя.

2.1. Собрать схему, изображенную на рисунке 5.6. При этом использовать исследованный в пункте 1 измерительный мост. Установить  $R' = 100R$ . Изменить параметры операционного усилителя:  $U_{см} = 50$  мкВ (Input Offset Voltage),  $I_{вх} = 3$  нА (Input Bias Current),  $\Delta I_{вх} = 2$  нА (Input Offset Current),  $K_{ОУ} = 2$  МВ/В (Open Loop Gain). Эти значения соответствуют прецизионному ОУ типа ОР-177 (Analog Devices).

2.2. Снять зависимости напряжения разбаланса и выходного напряжения дифференциального усилителя от температуры. Измерения проводить для тех же температур, что и в предыдущем пункте; использовать два набора сопротивлений усилителя:  $R_4 = R_5 = 10$  кОм,  $R_6 = R_7 = 100$  кОм и  $R_4 = R_5 = 100$  кОм,  $R_6 = R_7 = 1$  МОм. Заполнить таблицу 5.2. Отличие от предыдущего пункта состоит в том, что теперь мост, работает не в режиме холостого хода, а нагружен на входное сопротивление дифференциального усилителя. Зафиксировать сопротивления всех резисторов моста и усилителя. По результатам построить графики.

2.3. Установить  $R_4 = R_5 = 100$  кОм,  $R_6 = R_7 = 1$  МОм,  $t = 25^\circ\text{C}$ . Для трех соотношений резисторов моста ( $R' = 5R$ ,  $R' = 10R$ ,  $R' = 100R$ ) измерить напряжения синфазного сигнала при нормальных условиях. Для этого подключить клемму «←» первого мультиметра к общей точке. Записать измеренные значения  $U_{сф}$ , В.

Таблица 5.2 – Нагрузочные характеристики измерительного моста

$t_{зад}, ^\circ\text{C}$		-50	-25	0	+25	+50	+75	+100
$R_4 = R_5 = 10$ кОм $R_6 = R_7 = 100$ кОм	$U_{разб}$ , мВ							
	$U_{вых}$ , В							
$R_4 = R_5 = 100$ кОм $R_6 = R_7 = 1$ МОм	$U_{разб}$ , мВ							
	$U_{вых}$ , В							

3. Измерение коэффициента ослабления синфазного сигнала дифференциального усилителя.

3.1. Установить  $t=25^{\circ}\text{C}$ ,  $R' \approx 10R$ ,  $R_4=R_5=100$  кОм,  $R_6=R_7=1$  МОм. Отсоединить входы схемы дифференциального усилителя (резистор  $R_4$ ) от моста, объединить их и подключить к общей точке. Измерить и записать в таблицу 5.3 выходное напряжение смещения усилителя  $U_{\text{вых см}}$ .

3.2. Записать в таблицу 5.3 значение  $U_{\text{сф}}$ , измеренное в пункте 2.3, соответствующее данным условиям работы усилителя.

3.3. Включить мультиметр в диагональ моста, подключить к мосту усилитель. Измерить напряжение разбаланса при нормальных условиях и записать в таблицу 5.3.

3.4. Записать в таблицу 5.3 выходное напряжение усилителя  $U_{\text{вых}}$ .

3.5. Рассчитать КОСС по формуле:

$$K_{\text{ОСС}} = \frac{KU_{\text{сф}}}{U_{\text{вых}} - U_{\text{вых см}} + U_{\text{разб}}K},$$

где  $K = -R_6/R_4 = -10$  — коэффициент передачи усилителя по дифференциальной составляющей. Полученный КОСС выразить в децибелах и записать в таблицу 5.3. При вычислениях соблюдать знаки.

3.6. Искусственно ввести рассогласование в сопротивления резисторов. Для этого увеличить  $R_5$  на 1%, а  $R_7$  уменьшить на 1%. Повторить измерения по пунктам 3.3–3.5 для рассогласованных резисторов на 1%, 0,1% и 0,01%.

Таблица 5.3 – Результаты измерения КОСС

$\Delta R_5, \Delta R_7$	Номинальные значения	0,01%	0,1%	1%
$U_{\text{вых см}}$ , мВ				
$U_{\text{сф}}$ , мВ				
$U_{\text{разб}}$ , мВ				
$U_{\text{вых}}$ , мВ				
$K_{\text{ОСС}}$ , дБ				

4. Исследование инструментального усилителя.

4.1. Собрать схему, показанную на рисунке 5.7. Использовать измерительный мост, исследованный ранее. Подобрать сопротивления всех резисторов так, чтобы обеспечить коэффициент передачи равный 10 и высокий КОСС. При этом руководствоваться формулами (5.3), (5.4).

4.2. Повторить измерения по пункту 2.2 для инструментального усилителя. Снять зависимость выходного напряжения от напряжения раз-

баланса для  $R'=10R$ . Построить график в одной системе координат для аналогичных графиков для дифференциальных усилителей.

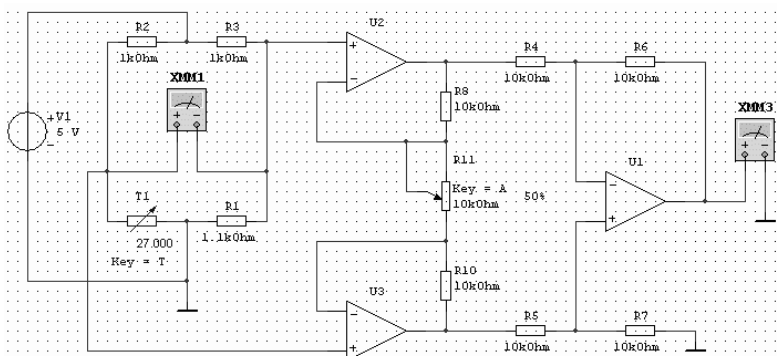


Рисунок 5.7 – Схема для исследования инструментального усилителя.

#### 5.4 Расчетное задание

Рассчитать основную погрешность исследованного мостового измерительного преобразователя и дифференциального усилителя. Измеряемой величиной будем считать приращение сопротивления терморезистора  $\Delta R$ .

С учетом допущений, принятых ранее (5.1), выходное напряжение усилителя связано с измеряемой величиной соотношением:

$$U_{\text{вых}} = -E \frac{R_6}{R_4} \frac{\Delta R \cdot R'}{(R + R')^2},$$

где  $E$  — напряжение питания моста; для расчетов примем  $R=R_{t_{HY}}$ ,  $R'=100R$ ,  $R_4=R_5=100$  кОм,  $R_6=R_7=1$  МОм.

Выразив  $\Delta R$ , получим,

$$\Delta R = K U_{\text{вых}}, \text{ где } K = -\frac{R_4}{R_6} \frac{(R + R')^2}{ER'}.$$

1. Рассчитать абсолютную аддитивную погрешность преобразователя. Составляющими погрешности считать: входное напряжение смещения, разность входных токов, коэффициент ослабления синфазного сигнала. Формула имеет вид:

$$a = K \frac{R_6 + R_4}{R_4} \sqrt{U_{\text{см}}^2 + \left( \Delta I_{\text{вх}} \frac{R_5 R_7}{R_5 + R_7} \right)^2 + \left( \frac{U_{\text{сф}}}{K_{\text{осц}}} \right)^2}.$$

Здесь:

а)  $U_{\text{см}}$ ,  $\Delta I_{\text{вх}}$  — соответственно напряжение смещения и разность входных токов ОУ. Использовать данные для одного любого операционного усилителя, исследованного в лабораторной работе №1.

б)  $U_{сф}$  — входное синфазное напряжение. Выбрать значение, полученное в пункте 2.3 настоящей лабораторной работы, соответствующее данным условиям работы усилителя.

г)  $K_{осс}$  — коэффициент ослабления синфазного сигнала усилителя. Принять полученное в настоящей работе значение для отклонения резисторов 0,1%. Прежде чем подставлять в формулу  $K_{осс}$  необходимо выразить в относительных единицах.

Замечание: Знак перед коэффициентом  $a$  отражает инвертирующие свойства усилителя и в дальнейших расчетах должен быть опущен.

2. Рассчитать относительную мультипликативную погрешность преобразователя. В нашем случае мультипликативная погрешность учитывает отклонения резисторов, задающих коэффициент передачи усилителя, и погрешность нелинейности. Для того чтобы учесть нелинейность статической характеристики, введем коэффициент нелинейности  $K_{нелин}$ . При отсутствии нелинейности  $K_{нелин}=1$ . Тогда коэффициент передачи преобразователя:

$$K = -\frac{R_4}{R_6} \frac{(R + R')^2}{ER'} K_{нелин}.$$

$$b = \sqrt{\left(\frac{\partial K}{\partial R_4} \cdot \frac{R_4}{K} \cdot \delta R_4\right)^2 + \left(\frac{\partial K}{\partial R_6} \cdot \frac{R_6}{K} \cdot \delta R_6\right)^2 + \left(\frac{\partial K}{\partial K_{нелин}} \cdot \frac{K_{нелин}}{K} \cdot \delta K_{нелин}\right)^2}.$$

Здесь  $K$  следует рассматривать, как функцию трех аргументов:  $R_4$ ,  $R_6$  и  $K_{нелин}$ ,  $R_4$ ,  $R_6$  — заданы;  $\delta R_4$ ,  $\delta R_6$  — относительные погрешности соответствующих резисторов (принять 0,1% = 0,001);  $\delta K_{нелин}$  — погрешность нелинейности (использовать результаты лабораторной работы).

Замечание 1. Множители при  $\delta X$  в итоге являются константами, поэтому рекомендуется каждый из них вычислить отдельно, а затем подставить в выражение.

Замечание 2. Расчет мультипликативной погрешности значительно упрощен. Точный расчет потребует учета влияния всех резисторов схемы, нестабильности источника питания, коэффициента усиления разомкнутого ОУ и пр.

3. Записать суммарную абсолютную погрешность преобразователя в виде формулы:

$$\Delta R_{\Sigma} = \pm(a + bx),$$

где  $x = \Delta R$  — изменение сопротивления терморезистора — переменная величина, от которой зависит погрешность.



4. Записать относительную суммарную погрешность усилителя в виде формулы:

$$\delta R_{\Sigma} = \pm \left[ c + d \left( \left| \frac{X_K}{x} \right| - 1 \right) \right],$$

где  $X_K$  — максимальное изменение сопротивления терморезистора  $\Delta R_t$  (см. таблицу 5.1);  $X_K = \max\{\Delta R_{-50^\circ\text{C}}, \Delta R_{100^\circ\text{C}}\}$ ;  $d = a/|X_K|$ ,  $c = b + d$ .

5. Построить графики  $\Delta R_{\Sigma} = f(x)$ ,  $\delta R_{\Sigma} = f(x)$ .

### 5.5 Контрольные вопросы

1. Каково назначение мостовых измерительных преобразователей?
2. Изложите принципы измерения сопротивлений при помощи уравновешенного и неуравновешенного моста.
3. В каком случае применяются источники питания постоянного (переменного) тока?
4. Изобразите схему измерительного моста. Покажите способ подключения источника питания, датчика (измеряемого сопротивления). Обозначьте выходные клеммы.
5. Запишите условие равновесия измерительного моста.
6. Запишите выражение для выходного напряжения мостового измерительного преобразователя.
7. Каковы основные сложности применения измерительных мостов?
8. Как значения сопротивлений и напряжение источника питания влияют на выходные дифференциальное и синфазное напряжения, выходное сопротивление моста, погрешность нелинейности?
9. Изобразите схему простейшего дифференциального усилителя.
10. Запишите формулу, выражающую его выходное напряжение через напряжения, действующие на входах.
11. В чем состоят сложности применения дифференциальной схемы?
12. Что называется условием согласования сопротивлений для дифференциального усилителя? Запишите его.
13. Как могут быть преодолены сложности, связанные с применением дифференциальной схемы?
14. Что такое инструментальный усилитель? В чем его особенности и преимущества перед прецизионными ОУ?
15. Изобразите схему инструментального усилителя. Расскажите о его работе.

## Приложение А

Таблица А.1 – Варианты заданий к лабораторным работам №1, 2

№ варианта	Тип ОУ №1	Тип ОУ №2	Диапазон входных напряжений	Макс. выходное напряжение	Полоса частот
1	ОР07	ОР37	0...75 мВ	5 В	0...10 кГц
2	ОР177	544УД2	0...100 мВ	2 В	0...10 кГц
3	ОР07	544УД2	0...75 мВ	5 В	0...10 кГц
4	ОР177	LM318	0...500 мВ	5 В	0...10 кГц
5	140УД608	ОР37	0...75 мВ	2 В	0...10 кГц
6	140УД608	LM318	0...100 мВ	5 В	0...10 кГц
7	140УД608	544УД2	0...75 мВ	5 В	0...10 кГц
8	ОР07	ОРА621	0...100 мВ	2 В	0...10 кГц
9	ОР177	ОР37	0...75 мВ	5 В	0...10 кГц
10	LM318	ОР37	0...500 мВ	5 В	0...10 кГц
11	544УД2	ОР37	0...75 мВ	5 В	0...10 кГц
12	LM318	ОРА621	0...100 мВ	2 В	0...10 кГц
13	LM112	140УД17	0...100 мВ	5 В	0...10 кГц

## Приложение Б

Таблица Б.1 – Варианты заданий к лабораторной работе №3

№	Полоса частот	$n$	$K$	$Q$	$PRW$ , дБ	$\omega_c$ , с <sup>-1</sup>	Вид аппроксимации	Звенья
1.1	ФНЧ	4	2		0,5	10	Чебышева	МОС
1.2	ФВЧ	4	4		0,5	15	Чебышева	МОС
1.3	ФНЧ	4	2		1	10	Чебышева	ИНУН
1.4	ФВЧ	4	1		0,5	20	Чебышева	ИНУН
1.5	ФНЧ	4	1			10	Баттерворта	ИНУН
1.6	ФВЧ	4	2			8	Баттерворта	ИНУН
1.7	ФНЧ	4	2			10	Баттерворта	МОС
1.8	ФВЧ	4	4			15	Баттерворта	МОС
2.1	ФНЧ	4	2			20	Баттерворта	МОС
2.2	ФВЧ	4	4			10	Баттерворта	МОС
2.3	ФНЧ	4	2			15	Баттерворта	ИНУН
2.4	ФВЧ	4	1			10	Баттерворта	ИНУН
2.5	ФНЧ	4	2		1	20	Чебышева	МОС
2.6	ФВЧ	4	4		1	15	Чебышева	МОС

Таблица Б.1 – Продолжение

№	Полоса частот	$n$	$K$	$Q$	$PRW$ , дБ	$\omega_0$ , с <sup>-1</sup>	Вид аппроксимации	Звенья
3.1	ПФ	4	2	5	1	20	Чебышева	ИНУН
3.2	ПФ	4	4	10	0,5	8	Чебышева	МОС
3.3	ПФ	4	2	5		15	Баттерворта	ИНУН
3.4	ПФ	4	1	10		15	Баттерворта	МОС
3.5	ПФ	4	1	10		15	Баттерворта	МОС
3.6	ПФ	4	2	5		8	Баттерворта	ИНУН
3.7	ПФ	4	2	5	0,5	15	Чебышева	ИНУН
3.8	ПФ	4	4	10	1	8	Чебышева	МОС
4.1	ПФ	4	2	5	1	10	Чебышева	ИНУН
4.2	ПФ	4	4	10	0,5	15	Чебышева	МОС
4.3	ПФ	4	2	5		10	Баттерворта	ИНУН
4.4	ПФ	4	1	10		20	Баттерворта	МОС
4.5	ПФ	4	2	10		10	Баттерворта	МОС
4.6	ПФ	4	4	5		8	Баттерворта	ИНУН
4.7	ПФ	4	1	5	0,5	10	Чебышева	ИНУН
4.8	ПФ	4	2	10	1	15	Чебышева	МОС

Примечание. В таблице используются следующие обозначения:  $n$  — порядок фильтра;  $K$  — коэффициент передачи в полосе пропускания;  $Q$  — добротность;  $PRW$  — неравномерность АЧХ в полосе пропускания;  $\omega_0$  — центральная круговая частота (для ПФ);  $\omega_c$  — круговая частота среза (для ФНЧ и ФВЧ).

### Приложение В

Таблица В.1 – Коэффициенты для расчета фильтров Баттерворта

Коэфф.	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$
$B$	1,414214	1,000000	0,765367 1,847759	0,618034 1,618034	0,517638 1,414214 1,931852
$C$	1,000000	1,000000 1,000000	1,000000 1,000000	1,000000 1,000000 1,000000	1,000000 1,000000 1,000000

Таблица В.2 – Коэффициенты для расчета фильтров Чебышева

<i>PRW</i> , дБ	Коэфф.	<i>N</i> =2	<i>N</i> =3	<i>N</i> =4	<i>N</i> =5	<i>N</i> =6
0,1	<i>B</i>	2,372356	0,969406	0,528313 1,275460	0,333067 0,871982	0,229387 0,626696 0,856083
	<i>C</i>	3,314037	1,689747 0,969406	1,330031 0,622925	1,194937 0,635920 0,538914	1,129387 0,696374 0,263361
0,5	<i>B</i>	1,425625	0,626456	0,350706 0,846680	0,223926 0,586245	0,155300 0,424288 0,579588
	<i>C</i>	1,516203	1,142448 0,626456	1,063519 0,356412	1,035784 0,476767 0,362320	1,023023 0,590010 0,156997
1,0	<i>B</i>	1,097734	0,494171	0,279072 0,673739	0,178917 0,468410	0,124362 0,339763 0,464125
	<i>C</i>	1,102510	0,994205 0,494171	0,986505 0,279398	0,988315 0,429298 0,289493	0,990732 0,557720 0,124707
2,0	<i>B</i>	0,803816	0,368911	0,209775 0,506440	0,134922 0,353230	0,093946 0,256666 0,350613
	<i>C</i>	0,823060	0,886095 0,368911	0,928675 0,221568	0,952167 0,393150 0,218308	0,965952 0,532939 0,099926
3,0	<i>B</i>	0,644900	0,298620	0,170341 0,411239	0,109720 0,287250	0,076459 0,208890 0,285349
	<i>C</i>	0,707948	0,839174 0,298620	0,903087 0,195980	0,936025 0,377009 0,177530	0,954830 0,521818 0,088805

## Приложение Г

Таблица Г.1 – Ряд номинальных значений E24

10	15	20	30	43	51	62	75	82	91
11	16	22	33	47	56	68			
12	18	24	36						
13		27	39						

Таблица Г.2 – Ряд номинальных значений E192

100	133	180	200	267	301	402	505	604	706	806	909
101	135	182	203	271	305	407	511	612	715	816	920
102	137	184	205	274	309	412	517	619	723	825	931
104	138	187	208	277	312	417	523	626	732	835	942
105	142	189	210	280	316	422	530	634	741	845	953
106	143	191	213	284	320	427	536	642	750	856	965
107	145	193	215	287	324	432	542	649	759	866	976
109	147	196	218	291	328	437	549	657	768	876	988
110	149	198	221	294	332	442	556	665	777	887	
111	150		223	298	336	448	562	673	787	898	
113	152		226		340	453	569	681	796		
114	154		229		344	459	576	690			
115	156		232		348	464	583	698			
117	158		234		352	470	590				
118	160		237		357	475	597				
120	162		240		361	481					
121	164		243		365	487					
123	165		246		370	493					
124	167		249		374	499					
126	169		252		379						
127	172		255		383						
129	174		258		388						
130	176		261		392						
132	178		264		397						

Примечание. Номинальные значения сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов образуются путем умножения табличных чисел на  $10^n$ , где  $n$  — целое число. Для резисторов  $n$  от  $-2$  до  $4$  или (реже)  $5$ . Для конденсаторов — от  $-14$  до  $-5$  или (реже)  $-4$ .

### **Список литературы**

1. Нефедов В. И., Хахин В. И., Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах: Учебник для вузов. — М.: Высш. шк., 2001. — 383 с.
2. Кушнир Ф. В., Савенко В. Г., Верник С. М., Измерения в технике связи. — М.: Связь, 1970. — 544 с.
3. Сергеев А. Г., Крохин В. В., Метрология: Учеб. пособие для вузов. — М.: Логос, 2001. — 408 с.
4. Гальперин М. В. Электронная техника: Учебник. — М.: ФОРУМ: ИНФРА-М, 2003. — 304 с.
5. Фолкенберри Л., Применение операционных усилителей и линейных ИС. — М.: Мир, 1985. — 572 с.
6. Операционные усилители и компараторы. — М.: Издательский дом Додэка-XXI, 2001. — 560 с.
7. Опадчий Ю. Ф. и др., Аналоговая и цифровая электроника (Полный курс): Учебник для вузов, под. ред. Глудкина О. П. — М.: Горячая Линия – Телеком, 2000. — 768 с.
8. Хоровиц П., Хилл У., Искусство схемотехники. — М.: Мир, 2003. — 704 с.
9. Джонс М. Х., Электроника — практический курс. М.: Постмаркет, 2003. — 528 с.
10. Попов В. П., Основы теории цепей. — М.: Высш. шк., 2003. — 575 с.
11. Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г., Справочник по активным фильтрам.— М.: Энергоатомиздат, 1983 — 128 с.
12. Сергиенко А. Б., Цифровая обработка сигналов: Учеб. для вузов — СПб.: Питер, 2006. — 751 с.

## **Содержание**

<b>1 Краткие теоретические сведения к лабораторным работам №1, 2</b>	<b>1</b>
1.1 Основные параметры операционных усилителей	3
1.2 Классификация ОУ	5
1.3 Основные схемы включения ОУ	8
1.4 Основные замечания к выполнению работы	10
<b>2 Лабораторная работа №1. Исследование статических свойств операционных усилителей</b>	<b>10</b>
2.1 Цель работы	10
2.2 Влияние параметров ОУ на работу измерительного усилителя	11
2.3 Порядок выполнения работы	14
2.4 Расчетное задание	17
<b>3 Лабораторная работа №2. Исследование динамических свойств операционных усилителей</b>	<b>19</b>
3.1 Цель работы	19
3.2 Влияние параметров ОУ на работу измерительного усилителя	19
3.3 Порядок выполнения работы	21
3.4 Расчетное задание	23
3.5 Контрольные вопросы к лабораторным работам №1, 2	24
<b>4 Лабораторная работа №3. Проектирование аналоговых фильтров</b>	<b>24</b>
4.1 Цель работы	24
4.2 Краткие теоретические сведения	24
4.3 Расчет схем фильтров	29
4.4 Порядок выполнения работы	35
4.5 Контрольные вопросы	37
<b>5 Лабораторная работа №4. Исследование мостовых измерительных преобразователей</b>	<b>38</b>
5.1 Цель работы	38
5.2 Краткие теоретические сведения	38
5.3 Порядок выполнения работы	43
5.4 Расчетное задание	47
5.5 Контрольные вопросы	49
<b>Приложение А</b>	<b>50</b>
<b>Приложение Б</b>	<b>50</b>
<b>Приложение В</b>	<b>51</b>
<b>Приложение Г</b>	<b>53</b>
<b>Список литературы</b>	<b>54</b>