

МИНИСТЕРСТВО СЕЛЬСКОГО ХОЗЯЙСТВА РФ

ФГОУ ВПО «БРЯНСКАЯ ГОСУДАРСТВЕННАЯ
СЕЛЬСКОХОЗЯЙСТВЕННАЯ АКАДЕМИЯ»

КАФЕДРА ИНФОРМАТИКИ

Безик Д. А.

РАЗРАБОТКА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО АНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ
С МЕТОДИЧЕСКИМИ УКАЗАНИЯМИ
ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

по дисциплине
«ЭЛЕКТРОНИКА,
МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ТЕХНИКА
И ТЕХНИКА СВЯЗИ»

БРЯНСК 2009

УДК 621.38
ББК 32.85
Б 39

Безик Д. А. Разработка измерительного аналогового преобразователя. Учебно-методическое пособие с методическими указаниями для выполнения курсовой работы по дисциплине «Электроника, микропроцессорная техника и техника связи». Брянск. Издательство Брянской ГСХА, 2009 г.- 62 с.

Учебно-методическое пособие с методическими указаниями предназначено для изучения основных понятий аналоговой электроники на примере разработки измерительного аналогового преобразователя, содержащего наиболее распространённые функциональные блоки – измерительные преобразователи, усилители, фильтры, блоки питания и формирователи выходного сигнала. Предназначено для студентов, обучающихся по специальности 110302 – электрификация и автоматизация сельского хозяйства, а также аспирантов и лиц, занимающихся изучением и разработкой электронной техники.

Рецензенты:

1. К. т. н., доцент кафедры электротехнологий БГСХА, И. Е. Черняков.
2. К. ф.-м. н., профессор каф. теоретической физики БГУ В. А. Иноземцев.

Рекомендовано к изданию методической комиссией факультета энергетики и природопользования Брянской государственной сельскохозяйственной академии, протокол №24 от 27 июня 2009 года.

© Брянская ГСХА, 2009
© Безик Д.А., 2009

Содержание

1. Задания для курсовой работы по предмету "Электроника, микропроцессорная техника и техника связи"...	4
Индивидуальные задания.	5
2. Датчики.	7
2.1. Термопары.	7
2.2. Терморезисторы.	8
Основные параметры терморезисторов.	8
Основные характеристики терморезисторов.	9
2.3. Фоторезисторы.	9
Основные параметры фоторезисторов.	10
Основные характеристики фоторезисторов.	11
2.4. Мост постоянного тока.	11
2.5. Пример 1 (датчик - термопара).	12
2.6. Пример 2 (датчик - терморезистор).	13
3. Проектирование усилителя.	15
3.1. Операционные усилители.	15
Общие сведения.	15
Параметры ОУ.	16
Частотные свойства ОУ.	19
Идеальный операционный усилитель.	20
Основные схемы включения операционного усилителя.	20
3.2. Пример 1 (расчёт усилителя).	23
4. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ.	27
4.1. Активные фильтры.	27
4.2. Аппроксимация характеристик активных фильтров.	28
4.3. Расчет и реализация активных фильтров.	30
4.4. Порядок расчета ФНЧ.	32
4.5. Пример 1 (расчёт фильтра).	33
5. Проектирование выходного формирователя.	36
5.1. Токовый выход.	36
5.2. Релейный выход.	40
5.3. Пример 1 (преобразователь напряжение-ток).	41
5.4. Пример 2 (релейный выход).	46
6. Проектирование стабилизатора напряжения.	51
6.1. Пример 1 (блок питания).	52
7. Приложение 1.	58
7.1. ТермоЭДС некоторых термопар.	58
8. Литература.	61

1. Задания

для курсовой работы по предмету "Электроника, микропроцессорная техника и техника связи"

В данной курсовой работе студенты должны разработать и проанализировать работу электронного устройства, предназначенного для усиления сигнала датчика и формирования заданного выходного сигнала.

Структурная схема разрабатываемого устройства показана на рисунке 1.

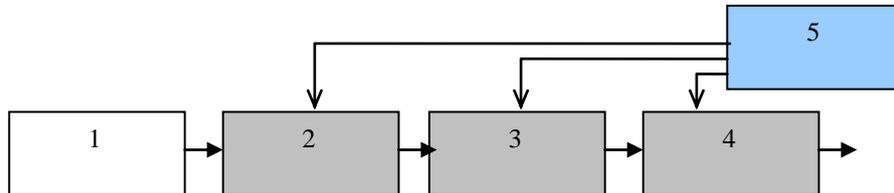


Рисунок 1 - Структура разрабатываемого аналогового преобразования сигналов: 1 – датчик; 2 – усилитель; 3 – фильтр; 4 – формирователь выходного сигнала; 5 – источник питания

Усилитель предназначен для предварительного усиления сигнала. Он должен учитывать параметры подключаемого датчика (выходное напряжение, внутреннее сопротивление и т. п.).

Фильтр может быть активным (например на ОУ) или пассивным. Он необходим для подавления помех (обусловленных наводками, пульсациями питающего датчик напряжения и т. п.).

Формирователь предназначен для формирования заданного выходного сигнала. В случае непрерывного выходного сигнала он может быть выполнен на ОУ, а в случае дискретного выходного сигнала возможно использование транзисторных ключей, компараторов, в некоторых вариантах электромагнитных реле.

Блок питания должен содержать выпрямитель (при питании от сети переменного напряжения) и фильтр (C , RC , LC). При недостаточной стабильности блока питания необходимо применение стабилизатора.

В курсовой работе необходимо:

Разработать принципиальную схему аналогового преобразования сигналов, определить параметры всех элементов.

Работа должна содержать 25-30 стр. пояснительной записки и чертёж готового устройства на ватмане формата А1.

Чертёж принципиальной схемы должен быть выполнен с соблюдением ГОСТов. Пояснительная записка должна содержать расчёты всех элементов схемы и обоснование выбора тех или иных элементов.

Считать, что напряжение первичного источника питания может изменяться в пределах $\pm 20\%$.

Индивидуальные задания

№ Варианта	Датчик	Помехи	Выходной сигнал	Питание	№ Варианта	Датчик	Помехи	Выходной сигнал	Питание	№ Варианта	Датчик	Помехи	Выходной сигнал	Питание
1	1	1	1	1	31	11	3	12	4	61	1	4	2	6
2	2	2	2	2	32	12	4	13	5	62	2	5	3	7
3	3	3	3	3	33	13	5	14	6	63	3	6	4	8
4	4	4	4	4	34	14	6	15	7	64	4	7	5	9
5	5	5	5	5	35	15	7	16	8	65	5	8	6	10
6	6	6	6	6	36	16	8	17	9	66	6	9	7	1
7	7	7	7	7	37	17	9	18	10	67	7	10	8	2
8	8	8	8	8	38	18	10	19	1	68	8	1	9	3
9	9	9	9	9	39	19	1	20	2	69	9	2	10	4
10	10	10	10	10	40	20	2	1	3	70	10	3	11	5
11	11	1	11	2	41	1	3	2	4	71	11	4	12	6
12	12	2	12	3	42	2	4	3	5	72	12	5	13	7
13	13	3	13	4	43	3	5	4	6	73	13	6	14	8
14	14	4	14	5	44	4	6	5	7	74	14	7	15	9
15	15	5	15	6	45	5	7	6	8	75	15	8	16	10
16	16	6	16	7	46	6	8	7	9	76	16	9	17	1
17	17	7	17	8	47	7	9	8	10	77	17	10	18	2
18	18	8	18	9	48	8	10	9	3	78	18	1	19	3
19	19	9	19	10	49	9	1	10	4	79	19	2	20	4
20	20	10	20	1	50	10	2	11	5	80	20	3	1	5
21	1	3	2	4	51	11	3	12	6					
22	2	4	3	5	52	12	4	13	7					
23	3	5	4	6	53	13	5	14	8					
24	4	6	5	7	54	14	6	15	9					
25	5	7	6	8	55	15	7	16	10					
26	6	8	7	9	56	16	8	17	1					
27	7	9	8	10	57	17	9	18	2					
28	8	10	9	1	58	18	10	19	3					
29	9	1	10	2	59	19	1	20	4					
30	10	2	11	3	60	20	2	1	5					

Таблица выбора датчиков

1	термопара хромель-алюмель, $T_{изм.}=0...1000\text{ }^{\circ}\text{C}$
2	термопара платина + сплав платины и родия (ТПП), $T_{изм.}=0...1700\text{ }^{\circ}\text{C}$
3	термопара платина + сплав платины и родия (ТПР), $T_{изм.}=1000...1500\text{ }^{\circ}\text{C}$
4	термопара железо – константан, $T_{изм.}=-200...0\text{ }^{\circ}\text{C}$
5	термопара медь – константан, $T_{изм.}=0...400\text{ }^{\circ}\text{C}$
6	мост с терморезистором ММТ-4, 22 кОм $T_{изм.}=10...15\text{ }^{\circ}\text{C}$
7	мост с терморезистором ММТ-13, 2 кОм $T_{изм.}=20...25\text{ }^{\circ}\text{C}$
8	мост с терморезистором КМТ-14, 16 кОм $T_{изм.}=10...35\text{ }^{\circ}\text{C}$
9	мост с терморезистором СТ1-17, 20 кОм $T_{изм.}=0...15\text{ }^{\circ}\text{C}$
10	фоторезистор ФСД-1 ($E=0...100\text{ лк}$)
11	фоторезистор ФСК-7а ($E=0...2000\text{ лк}$)
12	фоторезистор СФ2-2 ($E=0...1500\text{ лк}$)
13	фоторезистор СФ3-1А ($E=0...1200\text{ лк}$)
14	термопара хромель-копель, $T_{изм.}=0...500\text{ }^{\circ}\text{C}$
15	платиновый (ПЛО) терморезистор сопротивлением 100 Ом при $0\text{ }^{\circ}\text{C}$
16	термопара железо – константан, $T_{изм.}=0...200\text{ }^{\circ}\text{C}$
17	термопара медь – константан, $T_{изм.}=0...600\text{ }^{\circ}\text{C}$
18	мост с терморезистором ММТ-4, 12 кОм $T_{изм.}=20...30\text{ }^{\circ}\text{C}$
19	мост с терморезистором ММТ-13, 2,2 кОм $T_{изм.}=20...35\text{ }^{\circ}\text{C}$
20	мост с терморезистором КМТ-14, 20 кОм $T_{изм.}=10...20\text{ }^{\circ}\text{C}$

Таблица выбора помех

1	наводка по линии связи датчика 50 Гц
2	наводка по линии связи датчика 200 Гц
3	наводка по линии связи датчика 20 Гц
4	наводка по линии связи датчика 400 Гц
5	наводка по линии связи датчика 1000 Гц
6	наводка по линии связи датчика 4000 Гц
7	наводка по линии связи датчика 100 Гц
8	наводки по линии связи датчика 8000 Гц
9	наводки по линии связи датчика 2000 Гц
10	наводки по линии связи датчика 200 Гц

Таблица выбора выходного сигнала

1	0...5 В
2	±10 В
3	±1 В
4	0...1 В
5	0...10 В
6	нормально разомкнутые контакты реле, замыкаются при достижении заданного значения
7	нормально замкнутые контакты реле, размыкаются, если входная величина лежит в заданном диапазоне
8	сигнальная лампа (0.3 А), загорается при достижении входной величины заданного значения
9	$U_{\text{вых}}=0$ В при $X < X_{\text{уст2}}$; $U_{\text{вых}}=5$ В при $X > X_{\text{уст2}}$, где X – входная величина.
10	0...10 В
11	$U_{\text{вых}}=-12$ В при $X > X_{\text{уст2}}$; $U_{\text{вых}}=+12$ В при $X < X_{\text{уст2}}$ где X – входная величина.
12	0...5 В
13	$I_{\text{вых}}=0...20$ мА
14	$I_{\text{вых}}=\pm 5$ мА
15	$I_{\text{вых}}=0...20$ мА
16	$I_{\text{вых}}=4...20$ мА
17	транзистор п-р-п с открытым коллектором, открыт при $X < X_{\text{уст2}}$ где X – входная величина.
18	два реле с нормально замкнутыми контактами: "ниже" размыкается при $X < X_{\text{уст1}}$ "выше" размыкается при $X > X_{\text{уст2}}$, где X – входная величина.
19	$U_{\text{вых}}=0$ В при $X > X_{\text{уст2}}$; $U_{\text{вых}}=9$ В при $X < X_{\text{уст2}}$ где X – входная величина.
20	$I_{\text{вых}}=0...20$ мА

В качестве $X_{\text{уст1}}$ и $X_{\text{уст2}}$ принять наименьшее и наибольшее значение измеряемой величины (в предыдущей таблице).

Таблица выбора питания

№	$U_{\text{пит}}$ схемы	Первичный источник питания
1	±15 В	сеть ≈220 В
2	±15 В	сеть ≈127 В
3	±6 В	сеть ≈110 В
4	±9 В	две аккумуляторных батареи =12 В
5	±10 В	две аккумуляторных батареи =12 В
6	±12 В	сеть ≈380 В
7	±15 В	сеть ≈380 В
8	±20В	две аккумуляторные батареи =24 В
9	±12 В	две аккумуляторные батареи =24 В
10	±9 В	две аккумуляторные батареи =12 В

2. Датчики

В измерительных устройствах в настоящее время чаще всего используются преобразователи неэлектрических величин (температуры, давления, влажности ...) в электрические (сопротивление, напряжение, ток). Это связано с тем, что электрические величины легко обрабатывать, хранить и использовать для управления.

Ниже разобрано применение некоторых датчиков в измерительной аппаратуре.

2.1. Термопары

В качестве датчиков температуры часто применяется контакт двух проводников – т. н. термопары. Из курса физики известно, что если взять два контакта разнородных металлов, соединённых последовательно, и нагревать один из них, то в цепи появиться ЭДС. Она зависит от разности температур нагретого и холодного контактов. На рисунке 1 показаны два контакта, один из которых нагревается, при этом вольтметр показывает появление термоЭДС в цепи.

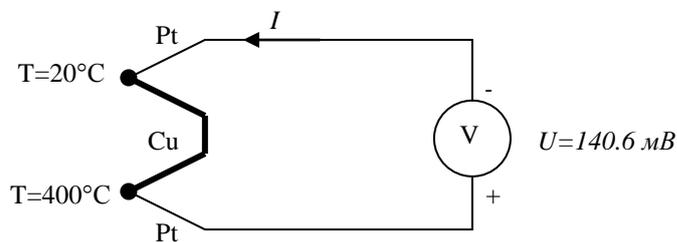


Рисунок 1 - Появление тока в цепи разнородных металлов при нагревании одного из их контактов

Возникающая термоЭДС зависит от вида контактирующих металлов и от разности температур холодного контакта и горячего. Толщина проводников, вид соединения (сварка, спай и т. п.) не влияют на величину термоЭДС. Обычно один из спаев находится при фиксированной температуре (чаще 0°C), а второй помещают в место, где измеряется температура. Если не требуется высокая точность измерений, то второй, холодный спай может находиться и при комнатной температуре. Ещё больше упростить конструкцию и измерения можно если уменьшать длину одного из проводников (на рисунке 1 верхнего платинового). От длины проводников термоЭДС не зависит, даже если её уменьшить до нуля, т. е. полностью убрать один проводник (на рисунке 1 – верхний Pt), как показано на рисунке 2. На самом деле в этом случае роль холодного конца будет играть контакт с разъёмом измерительного прибора.

Как сказано выше, термоЭДС зависит от вида контактирующих проводников. В таблицах приложения 1 указано значение термоЭДС различных термопар.

Термопары широко применяются для измерения температур вследствие своей простоты, надёжности и ещё одного свойства – линейности характеристики температура – термоЭДС.

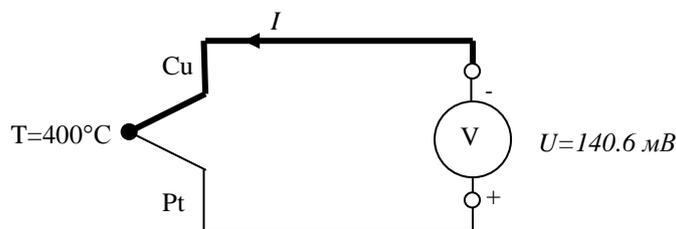


Рисунок 2- Появление тока цепи разнородных металлов при нагревании одного контакта

2.2. Терморезисторы

Терморезисторы – нелинейные резисторы, изготавливаемые из полупроводниковых материалов, имеющих большой температурный коэффициент сопротивления (ТКС). Терморезисторы с положительным ТКС называют позисторами.

В зависимости от применяемого полупроводникового материала терморезисторы делятся на кобальто-марганцевые (КМТ и СТ-1), медно-марганцевые (ММТ и СТ-2), медно-кобальтовые (СТ-3), титано-бариевые с положительным ТКС (СТ-5 ... СТ-9, СТ-15) и др.

По назначению терморезисторы делятся на следующие группы: для измерения и регулирования температуры, для термокомпенсации элементов электрической цепи, для систем теплового контроля, для работы в качестве чувствительного элемента при измерении мощности э/м колебаний СВЧ диапазона, для стабилизации напряжения, в качестве регулируемых резисторов и т. д.

Основные параметры терморезисторов

Номинальное сопротивление (R_n) — сопротивление рабочего тела при температуре окружающей среды 20°C . Номинальное сопротивление определяется шкалой номиналов по ГОСТ 2825—67.

Допустимое отклонение номинального сопротивления (ΔR_n) — установленное для данного типа терморезистора предельное отклонение от номинального сопротивления.

Температурный коэффициент сопротивления (α_t) — изменение сопротивления рабочего тела, в процентах, при изменении его температуры на 1°C . В таблицах значения ТКС приводятся для температуры 20°C . Значение ТКС для любой температуры в диапазоне $20 \dots 150^{\circ}\text{C}$ можно вычислить по формуле

$$\alpha_t = -\frac{B}{T^2},$$

где B — коэффициент температурной чувствительности, К,

$$\hat{A} = \frac{\dot{O}_1 \dot{O}_2}{\dot{O}_2 - \dot{O}_1} \ln \frac{R_{T_1}}{R_{T_2}}$$

где T_1 и T_2 — соответственно исходная и конечная температура рабочего тела, для которой определяют значения ТКС;

R_{T_1} и R_{T_2} — сопротивления рабочего тела при температуре

соответственно T_1 и T_2 . Значения постоянной B приводятся в справочнике.

Мощность рассеяния ($P_{рас}$) — максимально допустимая мощность, которую терморезистор может рассеивать при непрерывной электрической нагрузке и заданной температуре окружающей среды, не изменяя параметров свыше норм, установленных техническими условиями. Различают мощность рассеяния при 20 °С ($P_{рас20}$) и при максимальной температуре ($P_{рас,imax}$).

Рабочая мощность ($P_{раб}$) — мощность, подводимая к терморезистору, при которой он нормально функционирует с установленными значениями параметров.

Номинальное напряжение (U_n) — среднее напряжение на терморезисторе при протекании через него тока, величина которого находится в пределах рабочей области ($\Delta I_{раб}$).

Постоянная рассеяния (H) — мощность, вызывающая повышение температуры рабочего тела терморезистора на 1 °С относительно температуры окружающей среды.

Постоянная времени (τ) — время, в течение которого температура терморезистора, перенесенного из спокойного воздуха с температурой 0 °С в спокойный воздух с температурой 100 °С, достигнет 63 °С. Постоянная времени связана с остальными параметрами выражением

$$\tau = \frac{\tilde{N}}{H},$$

где C — теплоемкость — количество тепла, которое необходимо сообщить терморезистору, чтобы повысить температуру рабочего тела на 1 °С.

Основные характеристики терморезисторов

- статическая вольт-амперная $U = f_1(I)$ в установившемся тепловом режиме терморезистора;
- температурная $R = f_2(T)$ — зависимость сопротивления рабочего тела от температуры среды.

2.3. Фоторезисторы

Фоторезисторы — полупроводниковые резисторы, изменяющие свое сопротивление под воздействием светового потока. В зависимости от спектральной чувствительности фоторезисторы делят на две группы: для видимой части спектра и для инфракрасной части спектра. Для изготовления фоторезисторов используют соединения кадмия и свинца. Чувствительные элементы изготавливают из монокристаллов или поликристаллов этих соединений.

Обозначение фоторезисторов ранних выпусков: первый элемент — буквы, обозначающие тип прибора (ФС — фотосопротивление); второй элемент — буква, обозначающая материал чувствительного элемента (А — сернистый свинец, К — сернистый кадмий, Д — селенистый кадмий); третий элемент — цифра, обозначающая тип конструктивного исполнения. Буква «Г» перед циф-

рой обозначает герметичный вариант исполнения, а буква «П» или «М» — пленочный или монокристаллический материал чувствительного элемента. Буква «Т» в конце обозначает «тропический» вариант, предназначенный для эксплуатации в условиях повышенных температур и влажности.

Обозначения новых типов фоторезисторов: первый элемент — буквы, обозначающие тип прибора (СФ — сопротивление фоточувствительное); второй элемент — цифра, обозначающая материал чувствительного элемента (2 — сернистый кадмий, 3 — селенистый кадмий, 4 — селенистый свинец); третий элемент — цифра, обозначающая порядковый номер разработки.

Фоторезисторы обладают высокой стабильностью параметров. Изменение фототока является достаточно точной характеристикой его состояния. При длительной эксплуатации наблюдается стабилизация фототока, при этом его величина может изменяться на 20—30 %. Фоторезисторы чувствительны к быстрой смене крайних температур, поэтому не следует допускать более трех таких циклов.

Основные параметры фоторезисторов

Темновой ток (I_m) — ток, протекающий через фоторезистор при приложенном рабочем напряжении через 30 с после снятия освещенности 200 лк.

Световой ток (I_c) — ток, протекающий через фоторезистор при приложенном рабочем напряжении и освещенности 200 лк от источника света с цветовой температурой 2850 К.

Наибольшее изменение светового тока по истечении гарантийного срока (ΔI_c).

Разность между световым и темновым токами называют фототоком (I_ϕ).

Температурный коэффициент фототока (TKI_ϕ) — изменение фототока при изменении температуры фоторезистора на 1 °С.

Рабочее напряжение (U_ϕ) — напряжение, которое можно приложить к фоторезистору при длительной эксплуатации без изменения его параметров свыше установленных.

Напряжение собственных шумов ($U_{ш}$) — напряжение шумов на фоторезисторе, обусловленное протеканием через него тока, отнесенное к 1 В приложенного напряжения постоянного тока.

Темновое сопротивление (R_T) — сопротивление фоторезистора при температуре 20 °С через 30 с после снятия освещенности 200 лк.

Кратность изменения сопротивления (R_m/R_c) — отношение темнового сопротивления фоторезистора к его сопротивлению при освещенности 200 лк от источника с цветовой температурой 2850 К.

Интегральная чувствительность (K_u) — отношение приращения фототока к величине приращения, вызвавшего его светового потока при отсутствии нагрузки и $U_\phi = \text{const}$, А/лм. В некоторых случаях указывают значение вольтовой чувствительности в вольтах на люмен (В/лм). Чувствительность измеряют при освещении фоторезистора от источника с цветовой температурой 2850 К.

Удельная чувствительность (K_ρ) — отношение фототока к произведению

величин падающего на фоторезистор светового потока и приложенного к нему напряжения

$$\hat{E}_0 = \frac{I_\phi}{\partial U_\phi},$$

где Φ —световой поток, лм.

Пороговая чувствительность (Φ_n) — наименьший световой поток, вызывающий появление на фоторезисторе напряжения, вдвое превышающего уровень его шумов.

Постоянная времени (τ)—время, в течение которого фототок изменяется в e раз при освещении или затемнении фоторезистора по отношению к установившемуся значению. Различают постоянную времени по нарастанию (τ_n) и постоянную времени по спаданию (τ_c). Время нарастания переднего фронта светового тока составляет 63% от максимального, время спадания — 37% от максимального.

Мощность рассеяния ($P_{рас}$) — наибольшая допустимая мощность, которую фоторезистор может рассеивать при непрерывной электрической нагрузке и установленной температуре окружающей среды, не изменяя параметров выше норм, установленных техническими условиями.

Сопротивление изоляции ($R_{из}$).

Длина волны, соответствующая максимуму спектральной чувствительности (λ_{max}).

Длинноволновая граница ($\lambda_{д.г.}$)

Основные характеристики фоторезисторов

- Вольт-амперная $I = f_1(U)$ — зависимость светового, темнового или фототока (при постоянном световом потоке) от приложенного напряжения.
- Световая или люкс-амперная $I_\phi = f_2(E)$ — зависимость фототока от падающего светового потока или освещенности (при постоянном напряжении на фоторезисторе).
- Спектральная $I_\phi = f_3(\lambda)$ — зависимость фототока от длины волны падающего светового потока (при постоянном напряжении на фоторезисторе).

2.4. Мост постоянного тока

При включении резистивных датчиков (терморезисторов, фоторезисторов, тензорезисторов и др.) часто используется мостовая схема (рисунок 4). В этой схеме помимо датчика (терморезистора) использовано 3 дополнительных резистора, сопротивление которых неизменно.

Выходным сигналом моста является разность напряжений с диагоналей моста $\Delta U = U_b - U_a$. Если мост сбалансирован, т. е. $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$, то $U_b = U_a$ и тогда

$\Delta U = 0$ причём независимо от напряжения питания моста. Если подогреть терморезистор, то его сопротивление уменьшится, потенциал точки a тоже умень-

шится и будет $\Delta U > 0$, причём опять вне зависимости от напряжения питания моста знак этого неравенства будет неизменен (хотя величина ΔU и будет меняться). И наоборот – при охлаждении терморезистора потенциал точки a увеличится и будет $\Delta U < 0$, опять вне зависимости от напряжения питания моста.

Таким образом, сбалансировав мост, например, для температуры $36\text{ }^\circ\text{C}$ по знаку выходного напряжения ΔU можно судить о том – выше или ниже температура $36\text{ }^\circ\text{C}$, причём независимо от величины напряжения питания моста.

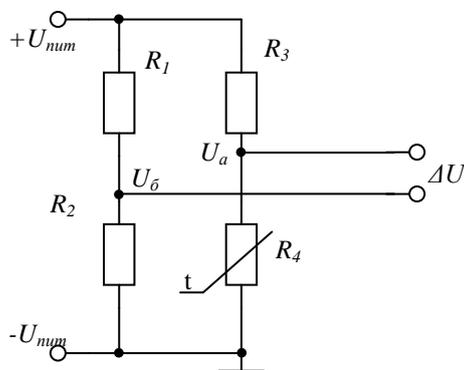


Рисунок 4 - Мост постоянного тока с терморезистором

2.5. Пример 1 (датчик - термопара)

В качестве датчика температуры используется термопара платина — платинородий (ТПП). Описать параметры этого датчика и диапазон термоЭДС при измерении температуры от $0\text{ }^\circ\text{C}$ до $1000\text{ }^\circ\text{C}$.

Используя данные приложения 1 построим график зависимости термоЭДС от температуры и определим её диапазон при измерении температуры от $0\text{ }^\circ\text{C}$ до $1000\text{ }^\circ\text{C}$.

Из рисунка 3 видно, что зависимость температура – термоЭДС – линейная. Согласно графика и табличных данных при измерении температуры от $0\text{ }^\circ\text{C}$ до $1000\text{ }^\circ\text{C}$ термоЭДС меняется от 0 до $9,55\text{ мВ}$.

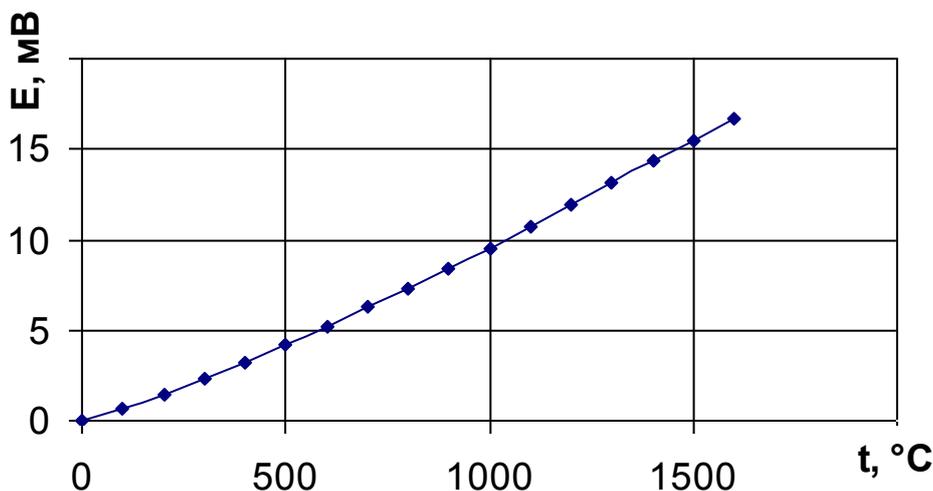


Рисунок 3 - Зависимость термо-ЭДС пары платина — платинородий (ТПП) при температуре свободных концов $0\text{ }^\circ\text{C}$

2.6. Пример 2 (датчик - терморезистор)

Изобразить принципиальную схему моста постоянного тока с терморезистором ММТ-1 10 кОм. Предполагается измерять температуру в диапазоне от 20 до 40 °С. Напряжение питания - 15 В. Требуется изобразить принципиальную схему и определить номиналы использованных элементов.

С выхода моста на последующие каскады устройства поступает дифференциальное напряжение. Резисторы моста выберем так, чтобы он был сбалансирован при 20 °С. Тогда его выходное напряжение ΔU при 20 °С будет равно нулю. При нагреве терморезистора оно будет изменяться.

Номинальное сопротивление терморезистора указывается при 20 °С. Поэтому мост будет сбалансирован при равенстве сопротивлений всех резисторов 10 кОм.

При напряжении питания $U_{пит} = 15$ В ток, текущий через резисторы (соединённые последовательно):

$$I_1 = I_2 = \frac{U_{пит}}{R_1 + R_2} = \frac{15}{10000 + 10000} = 0.75 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

При этом на них будет выделяться мощность

$$P_1 = P_2 = I_1^2 R_1 = 0.00075^2 \cdot 10000 = 0.005625 \text{ Вт.}$$

По справочнику выбираем резисторы типа МЛТ с минимально возможной мощностью 0.125 Вт ($0.005625 \text{ Вт} < 0.125 \text{ Вт}$) с номинальным сопротивлением 10 кОм (согласно ряду E24). Обозначаем мощность (двумя косыми чертами) и сопротивление резисторов на схеме моста.

Когда мост сбалансирован, напряжение между его диагоналям равно нулю:

$$\Delta U = U_a - U_b = 7.5 - 7.5 = 0.$$

При нагревании терморезистора его сопротивление падает и потенциал точки a уменьшается относительно нулевого потенциала (корпуса). Найдём U_a при 40 °С.

Сопротивление терморезистора можно рассчитать формуле коэффициента температурной чувствительности:

$$\hat{A} = \frac{\dot{R}_1 \dot{R}_2}{\dot{R}_2 - \dot{R}_1} \ln \frac{R_{T_1}}{R_{T_2}}$$

где R_{T_1} и R_{T_2} - сопротивление терморезистора при температуре T_1 и T_2 соответственно.

В нашем случае $T_2 = 20 \text{ °С} = 293 \text{ К}$ и $T_1 = 40 \text{ °С} = 313 \text{ К}$, $R_{T_2} = 10 \text{ кОм}$, коэффициент температурной чувствительности для ММТ-1 равен 2060-4300 К, примем $B = (4300 + 2060)/2 = 3180 \text{ К}$. Тогда

$$\ln \frac{R_{T_1}}{R_{T_2}} = \frac{\hat{A}(\dot{R}_2 - \dot{R}_1)}{\dot{R}_1 \dot{R}_2}, \Rightarrow \frac{R_{T_1}}{R_{T_2}} = \hat{a}^{\frac{\hat{A}(\dot{R}_2 - \dot{R}_1)}{\dot{R}_1 \dot{R}_2}}, \Rightarrow R_{T_1} = R_{T_2} \cdot \hat{a}^{\frac{\hat{A}(\dot{R}_2 - \dot{R}_1)}{\dot{R}_1 \dot{R}_2}}, \Rightarrow$$

$$R_{T_1} = 10000 \cdot \hat{a}^{\frac{3180(293-313)}{313 \cdot 293}} = 4998 \text{ Ом}$$

Т. е. сопротивление терморезистора уменьшится практически вдвое.

Ток через резисторы R_2 и R_4 :

$$I_2 = \frac{U_{i\bar{e}\bar{o}}}{R_2 + R_4} = \frac{15}{10000 + 4998} = 1 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

Значит падение напряжение на резисторе R_4 :

$$U_4 = U_{\bar{a}} = I_2 \cdot R_4 = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 4998 \approx 5 \text{ В.}$$

При этом выходное напряжение моста увеличится от 0 до

$$\Delta U = U_a - U_{\bar{o}} = 5 - 7.5 = -2.5 \text{ В.}$$

Итак, в мосте постоянного тока надо применить резисторы МЛТ-0.125-10 кОм. При напряжении питания 15 В выходное напряжение моста будет изменяться от 0 до 2,5 В при изменении температуры от 20 до 40 °С. Принципиальная схема моста изображена на рисунке 5.

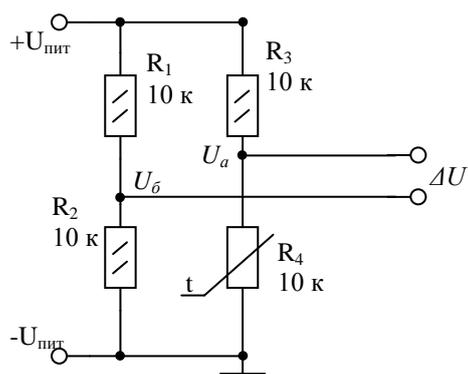


Рисунок 5 - Мост постоянного тока с терморезистором

3. Проектирование усилителя

Одной из наиболее частых функций электронного устройства является усиление сигналов. В настоящее время существует огромное количество схемных решений выполнения этой операции. Самым простым и универсальным является применение для этой цели операционных усилителей.

3.1. Операционные усилители.

Общие сведения

Операционный усилитель (ОУ) был создан для выполнения математических операций в аналоговых вычислительных машинах. Первый ламповый ОУ К2W был разработан в 1942 году Л. Джули (США). Он содержал два двойных электровакуумных триода. Первые ОУ представляли собой громоздкие и дорогие устройства. С заменой ламп транзисторами операционные усилители стали меньше, дешевле, надежнее и сфера их применения расширилась. Первые операционные усилители на транзисторах появились в продаже в 1959 году. Первый интегральный ОУ $\mu A702$ (отечественный аналог — 140УД1), имевший рыночный успех, был разработан Робертом Видларом (R. J. Widlar) в 1963 году.

В настоящее время номенклатура ОУ насчитывает сотни наименований. Операционные усилители выпускаются в малогабаритных корпусах и очень дешевы, что способствует их массовому распространению.

Операционные усилители представляют собой усилители постоянного тока с высоким коэффициентом усиления, дифференциальным входом, малым выходным сопротивлением и малым входным током.

По размерам и цене ОУ общего применения практически не отличаются от отдельного транзистора. В то же время преобразование сигнала схемой на ОУ почти исключительно определяется свойствами цепей внешних обратных связей и отличается высокой стабильностью и воспроизводимостью. Кроме того, благодаря практически идеальным характеристикам ОУ реализация различных функциональных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на дискретных транзисторах. Поэтому операционные усилители стали сегодня основой элементной базы (своего рода «кирпичиками») во многих областях аналоговой схемотехники.

На рисунке 1 дано схемное обозначение операционного усилителя.

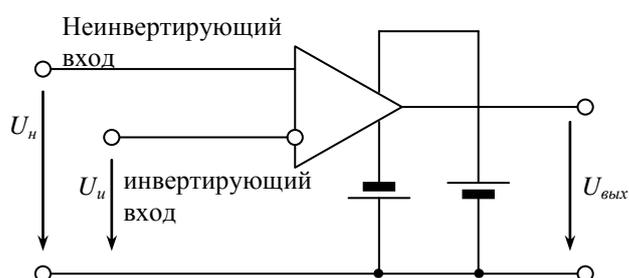


Рисунок 1 - Обозначение ОУ

Входной каскад выполняется в виде дифференциального усилителя, так что в целом ОУ имеет два входа — инвертирующий и неинвертирующий. На схемах инвертирующий вход обозначается кружком (иногда неинвертирующий вход обозначается знаком «+», а инвертирующий — знаком «-»). Выходное напряжение $U_{вых}$ находится в одной фазе с напряжением на неинвертирующем входе и в противофазе с напряжением на инвертирующем. Оно определяется разностью входных напряжений:

$$U_{вых} = K_U \cdot (U_n - U_u), \quad (1)$$

где K_U — дифференциальный коэффициент усиления ОУ.

Разность входных напряжений $\Delta U = U_n - U_u$ называется дифференциальным входным напряжением.

Полусумма входных напряжений $U_c = (U_n + U_u)/2$ называется синфазным входным напряжением.

Иногда синфазным называют также напряжение на неинвертирующем входе.

Чтобы обеспечить возможность работы операционного усилителя как с положительными, так и с отрицательными входными сигналами, следует использовать двухполярное напряжение питания. Для этого нужно предусмотреть два источника постоянного напряжения, которые, как это показано на рисунке 1, подключаются к соответствующим внешним выводам ОУ. Чаще всего интегральные операционные усилители рассчитаны на напряжение питания ± 15 В, хотя существует немало моделей, которые питаются от источников как существенно большего, так и заметно меньшего напряжения. Для упрощения схем на ОУ иногда не указываются выводы питания.

Операционный усилитель почти всегда используется с некоторыми внешними элементами, которые в конечном итоге определяют назначение и параметры электронной схемы.

Параметры ОУ

1. Коэффициент усиления K_U - отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению дифференциального входного напряжения при работе усилителя на линейном участке характеристики:

$$K_U = \Delta U_{вых} / (U_n - U_u).$$

Интегральные ОУ имеют коэффициент усиления, лежащий в диапазоне 10^3 - 10^6 .

2. Напряжение смещения $e_{см}$ - дифференциальное входное напряжение $U_{вх} = (U_n - U_u)$, при котором выходное напряжение усилителя равно нулю. Максимальное по модулю значение $e_{см}$ для усилителей, входные каскады которых выполнены на биполярных транзисторах, чаще всего составляет 3-10 мВ. У тех ОУ, у которых входной каскад строится на полевых транзисторах, напряжение смещения обычно на порядок больше, 30-100 мВ.

Типичная зависимость выходного напряжения от входного для интегрального ОУ показана на рисунке 2. На этом рисунке поясняется смысл параметров K_U и $e_{см}$. Напряжение $e_{см}$ может иметь любую полярность.

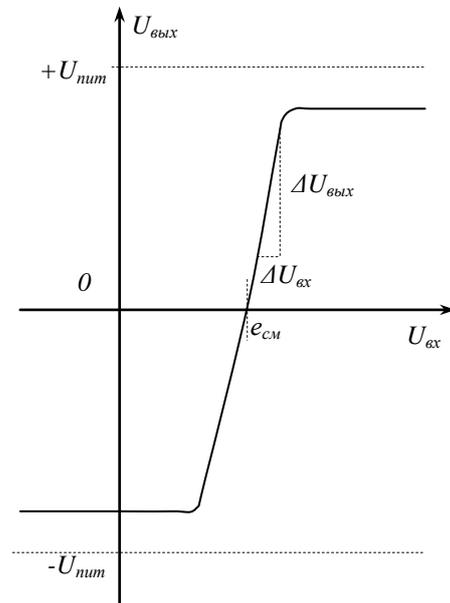


Рисунок 2 - Амплитудная характеристика ОУ

3. Средний входной ток $i_{вх}$ — среднеарифметическое значение токов Н- и И-входов усилителя, измеренных при таком входном напряжении $U_{вх}$, при котором выходное напряжение $U_{вых}$ равно нулю. Средний входной ток интегральных усилителей с входными каскадами на биполярных транзисторах обычно лежит в диапазоне 0,01 — 1 мкА. Дальнейшее снижение входных токов (до 1 нА и меньше) достигается при использовании полевых транзисторов во входных каскадах ОУ.

4. Разность входных токов $\Delta i_{вх}$ — абсолютное значение разности токов двух входов усилителя $i_{вх.н} - i_{вх.и}$, измеренных тогда, когда напряжение на выходе усилителя равно нулю. Этот разностный ток в значительной степени говорит о том, насколько велика несимметрия входного каскада ОУ. Если значение $\Delta i_{вх}$ близко к нулю, то влияние входных токов $i_{вх.н}$ и $i_{вх.и}$ на входное напряжение ОУ можно существенно уменьшить, устанавливая одинаковыми эквивалентные проводимости внешних цепей, присоединенных к Н- и И-входам ОУ. Обычно $\Delta i_{вх}$ составляет 20—50 % $i_{вх}$.

5. Входное сопротивление $r_{вх}$ — сопротивление со стороны одного из входов ОУ, в то время как другой заземлен. В некоторых случаях это сопротивление называют входным сопротивлением для дифференциального сигнала, с тем чтобы отличить его от входного сопротивления для синфазного сигнала. Входное сопротивление ОУ может составлять 10^3 — 10^6 Ом и более.

6. Входное сопротивление для синфазного сигнала $r_{сф}$ определяют как отношение приращения синфазного напряжения к приращению среднего тока усилителя. Величина $r_{сф}$ обычно на 1—2 порядка и более превышает $r_{вх}$.

7. Коэффициент ослабления синфазного сигнала $M_{сф}$ — отношение коэффициента усиления K_U к коэффициенту передачи синфазного сигнала. Коэффициент передачи синфазного сигнала при этом определяется как отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению синфазного входного напряжения. Часто употребляется логарифмическая мера для опреде-

ления коэффициента ослабления синфазного сигнала $M'_{сф} = 20\lg|M_{сф}|$. Обычно для интегральных ОУ величина $M'_{сф} = 60 \dots 100$ дБ.

8. Коэффициент влияния нестабильности источника питания K_{II} — отношение изменения напряжения смещения к вызвавшему его изменению одного из питающих напряжений $\Delta U_{пит}$ (иногда влияние нестабильности источников положительного и отрицательного питающих напряжений характеризуют раздельными коэффициентами влияния). Этот коэффициент чаще всего равен $2 \cdot 10^{-5} \text{—} 2 \cdot 10^{-4}$, что соответствует 20—200 мкВ/В.

9. Выходное сопротивление ОУ $r_{вых}$ определяется точно так же, как и для любого другого усилителя и составляет обычно величину, лежащую в диапазоне от нескольких десятков до нескольких сотен Ом.

Динамические свойства ОУ определяются обычно двумя параметрами: частотной полосой и скоростью изменения выходного сигнала.

10. Частотная полоса ОУ определяется, как правило, частотой единичного усиления f_1 т. е. частотой, на которой коэффициент усиления ОУ уменьшается до единицы. Значения f_1 у большинства интегральных ОУ лежат в диапазоне от десятых долей мегагерца до нескольких десятков мегагерц.

11. Максимальная скорость нарастания выходного напряжения ОУ v определяется при подаче на его вход импульса напряжения прямоугольной формы. Для типовых интегральных ОУ максимальная скорость нарастания лежит в диапазоне 0,3—50 В/мкс. Так как наибольшая скорость изменения синусоидального сигнала пропорциональна амплитуде и частоте этого сигнала, то ограничение скорости изменения выходного сигнала ОУ приводит к ограничению амплитуды выходного неискаженного гармонического сигнала на высоких частотах.

12. Температурный дрейф напряжения смещения для интегральных ОУ со входными каскадами на биполярных транзисторах составляет обычно 5—20 мкВ/К.

Для усилителей, входные каскады которых построены на полевых или на составных биполярных транзисторах, температурный дрейф напряжения смещения лежит в диапазоне 20—100 мкВ/К.

13. Температурные изменения входных токов ОУ имеют различный характер в зависимости от типа транзисторов, использованных во входных каскадах. В ОУ с входными каскадами на биполярных транзисторах входной ток уменьшается при увеличении температуры. При увеличении температуры от 20 до 125 °С входной ток ОУ на биполярных транзисторах уменьшается почти в три раза и примерно во столько же раз возрастает при уменьшении температуры от 20 до — 60 °С.

В усилителях, входные каскады которых выполнены на полевых транзисторах, входной ток возрастает с увеличением температуры. В этом случае входной ток — это в основном ток запираемого р—n-перехода, который, как известно, возрастает примерно в 2 раза при увеличении температуры на 10 К.

14. Температурный коэффициент коэффициента усиления ОУ может быть как положительным, так и отрицательным в зависимости от температуры и типа ОУ. В полном диапазоне допустимых температур окружающей среды коэффициент усиления ОУ изменяется обычно не более чем в 3—5 раз.

Частотные свойства ОУ

Коэффициент усиления ОУ зависит от частоты. При увеличении частоты K_U уменьшается. Чаще всего амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ОУ имеет один полюс и соответственно один излом АЧХ. Это означает, что до некоторой частоты f_n коэффициент K_U практически неизменен, а после f_n начинает уменьшаться со скоростью -20 дБ/дек¹. На частоте f_n коэффициент передачи равен нулю. На рисунке 3 представлена типичная логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) скорректированного операционного усилителя.

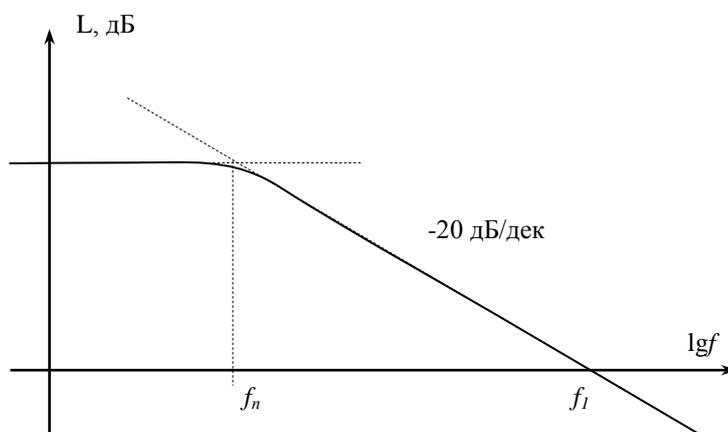


Рисунок 3 - Типичная логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) скорректированного операционного усилителя

Также при увеличении частоты увеличивается фазовая задержка в ОУ сигнала, что может приводить к возникновению положительной обратной связи в устройствах на основе ОУ, их возбуждению и возникновению колебаний. Причина автоколебаний — нежелательные фазовые сдвиги в усилителе и цепи отрицательной обратной связи (ООС), вследствие чего ООС на некоторой частоте приобретает свойства положительной обратной связи. Чтобы этого не допустить осуществляется частотная коррекция ОУ. Она обычно осуществляется с помощью подключения конденсаторов и резисторов к соответствующим зажимам ОУ. Назначение частотной коррекции — предотвращать автоколебания выходного сигнала при охвате усилителя цепью отрицательной обратной связи (ООС).

Чем сложнее усилитель и чем выше его коэффициент усиления, тем более склонен он к самовозбуждению (самовозбуждение может возникать даже без цепи ООС — за счет паразитных емкостей между входом и выходом).

Цепи коррекции снижают коэффициент усиления ОУ на той частоте, на которой фазовый сдвиг в замкнутом контуре равен 360° (коррекция на отставание по фазе), или уменьшают сдвиг фаз на тех частотах, на которых коэффициент усиления в замкнутом контуре больше единицы (коррекция на опережение по фазе).

Рекомендуемые для различных конкретных ОУ цепи коррекции обычно рассчитываются еще на стадии проектирования ОУ, и затем параметры этих цепей приводятся в руководствах по применению ОУ.

¹ Т. е. уменьшается в 10 раз при изменении частоты в 10 раз (на 1 декаду).

Ряд ОУ имеет встроенные цепи частотной коррекции, реализованные, как правило, на основе МОП-конденсаторов, формируемых в кристалле одновременно с другими элементами усилителя. К таким усилителям относятся, в частности, ОУ типов К140УД6, К140УД7, К140УД8, К544УД1. Наличие внутренней частотной коррекции является существенным достоинством при эксплуатации усилителя, хотя и не позволяет в полной мере использовать динамические свойства усилителя при малых значениях коэффициента отрицательной обратной связи (внутренняя коррекция рассчитана на введение глубокой ООС).

Идеальный операционный усилитель

Для уяснения принципов действия схем на ОУ и упрощения их анализа оказывается полезным ввести понятие идеального операционного усилителя. Операционный усилитель называют идеальным, если он имеет следующие свойства:

- а) бесконечно большой дифференциальный коэффициент усиления по напряжению $K_U = \Delta U_{\text{вых}} / (U_n - U_u)$;
- б) нулевое напряжение смещения нуля $e_{см}$, т. е. при равенстве входных напряжений выходное напряжение равно нулю;
- в) нулевые входные токи по обоим входам;
- г) нулевое выходное сопротивление;
- д) коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю;
- е) мгновенный отклик на изменение входных сигналов (у реальных ОУ время установления выходного напряжения лежит в пределах от единиц до сотен мкс).

Основные схемы включения операционного усилителя

1. Инвертирующий усилитель.

Инвертирующий усилитель строится по схеме показанной на рисунке 4. Определим зависимость выходного напряжения от входного.

Для ОУ

$$U_{\text{вых}} = K_U \cdot (U_n - U_u),$$

но $U_n = 0$, поэтому

$$U_{\text{вых}} = K_U \cdot (-U_u).$$

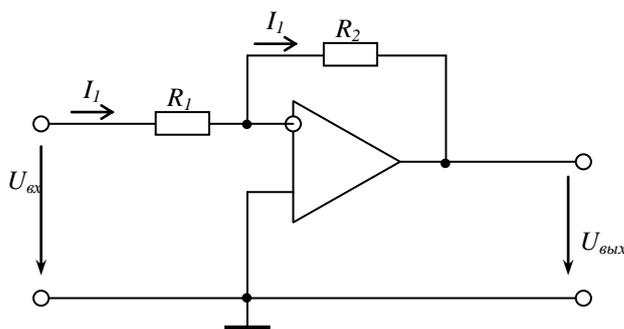


Рисунок 4 - Инвертирующий усилитель на ОУ

Входной ток ОУ пренебрежимо мал, по сравнению с током, текущим через R_1 и R_2 и им можно пренебречь. Тогда ток через последовательно соединённые резисторы:

$$I_1 = \frac{U_{\hat{a}\hat{o}} - U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}}{R_1 + R_2}.$$

Значит потенциал инвертирующего входа:

$$U_{\hat{e}} = U_{\hat{a}\hat{o}} - I_1 \cdot R_1 = U_{\hat{a}\hat{o}} - \frac{U_{\hat{a}\hat{o}} - U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}}{R_1 + R_2} \cdot R_1.$$

Подставляем это равенство в выражение для выходного напряжения ОУ и получаем:

$$\begin{aligned} U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} &= -\hat{E}_U \cdot U_{\hat{e}} = -\hat{E}_U \cdot \left(U_{\hat{a}\hat{o}} - \frac{U_{\hat{a}\hat{o}} - U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}}{R_1 + R_2} \cdot R_1 \right), \\ U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} &= -\hat{E}_U \cdot U_{\hat{a}\hat{o}} + \hat{E}_U \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{\hat{a}\hat{o}} - \hat{E}_U \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}, \\ U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} \left(1 + \hat{E}_U \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) &= \left(-\hat{E}_U + \hat{E}_U \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \cdot U_{\hat{a}\hat{o}}, \\ U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} (R_1 + R_2 + \hat{E}_U \cdot R_1) &= -\hat{E}_U R_2 \cdot U_{\hat{a}\hat{o}}, \\ U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} &= -\frac{\hat{E}_U R_2}{R_1 + R_2 + \hat{E}_U \cdot R_1} \cdot U_{\hat{a}\hat{o}} = -\frac{R_2}{\frac{R_1 + R_2}{\hat{E}_U} + R_1} \cdot U_{\hat{a}\hat{o}}. \end{aligned}$$

В знаменателе последнего выражения первое слагаемое в тысячи, а то и в миллионы раз меньше второго. Поэтому им можно пренебречь и получить взаимосвязь входного и выходного напряжения усилителя в виде

$$U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{\hat{a}\hat{o}}. \quad (2)$$

Из этого выражения следует, что инвертирующий усилитель имеет коэффициент усиления $\frac{R_2}{R_1}$, т. е. определяется исключительно свойствами внешней цепи и не зависит от применённого ОУ. Это возможно благодаря очень большому коэффициенту усиления K_U .

Знак «-» в формуле (2) показывает, что выходное напряжение находится в противофазе с входным, т. е. когда на входе положительное напряжение, то на выходе – отрицательное и наоборот. Таким образом, выходное напряжение усилителя в инвертирующем усилителе находится в противофазе по отношению к входному.

Заметим, что

$$U_{\hat{e}} = -\frac{U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}}{\hat{E}_U}.$$

Выходное напряжение составляет порядка 10 В. Для коэффициента усиления ОУ общего применения 20000 напряжение на его инвертирующем входе будет около 0,5 мВ, т. е. очень близко к нулю (инвертирующий вход в этой

схеме иногда называют виртуальным нулем). И вообще в устройствах на ОУ с отрицательной обратной связью потенциалы обоих входов почти одинаковы.

Найдем входное сопротивление схемы. В силу того, что потенциал инвертирующего входа почти равен нулю (при заземленном неинвертирующем входе) входной ток . При этом входной ток схемы $I_{\dot{a}\ddot{o}} \approx \frac{U_{\dot{a}\ddot{o}}}{R_1}$. Следовательно, входное сопротивление схемы $R_{ex} = R_1$.

2. Неинвертирующий усилитель.

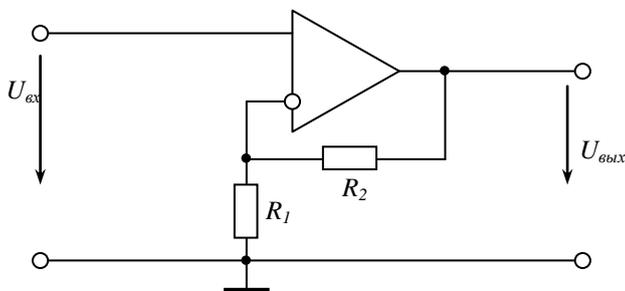


Рисунок 5 - Неинвертирующий усилитель на ОУ

Для построения неинвертирующего усилителя входной сигнал подается на неинвертирующий вход ОУ, а на инвертирующий вход через делитель на резисторах R_1 и R_2 поступает сигнал с выхода усилителя (рисунок 5).

Определим зависимость выходного напряжения от входного:

$$U_{вых} = K_U \cdot (U_n - U_u).$$

Входной ток ОУ пренебрежимо мал, по сравнению с током, текущим через R_1 и R_2 и им можно пренебречь. Тогда:

$$U_u = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\dot{a}\ddot{o}}.$$

Значит выходное напряжение:

$$U_{\dot{a}\ddot{o}} = -\hat{E}_U \cdot (U_i - U_u) = -\hat{E}_U \cdot \left(U_{\dot{a}\ddot{o}} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{\dot{a}\ddot{o}} \right).$$

Откуда:

$$U_{\dot{a}\ddot{o}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot U_{\dot{a}\ddot{o}} \quad (3)$$

Из этого выражения следует, что неинвертирующий усилитель имеет коэффициент усиления $1 + \frac{R_2}{R_1}$, т. е. также определяется исключительно свойствами внешней цепи и не зависит от применённого ОУ.

Выходное напряжение находится в фазе с входным, т. е. когда на входе положительное напряжение, то и на выходе – положительное.

Так же как и для инвертирующего усилителя напряжение на инвертирующем входе ОУ будет очень близко к напряжению на неинвертирующем входе.

Входное сопротивление этой схемы очень велико и определяется сопротивлением входа ОУ. Следовательно, входное сопротивление схемы $R_{ex} = r_{диф}$.

Для устранения влияния входного тока ОУ на выходное напряжение усилителя последовательно с неинвертирующим входом часто ставят резистор сопротивлением равным сопротивлению включённых параллельно R_1 и R_2 .

3. Дифференциальный усилитель.

На рисунке 6 приведена схема дифференциального усилителя на ОУ, усиливающего разность напряжений на двух входах.

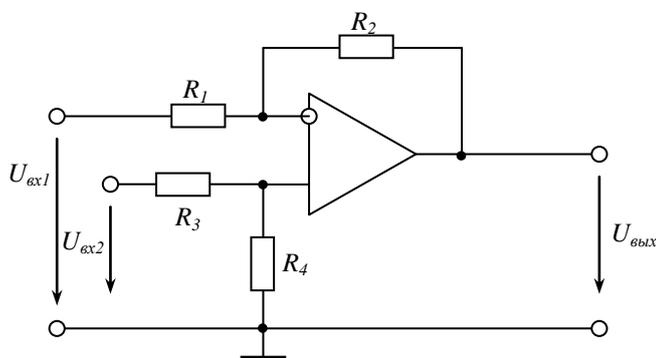


Рисунок 6 - Дифференциальный усилитель на ОУ

Для этой схемы обычно $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$. Тогда выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_2 - U_1). \quad (4)$$

Из этого выражения следует, что данный усилитель усиливает разность сигналов на обоих входах, а коэффициент усиления определяется тем же выражением, что и для инвертирующего усилителя - $\frac{R_2}{R_1}$.

Входное сопротивление схемы для $U_{\text{вх}2}$ равно $R_3 + R_4$. Для $U_{\text{вх}1}$ входной ток $I_{\text{вх}1} = \left(U_{\text{вх}1} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{\text{вх}2} \right) / R_1$ зависит от напряжения на входе 2, что следует учитывать в практических схемах.

3.2. Пример 1 (расчёт усилителя)

Пусть необходимо усилить сигнал с выхода моста постоянного тока с. Выходное напряжение должно быть 0...5 В при изменении температуры от 20 до 40 °С. Напряжение питания ± 15 В (двуполярное). Требуется изобразить принципиальную схему и определить номиналы использованных элементов.

Для данного примера будем использовать мост, рассчитанный в примере главы 1. В нём применены резисторы МЛТ-0.125-10 кОм и терморезистор ММТ-1 10 кОм. При напряжении питания 15 В выходное напряжение моста будет изменяться от 0 до 2,5 В при изменении температуры от 20 до 40 °С.

Используя результаты расчёта моста постоянного тока можно подобрать усилитель. Если бы выходное напряжение моста изменялось относительно ну-

левого провода, то можно было бы использовать неинвертирующий или инвертирующий усилитель (при двуполярном питании). В нашем случае входное напряжение усилителя – разность потенциалов диагоналей моста. Поэтому для усиления сигнала используем *дифференциальный усилитель*.

Операционный усилитель выбираем по следующим критериям:

1. Напряжение питания ОУ. Должно соответствовать напряжению питания разрабатываемого устройства (согласно заданию).
2. Напряжение смещения ОУ $e_{см}$. Должно быть существенно меньше входного сигнала.
3. Скорость нарастания выходного напряжения v . Она определяет верхнюю рабочую частоту фильтра: $f_{max} = \frac{v}{2\pi U_{вых}}$.
4. Входной ток $i_{вх}$. При протекании входного тока ОУ через резисторы фильтра будет создаваться падение напряжения, искажающее входной сигнал.

В нашем случае $U_{пит} = \pm 15$ В. Входное напряжение (0...2.5 В) существенно превышает напряжение смещения практически любого ОУ, поэтому второй критерий не существен. Постоянная времени терморезистора $\tau = 85$ с, поэтому от усилителя требуется усиливать очень низкочастотные сигналы (<1/85 Гц) и третий критерий также не существен.

Через резисторы моста течёт ток около 1 мА и чтобы токи резисторов дифференциального усилителя не влияли на напряжение моста, надо чтобы ток через них был в 10...50 раз меньше тока резисторов моста, а их сопротивление было больше во столько же раз. В свою очередь входные токи ОУ должны быть значительно меньше (в 10...50 раз) токов, текущих через резисторы дифференциального усилителя. Итак входные токи ОУ должны быть не более $\frac{1\text{ мА}}{100...2500} = 0.4...10\text{ мкА}$, чем меньше, тем меньшую ошибку они будут вносить.

Перечисленным условиям удовлетворяют многие ОУ, например К140УД6, со следующими параметрами:

1. $K_{yc} = 50 \cdot 10^3$
2. $e_{см} = 8$ мВ;
3. $i_{вх} = 0.05$ мкА;
4. $v = 2$ В/мкс;
5. $U_{пит} = \pm(5...20)$ В.

Изобразим схему моста с дифференциальным усилителем (рисунок 7), выполненным по схеме рисунка 6. Так как через резисторы усилителя текут токи заведомо много меньшие, чем токи моста, то на них будет выделяться мощность меньше и здесь также можно использовать резисторы типа МЛТ с минимально возможной мощностью 0.125 Вт.

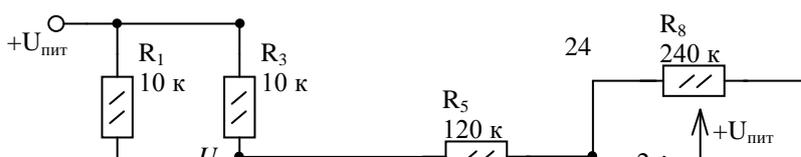


Рисунок 7 - Схема моста с терморезистором и дифференциального усилителя

Входное напряжение усилителя $0 \dots 2.5$ В, а выходное - $0 \dots 5$ В. Значит коэффициент усиления дифференциального усилителя должен быть

$$\hat{E} = \frac{R_8}{R_5} = \frac{R_7}{R_6} = 2.$$

Напряжение в точке б:

$$U_a = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{i\dot{a}b} = \frac{10000}{10000 + 10000} 15 = 7.5 \text{ В.}$$

Ток через резисторы R_6 и R_7 положим в 50 раз меньше тока резисторов моста. Тогда

$$U_a = \frac{I_1}{50} \cdot (R_6 + R_7) = \frac{I_1}{50} \cdot (R_6 + 2R_6) = \frac{3I_1}{50} \cdot R_6,$$

откуда

$$R_6 = \frac{50 \cdot U_a}{3I_1} = \frac{50 \cdot 7.5}{3 \cdot 0.001} = 125000 \text{ Ом.}$$

Принимаем сопротивление R_6 согласно ряду E24:

$$R_6 = 120 \text{ кОм.}$$

Тогда

$$R_7 = 2 \cdot 120 = 240 \text{ кОм,}$$

Что соответствует ряду E24.

В нашей схеме должно выполняться соотношение $R_5 = R_6$ и $R_7 = R_8$, поэтому

$$R_5 = 120 \text{ кОм, } R_8 = 240 \text{ кОм.}$$

Полученная схема вполне работоспособна, однако из-за разброса параметров её элементов, в разных экземплярах изготовленных по ней будут наблюдаться разные характеристики. Применённые резисторы имеют допуск $\pm 5\%$, температурный коэффициент терморезистора при расчёте взят средний и т. п. Исправить положение можно введя регулировочные (подстроечные) резисторы, как показано на рисунке 8.

Резистор R_9 предназначен для компенсации разброса сопротивлений резисторов $R_1 - R_4$. Так как они имеют разброс по 5 %, то возможно потребуются компенсация до 20%, поэтому сопротивление резистора R_9 взято из расчёта $40\% \cdot R_1 / 100\%$, а сопротивление резистора R_1 уменьшено на 20%. Подстройка

этим резистором осуществляется следующим образом: при температуре $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ резистором R_9 напряжение между точками a и b устанавливается равным нулю.

Резисторы R_{10} и R_{11} предназначены для компенсации разброса сопротивлений $R_5 - R_8$. С их помощью устанавливается напряжение 5 В на выходе усилителя при $t = 40\text{ }^{\circ}\text{C}$ и 2.5 В при $t = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$.

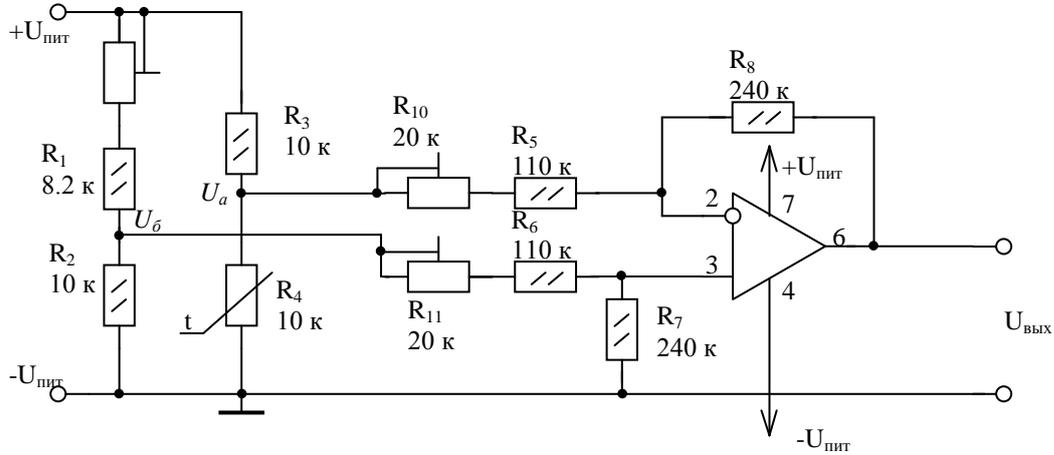


Рисунок 8 - Схема моста с терморезистором и дифференциального усилителя

4. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

При обработке сигнала очень часто приходится сталкиваться с ситуацией, когда на сигнал накладывается сигнал помехи, от которого надо избавиться. Для этой цели можно использовать пассивные и активные фильтры.

Построение пассивных фильтров (используют только R , L и C элементы) проще, но они ослабляют сигнал. Кроме того, на низких частотах применение индуктивностей затруднительно из-за их больших габаритов.

Активные фильтры включают в себя усилительные элементы, охваченные цепями обратной связи. Их использование позволяет обойтись без индуктивных элементов и без большого труда строить фильтры с заданными характеристиками.

4.1. Активные фильтры

Активные фильтры на основе ОУ находят широкое применение в измерительной аппаратуре. При построении активных фильтров возможны два подхода. Во-первых, можно использовать классическую теорию LC-фильтров, но вместо реальных катушек индуктивности применять так называемые схемные индуктивности. Во-вторых, можно сразу проектировать фильтры без индуктивности. Второй подход обеспечивает получение более компактных устройств, поэтому он применяется гораздо чаще.

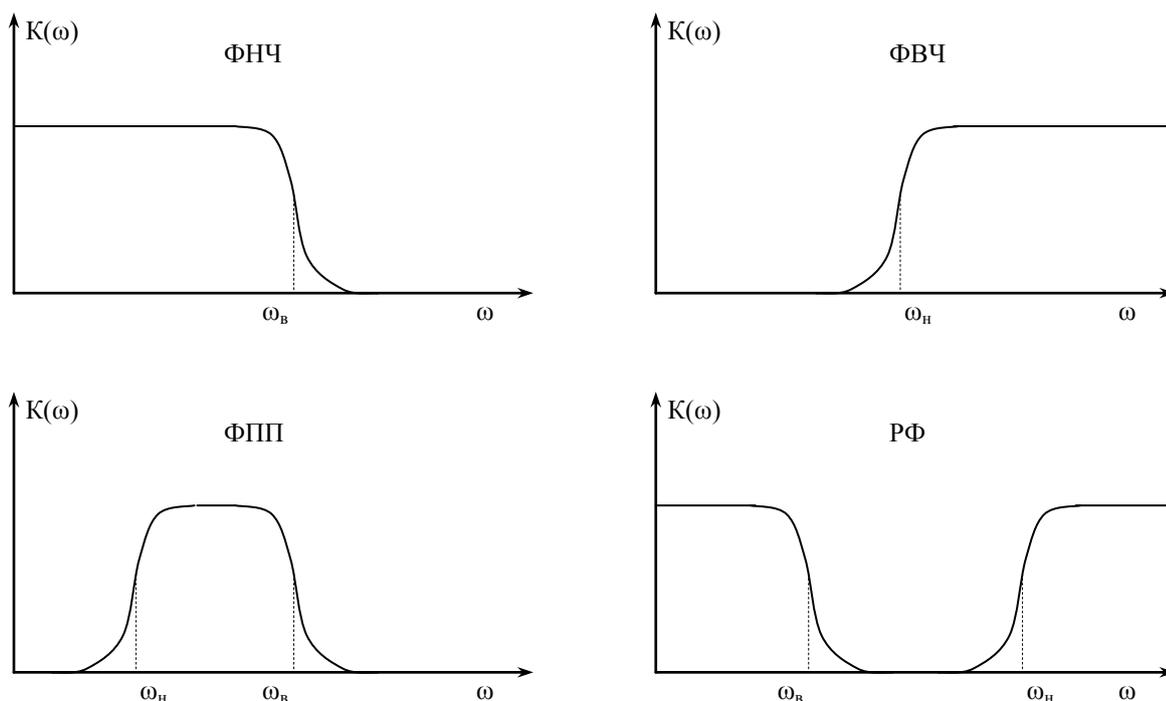


Рисунок 1 - АЧХ фильтров (низкой частоты – ФНЧ, высокой частоты – ФВЧ, полосопропускающий – ФПП, режекторный – РФ)

4.2. Аппроксимация характеристик активных фильтров

Активные фильтры состоят из операционных усилителей (ОУ), работающих в линейном режиме, и пассивных элементов. Передаточные функции таких цепей представляют собой отношение двух операторных полиномов. Аппроксимация характеристик активных фильтров сводится к выбору таких коэффициентов этих полиномов, которые обеспечивают наилучшее в том или ином смысле приближение к желаемым амплитудно-частотной (АЧХ) или фазо-частотной (ФЧХ) характеристикам фильтра.

Наиболее широко применяются следующие типы активных фильтров, отличающиеся друг от друга подходом к нахождению наилучшей аппроксимации частотной характеристики фильтра: фильтры Баттерворта, Чебышева, инверсный Чебышева, эллиптический, Бесселя.

Идеальный фильтр нижних частот (ФНЧ) пропускает с одинаковым коэффициентом (равным, например, единице) колебания, частота которых лежит в диапазоне от нуля до некоторой частоты среза ω_c . Вне этого частотного диапазона идеальный фильтр имеет коэффициент передачи, равный нулю. Однако идеальный фильтр физически нереализуем. Поэтому используются фильтры с частотными характеристиками наиболее близко соответствующими характеристикам идеальных фильтров.

В фильтре Баттерворта нормированная АЧХ имеет вид

$$|W(\omega)| = \frac{k}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n} + 1}}, \quad (1)$$

где ω — циклическая частота;

ω_c — частота среза;

n — порядок фильтра.

Все производные функции (1) по частоте от первой до $(2n-1)$ -й включительно в точке $\omega=0$ равны нулю. Поэтому фильтр Баттерворта называют фильтром с максимально плоской АЧХ.

В фильтре Чебышева аппроксимирующая АЧХ функция выбирается так, чтобы в полосе пропускания фильтра получить отклонение его характеристики от идеальной, не превышающее некоторой заданной величины. За пределами же полосы пропускания фильтр должен иметь возможно меньший коэффициент передачи. При таких исходных условиях наилучшей оказывается аппроксимация вида

$$W(\omega) = \frac{k}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)}}, \quad (2)$$

где ε — некоторый постоянный коэффициент, определяющий неравномерность АЧХ фильтра в полосе пропускания, а T_n — полином Чебышева первого рода n -

го порядка.

(Многочлены Чебышева первого рода – функции вида $T_n(x) = \cos(n \cdot \arccos x)$). Для $n=0$ - $T_n(x) = 1$, для $n=1$ - $T_n(x) = x$, для $n=2$ - $T_n(x) = 2x^2 - 1$, для $n=3$ - $T_n(x) = 4x^3 - 3x$, для $n=4$ - $T_n(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1$ и т. д. Многочлены Чебышева примечательны тем, что при изменении аргумента x их значение не выходит за границы диапазона $[-1; 1]$).

В полосе пропускания квадрат АЧХ $|W(\omega)|^2$ фильтра Чебышева колеблется между уровнями, равными 1 и $1/(1 + \epsilon^2)$, причем число таких колебаний («волн» на графике АЧХ) тем больше, чем выше порядок фильтра. Поскольку амплитуда всех этих колебаний одинакова, то фильтр Чебышева называют также фильтром равномерных пульсаций.

В *инверсном фильтре Чебышева* АЧХ монотонно изменяется в полосе пропускания и пульсирует в полосе заграждения.

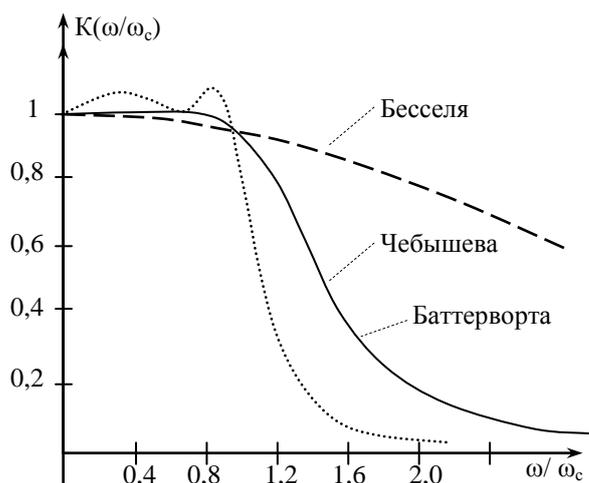


Рисунок 2 - Графики амплитудно-частотных характеристик активных фильтров нижних частот четвертого порядка

В *фильтре Бесселя* наилучшая аппроксимация ищется не для амплитудно-частотной, а для фазо-частотной характеристики фильтра. Для того чтобы фильтр не искажал сигнала, спектр которого лежит в полосе пропускания, требуется, чтобы запаздывание выходного сигнала относительно входного было одинаковым для всех гармоник. Поскольку фазовый сдвиг измеряется в долях периода рассматриваемой гармоники, то постоянство времени запаздывания равносильно линейной частотной зависимости фазового сдвига выходного сигнала относительно входного сигнала фильтра. Фильтр Бесселя обеспечивает наилучшее приближение реальной фазо-частотной характеристики к идеальной линейной зависимости, соответствующей постоянному запаздыванию. Зависимость времени запаздывания от частоты для фильтра Бесселя имеет такой же характер, как АЧХ для фильтра Баттерворта, а АЧХ имеет вид

$$W(\omega) = \frac{k}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}}, \quad (3)$$

На рисунке 2 показаны примеры АЧХ фильтров 4-го порядка различных типов. Фильтр Чебышева характеризуется пульсациями в полосе пропускания, размах которых равен 0,5 дБ. Для всех фильтров выбрана одинаковая частота среза ω_c при спаде АЧХ, равном 0,5 дБ, т. е. частота среза определяется как частота на которой коэффициент передачи уменьшается на 0,5 дБ (до 0,707 значения на нулевой частоте).

Из рисунке 2 видно, что наибольшую скорость спада АЧХ в переходной области (между полосами пропускания и заграждения) имеет фильтр Чебышева, потом Баттерворта. Наихудшим в этом смысле является фильтр Бесселя. Однако при скачке входного сигнала выходное напряжение фильтра Бесселя устанавливается наиболее быстро, а у эллиптического фильтра и фильтра Чебышева — наиболее медленно.

4.3. Расчет и реализация активных фильтров

Передаточные функции фильтров могут быть разложены на сомножители 2-го и 1-го порядка. В случае четного n передаточные функции так называемых полиномиальных фильтров — Баттерворта, Чебышева и Бесселя — приобретают вид

$$W(p) = \prod_{i=1}^{n/2} \frac{c_i \omega_c^2}{p^2 + pb_i \omega_c + c_i \omega_c^2} \quad (4)$$

Таблица 1

Порядок фильтра		2	4		6		
Номер звена		1	1	2	1	2	3
Фильтр Баттерворта	b	1,4142	0,7654	1,8478	0,5176	1,4142	1,9319
	c	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
Фильтр Чебышева, $q_1 = 0,5$ дБ	b	1,4256	0,3507	0,8467	0,1553	0,4243	0,5796
	c	1,5162	1,0635	0,3564	1,0230	0,5900	0,1570
Фильтр Чебышева, $q_1 = 1$ дБ	b	1,0977	0,2791	0,6737	0,1244	0,3398	0,4641
	c	1,1025	0,9865	0,2794	0,9907	0,5577	0,1247
Фильтр Чебышева, $q_1 = 2$ дБ	b	0,8038	0,2098	0,5064	0,0939	0,2567	0,3506
	c	0,8231	0,9287	0,2216	0,9660	0,5329	0,0999
Фильтр Бесселя	b	3,0000	5,7924	4,2076	5,0319	8,4967	7,4714
	c	3,0000	9,1401	11,488	26,514	18,801	20,853

Введение в формулу (4) частоты среза ω_c дает возможность оперировать безразмерными коэффициентами b_i, c_i . В табл. 3.1 даны эти коэффициенты для некоторых фильтров 2-го, 4-го и 6-го порядка. В табл. 3.1 приняты обозначения: q_1 — уровень минимумов пульсаций АЧХ в полосе пропускания (уровень максимумов принят за 0 дБ). Значения —0,5; —1 и —2 дБ соответствуют от-

клонениям от 100 %, примерно равным—5,6; —10,9 и 20,6%. Уровень -40дБ соответствует значению 1 %.

Коэффициенты b_i , c_i , приведенные в табл. 1, рассчитаны так, что на частоте среза ω_c АЧХ фильтров Баттерворта и инверсного фильтра Чебышева имеют спад около -3 дБ (точнее, уменьшаются до уровня $1/\sqrt{2}$ от начального). Для фильтра Чебышева АЧХ на частоте ω_c имеет спад, равный минимуму пульсаций в полосе пропускания. При использовании формулы (4) и коэффициентов из табл. 1 АЧХ этого фильтра в полосе пропускания пульсирует между уровнями $1/(10^{q/20})$ и 1. Так, например, при $q_1 = 2$ дБ АЧХ пульсирует между уровнями $1/0,794 = 1,26$ и 1. Наконец, для фильтра Бесселя на частоте ω_c задержка сигнала равна примерно $1/\omega_c$.

Для воспроизведения передаточных функций типа (4) можно использовать соединенные последовательно звенья 2-го порядка. Чаще других для реализации активных фильтров применяют звенья, схемы которых показаны на рисунке 3.

Звено по схеме рисунка 3, а построено на основе неинвертирующего усилителя или, как его называют в теории активных фильтров, источника напряжения, управляемого напряжением (еще одно название — структура Саллен — Ku). Для этой цепи передаточная функция имеет вид

$$W(p) = \frac{1 + R_4/R_3}{1 + pC_2(R_1 + R_2) - pC_1R_1 R_4/R_3 + p^2C_1C_2R_1R_2}, \quad (5)$$

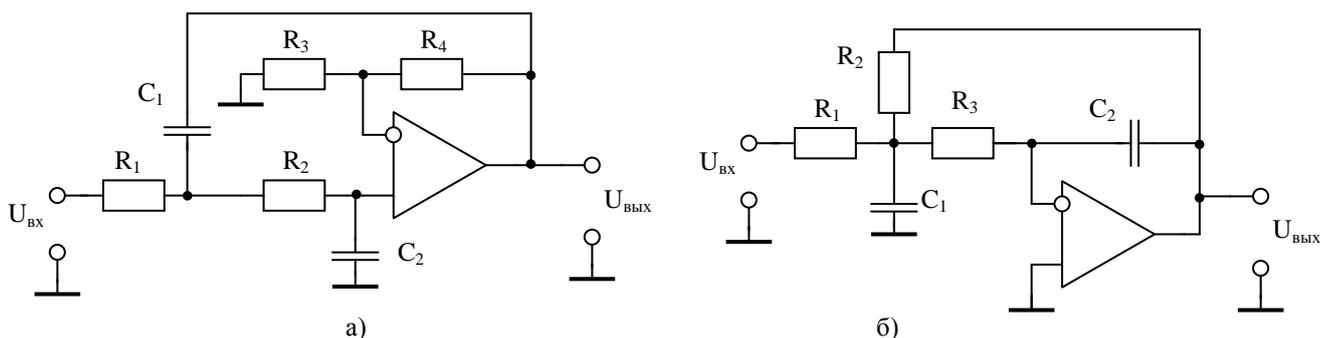


Рисунок 3 - Схемы активных звеньев второго порядка

Звено по схеме рисунка 3, б называют звеном с многопетлевой обратной связью или структурой Рауха. Для него

$$W(p) = \frac{R_2/R_1}{1 + pC_2(R_2 + R_3 + R_2 R_3/R_1) + p^2C_1C_2R_2R_3}. \quad (6)$$

Сопоставляя формулы (5), (6) с (4), нетрудно вывести формулы для расчета сопротивлений и емкостей выбранных звеньев 2-го порядка.

4.4. Порядок расчета ФНЧ

Исходно задаются частота среза фильтра $f_c = \omega_c / (2\pi)$ и коэффициент усиления звена в полосе пропускания K . Расчет во всех случаях начинают с выбора емкости C_1 . Для того чтобы получать приемлемые сопротивления резисторов, рекомендуется выбирать C_1 примерно равной $10/f_c$ (мкФ), где f_c — частота среза в герцах.

При использовании схемы рисунке 3,а вначале определяют C_2 , R_1 и R_2 (значения b , c берутся из табл. 1):

$$C_2 \leq \left(K - 1 + \frac{b^2}{4c} \right) C_1;$$

$$R_1 = \frac{1}{\pi f_c C_1 \left(b + \sqrt{b^2 + 4c(K-1) - \frac{4cC_2}{C_1}} \right)};$$

$$R_2 = \frac{1}{cC_1C_2R_1(2\pi f_c)^2}.$$

Наконец, исходя из заданного коэффициента усиления K находят сопротивления R_3 и R_4 . Если $K=1$, то $R_3 = \infty$, $R_4 = 0$. Если $K > 1$, то

$$R_3 = \frac{K(R_1 + R_2)}{K-1}, \quad R_4 = K(R_1 + R_2).$$

Для схемы рисунке 3,б расчет также начинают с выбора емкости $C_1 = 10/f_c$ (мкФ), где f_c — частота среза, Гц. Далее используют формулы:

$$C_2 \leq \frac{b^2 C_1}{4c(K+1)}$$

$$R_2 = \frac{\frac{K+1}{\pi f_c C_1}}{b + \sqrt{b^2 - 4c(K+1) \frac{C_2}{C_1}}}$$

$$R_1 = \frac{R_2}{K}$$

$$R_3 = \frac{1}{cC_1C_2R_2(2\pi f_c)^2}.$$

Передаточные функции фильтров верхних частот можно получить, если в (4) вместо p подставить ω_c^2/p . Для полиномиальных фильтров передаточные функции для ФНЧ и ФВЧ различаются по своему характеру. Во всех случаях коэффициенты передаточных функций ФВЧ могут быть рассчитаны, исходя из данных, приведенных в табл. 1, и заданной частоты среза $f_c = \omega_c / (2\pi)$.

Звенья второго порядка, пригодные для реализации полиномиальных фильтров верхних частот, легко получить, исходя из соответствующих звеньев фильтров нижних частот. При этом в схеме рисунке 3, а резисторы R_1 , R_2 заменяются на конденсаторы, а конденсаторы C_1 , C_2 — на резисторы. В схеме рисунке 3, б аналогично резисторы R_1 , R_2 , R_3 заменяются конденсаторами, а конденсаторы C_1 , C_2 — резисторами.

Полосно-пропускающие и полоснозаграждающие фильтры можно построить, комбинируя соответствующим образом фильтры нижних и верхних частот.

4.5. Пример (расчёт фильтра)

Пусть необходимо спроектировать фильтр для удаления из сигнала помехи частотой 50 Гц и амплитудой примерно равной амплитуде полезного сигнала.

Рассчитаем фильтр низкой частоты, ослабляющий помеху в 100 раз, т. е. на 40 дБ².

Крутизна спада АЧХ на переходном участке определяется выражением

$$\Delta K = 20n \lg \frac{\omega}{\omega_c}, \quad (7)$$

где ΔK – уменьшение коэффициента передачи в зависимости от изменения частоты ω .

Для фильтра второго порядка ($n=2$) наклон АЧХ 40 дБ/дек, для $n=4$ наклон АЧХ 80 дБ/дек, для $n=6$ – 120 дБ/дек.

Если надо ослабить помеху на ΔK дБ, то для фильтра порядка n частота среза должна быть:

$$\omega_c = \frac{\omega}{10^{\frac{\Delta K}{20n}}} \quad (8)$$

В нашем случае ослабление должно быть $\Delta K = 40$ дБ, порядок фильтра выберем $n=2$, тогда искомая частота среза:

$$\omega_c = \frac{50}{10^{\frac{40}{20 \cdot 2}}} = 5 \text{ Гц.}$$

Сигнал с частотой менее 5 Гц будет проходить через фильтр практически без изменений, а с большими частотами – задерживаться.

Пусть сигнал с частотой менее 5 Гц будет проходить без усиления, т. е. коэффициент усиления $K=1$. Тогда АЧХ проектируемого фильтра будет иметь вид, показанный на рисунке 4.

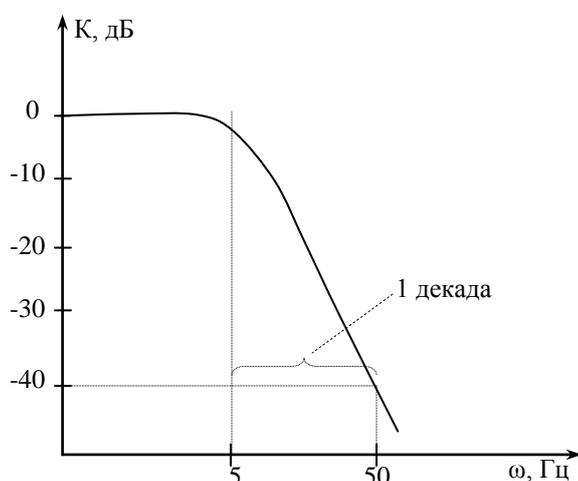


Рисунок 4 - АЧХ проектируемого фильтра

² Ослаблению на 20 дБ соответствует ослабление в 10 раз, 40 дБ – 100 раз, 60 дБ – 1000 раз и т. д.-

Применим звено по схеме рисунке 3, а (структуру *Саллен — Ки*). Рассчитываем ёмкость C_1 :

$$C_1 = 10/f_c = 10/5 = 2 \text{ мкФ.}$$

Получилось число, соответствующее ряду номинальных значений Е24, однако проще найти конденсаторы с номинальной ёмкостью, соответствующей ряду Е6. Поэтому выберем конденсатор C_1 типа К77-1 с ёмкостью 2.2 мкФ:

$$C_1 = 2,2 \text{ мкФ.}$$

Фильтры достаточно чувствительны к точности элементов, поэтому желательно выбрать минимально возможный допуск на ёмкость. Для К77-1 это $\pm 2\%$.

Так как мы выбрали фильтр второго порядка, то у нас будет одно звено с одним операционным усилителем. Выберем фильтр Баттерворта, чтобы получить наиболее равномерную АЧХ (на тот случай, если проектируемый фильтр используется для измерительной аппаратуры). Из таблицы 1 выбираем коэффициенты

$$b = 1,4142, \quad c = 1,0000.$$

Определяем C_2 , R_1 и R_2 :

$$C_2 \leq \left(1 - 1 + \frac{1,4142^2}{4 \cdot 1} \right) \cdot 2,2 = 1,1 \text{ мкФ};$$

Положим $C_2 = 1$ мкФ (тоже типа К73-17 с ёмкостью из ряда Е6).

$$R_1 = \frac{1}{\pi \cdot 5 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}} = \frac{28950}{1,4142 + \sqrt{1,4142^2 + 4 \cdot 1(1-1)} - \frac{4 \cdot 1 \cdot 1}{2,2}} = \frac{28950}{1,8406} = 15728 \text{ Ом.}$$

Резисторы типа МЛТ, С2-33 и др. можно выбрать из ряда Е24 или Е96, лучше выбрать более точные (Е96), тогда $R_1 = 15,8$ кОм.

$$R_2 = \frac{1}{1 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot 15800 \cdot (2\pi \cdot 5)^2} = \frac{1}{34760 \cdot 10^{-12} \cdot 5,605} = 5,133 \cdot 10^6 \text{ Ом.}$$

Из ряда Е96 – $R_2 = 5,11$ МОм.

Так как $K=1$, то $R_3 = \infty$ (то есть отсутствует), а $R_4 = 0$.

Теперь можно изобразить схему фильтра (рисунок 5). Стандартное напряжение питания ОУ – 15 В, поэтому мощность, выделяющаяся на резисторах не превышает $15^2/15800=0,014$ Вт. Выберем резисторы мощностью 0.125 Вт типа МЛТ.

Операционный усилитель выбираем по следующим критериям:

1. Напряжение питания ОУ. Должно соответствовать напряжению питания разрабатываемого устройства (согласно заданию).
2. Напряжение смещения ОУ $e_{см}$. Должно быть существенно меньше входного сигнала. Так при усилении сигнала от термопары 0...5 мВ напряжение смещения должно быть хотя бы в 100 раз меньше, т. е. $e_{см} < 0,05$ мВ.
3. Скорость нарастания выходного напряжения ν . Она определяет

верхнюю рабочую частоту фильтра: $f_{\max} = \frac{v}{2\pi U_{\text{вых}}}$. В нашем слу-

чае рабочая частота небольшая, и это условие легко выполняется даже для выходного напряжения 10 В. Вычислим минимально необходимую скорость нарастания выходного напряжения: $v > 2\pi U_{\text{вых}} f_{\max} = 2\pi \cdot 10 \cdot 5 = 314 \text{ В/с} = 0,000314 \text{ В/мкс}$.

4. Входной ток $i_{\text{вх}}$. При протекании входного тока ОУ через резисторы фильтра будет создаваться падение напряжения, искажающее входной сигнал. В нашем случае входной ток с неинвертирующего входа ОУ протекает через высокоомный резистор R_2 и через резистор R_3 . При этом входной ток ОУ будет обуславливать ошибку $\Delta U = (R_2 + R_3)i_{\text{вх}}$. Она должна быть существенно меньше входного полезного сигнала. При усилении слабого сигнала, например от термопары, это условие может быть существенным. Так для входного напряжения 5 мВ

$$i_{\text{вх}} \ll \frac{U_{\text{сигнала}}}{R_2 + R_3} = \frac{0.005}{5110000 + 15800} = 0.977 \cdot 10^{-9} \text{ А.}$$

Перечисленным условиям удовлетворяет ОУ К140УД24, со следующими параметрами:

6. $K_{yc} = 10^6$;
7. $e_{cm} = 0.005 \text{ мВ}$;
8. $i_{\text{вх}} = 0.01 \text{ нА}$;
9. $v = 2 \text{ В/мкс}$;
10. $U_{\text{nut}} = \pm 5 \text{ В}$.

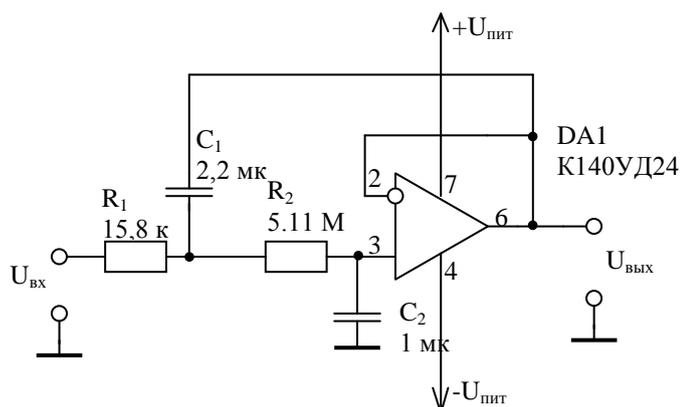


Рисунок 5 - Схема ФНЧ с частотой среза 5 Гц

5. Проектирование выходного формирователя

Выход измерительного или управляющего устройства может быть различным – по напряжению, пропорциональному измеряемой величине, по току, релейный выход и т. д. Ниже рассмотрены возможные варианты формирователя выходного сигнала.

5.1. Токовый выход

Преобразователи напряжения в ток обычно обеспечивают более качественное решение задачи в измерительных системах, системах обработки сигналов, при *передаче сигналов* по длинным линиям, при *работе ОУ на индуктивную нагрузку* и т. д.

В простейшем однополярном преобразователе (рисунок 1) операционный усилитель управляет выходным транзистором. Диод в этой схеме генератора тока обеспечивают надежный выход ОУ в линейный режим работы после включения источника питания. Ток, принимаемый от нагрузки генератором рисунка 1, равен $U_{ex}/h_{21B}R_2$, где h_{21B} — коэффициент передачи эмиттерного тока в выходном транзисторе.

Практически исключить влияние h_{21B} на I_n можно, соединив последовательно показанную на рисунке 1 схему (рисунок 2). В этом случае напряжение на неинвертирующем входе DA2 будет равно

$$U_n = U_{ex} \cdot h_{21B} \cdot R_2 / R_1,$$

а ток

$$I_n = (h_{21B} \cdot R_2 \cdot U_{ex}) / (h_{21B} R_1 \cdot R_3) = (R_2 \cdot U_{ex}) / (R_1 \cdot R_3)$$

уже не будет зависеть от U_n . Неидеальность транзисторов также не влияет на I_n если оба транзистора одинаковы. В этой схеме надо учесть, что U_n не должно быть близким к напряжению питания. Для него лучше использовать дополнительный источник питания с выходным напряжением меньшим, чем напряжение питания примерно на 5 В (на такую же или большую величину как и разница между напряжением питания ОУ и максимальным входным напряжением ОУ).

В схеме рисунка 2 сопротивление резистора R_2 определяет величину тока в зависимости от входного напряжения. Резистор R_1 лучше выбрать того же номинала (для уменьшения влияния входного тока ОУ). Резисторы R_3 и R_4 тоже должны быть одинаковы, падение напряжения на них не должно сказываться на формировании выходного тока, т. е. оно не должно быть более $U_n - U_{ex,max} - U_{КЭ,нас}$. Так при $U_{пит} = 15$ В следует выбрать $U_n = 10$ В, напряжение насыщения коллектор-эмиттер можно для большинства транзисторов принять 1...2 В и тогда при $U_{ex,max} = 5$ В падение напряжения на резисторах R_3 и R_4 не должно превышать $10 - 5 - 1 = 4$ В. Если выходной ток до 20 мА, то $R_3 = R_4 = 4 / 0,02 = 200$ Ом.

Влияние h_{21B} на I_n в преобразователях можно существенно уменьшить или даже исключить использованием составных транзисторов либо полевого транзистора вместо биполярного. Во втором случае выходное сопротивление генератора тока значительно больше.

Способ компенсации действия h_{21B} , реализованный в схеме на рисунке 2,

целесообразно применять, если возможно использование идентичных по параметрам транзисторов, например 1НТ591 или 198НТ1.

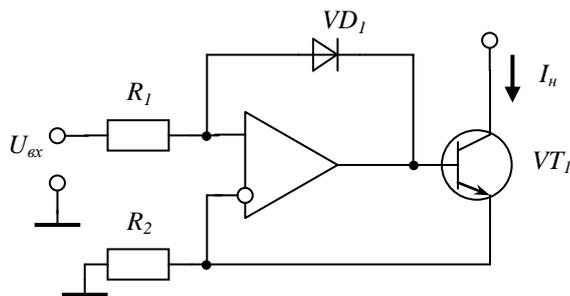


Рисунок 1 - Схема генераторов втекающего тока

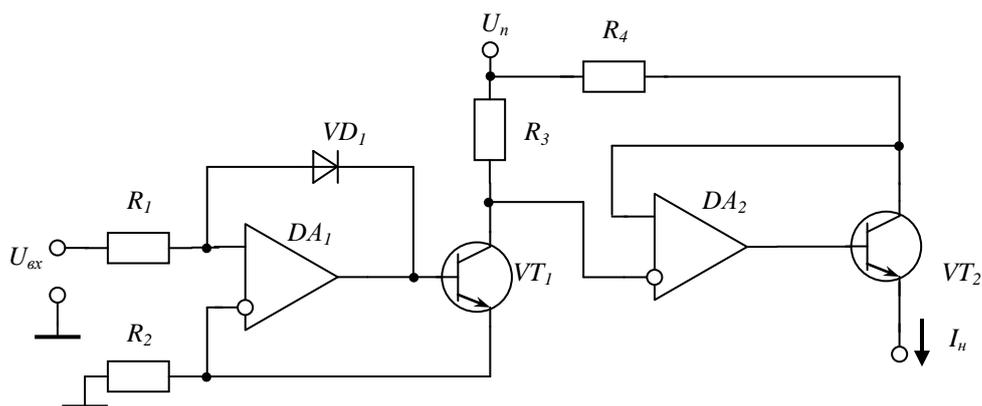


Рисунок 2 - Схема прецизионных генераторов тока с нагрузкой подключаемой к общему проводу ($U_{вх} > 0$)

Возможно применение схемы рисунка 2 в виде, показанном на рисунке 3. Требования к элементам этих схем те же, что и к схеме рисунка 2. Транзисторы должны быть одинаковы (для схемы 3.б) или составлять комплементарную пару (иметь разную структуру, но одинаковые характеристики, для схемы 3.а). Желательно использовать транзисторы из микросборок. Резисторы R_3 и R_4 должны быть одинаковы. Выходной ток вычисляется по формуле:

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_2}.$$

Для схемы рисунка 3.б он ограничен максимальным выходным током источника $U_{вх}$ (если предыдущий каскад выполнен на ОУ, то этот ток около 5 мА). Если требуется обеспечить больший выходной ток, то можно параллельно транзистору VT_2 и резистору R_4 включить нужное количество транзисторов и резисторов. Так для увеличения вдвое выходного тока можно включить транзистор VT_3 и резистору R_5 , как показано на рисунке 3 пунктирными линиями.

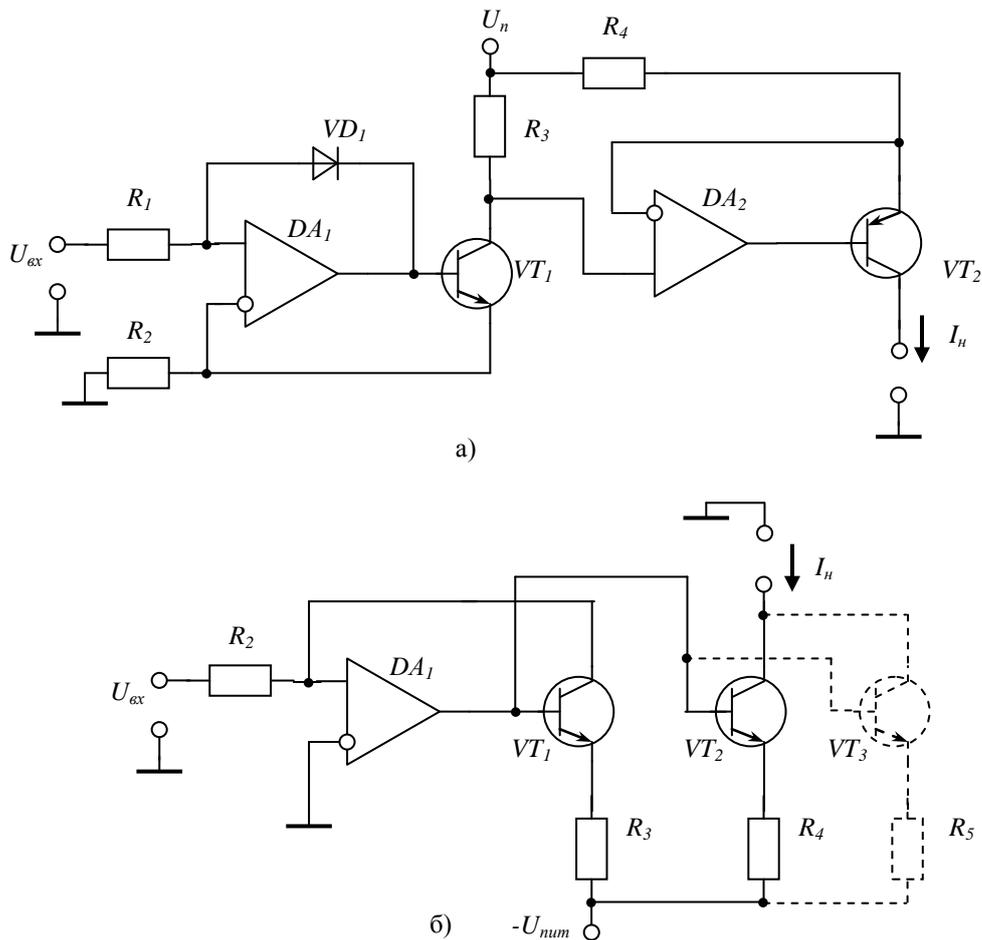


Рисунок 3 - Схемы стабилизаторов тока на основе ОУ

В этих стабилизаторах ОУ, охваченный отрицательной обратной связью по току, используется для поддержания тока в нагрузке равным заданному току I_0 , определяемому входным опорным напряжением $U_{вх}$.

В стабилизаторе по схеме рисунка 3.а операционный усилитель $DA1$ поддерживает падение напряжения на резисторе R_0 равным опорному напряжению $U_{вх}$. Нагрузку стабилизатора можно включать в коллектор транзистора VT_1 вместо резистора R_3 . Для того чтобы ток коллектора этого транзистора как можно меньше отличался от заданного тока эмиттера, необходимо использовать транзистор с большим коэффициентом усиления $h_{21э}$, или применить полевой либо составной транзистор. Падение напряжения на управляющем переходе транзистора VT_1 в данном случае не вносит погрешности, поскольку действует в прямой цепи усилителя, охваченного цепью ООС.

В стабилизаторе, схема которого показана на рисунке 3.б, с помощью ОУ стабилизируется коллекторный ток транзистора VT_1 , а нагрузка включается в коллектор транзистора VT_2 . Поскольку на базы этих транзисторов подано одно и то же напряжение, то при равенстве эмиттерных сопротивлений коллекторные токи транзисторов тоже будут равны, так что $I_{вых} = U_{вх}/R_2$.

Рассмотренные выше стабилизаторы тока могут применяться только при однополярном входном напряжении и выходном токе. Однако иногда требуется

обеспечить двуполярный выходной ток. В этом случае применяются усилители, в которых нагрузка включается непосредственно в цепь обратной связи ОУ. Простейшими усилителями такого типа являются инвертирующий и неинвертирующий усилители. Если в этих усилителях включить нагрузку вместо резистора обратной связи R_2 , то ток в нагрузке будет равен по модулю $|U_{\text{вых}}/R_2|$ и практически не будет зависеть от сопротивления нагрузки до тех пор, пока усилитель не выйдет из линейного режима.

Пример несложного усилителя с токовым выходом приведён на рисунке 4. Это неинвертирующий усилитель с T-образным трехполюсником в цепи обратной связи с транзисторным усилителем тока на выходе ОУ. Транзисторы VT_1 и VT_2 позволяют увеличить выходной ток ОУ в $h_{21э}$ раз. Желательно, чтобы они составляли комплементарную пару (КТ3102 и КТ3107, КТ502 и КТ503, КТ814 и КТ815 и т. д.). Выход этого неинвертирующего усилителя подключён к резистору R_3 . Коэффициент усиления как и для неинвертирующего усилителя равен $1 + \frac{R_2}{R_1}$. Поэтому через резистор R_3 , а вместе с ним и через резистор нагрузки R_H

течёт ток

$$I_i \approx I_3 = \frac{U_{\text{ââ}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{R_3}$$

Часть тока нагрузки течёт через резисторы R_1 и R_2 , поэтому точное выражение для тока нагрузки:

$$I_i = \frac{U_{\text{ââ}}}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_3} + \frac{R_2}{R_3}\right).$$

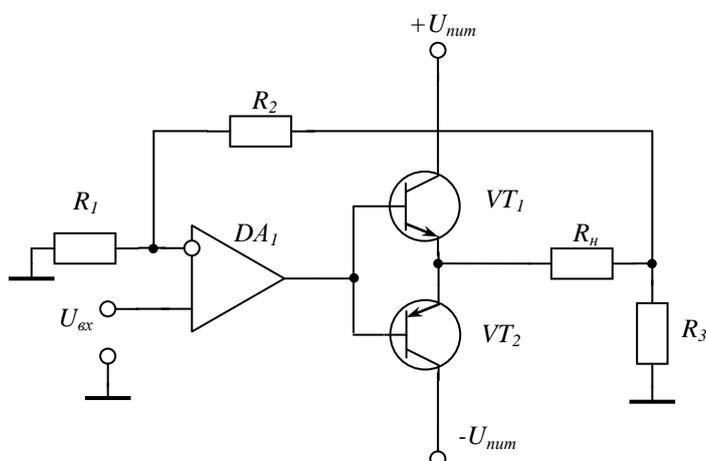


Рисунок 4 - Схема усилителя с токовым двуполярным выходом

5.2. Релейный выход

При необходимости дискретного выходного сигнала типа «включено-выключено» для его формирования целесообразно использовать компараторы. Это относится при подключении к выходу реле, сигнальных ламп и т. п.

В качестве компаратора можно использовать ОУ или специализированные компараторы (серий К554, К597, К521 и др.).

На рисунке 5 показана схема использования компаратора. Если входное напряжение $U_{вх}$ превышает опорное напряжение $U_{оп}$, то на выходе установится минимально возможное напряжение, которое определяется напряжением питания. Если входное напряжение $U_{вх}$ меньше опорного напряжения $U_{оп}$, то на выходе установится максимально возможное напряжение, которое тоже определяется напряжением питания.

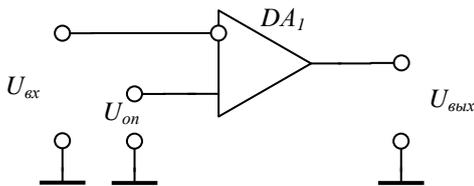


Рисунок 5 - Схема использования компаратора

Для управления реле, лампами, сигнальными светодиодами можно использовать схемы рисунка 6.

В схемах рисунка 6 транзистор VT_1 выбирается по максимальному напряжению коллектор-эмиттер ($U_{кэ.мах} > U_{num}$), максимальному току коллектора ($I_{к.мах} > \text{ток нагрузки}$), коэффициенту передачи тока ($h_{21э} = I_{нагр}/I_{мах.ОУ}$). По выбранному типу транзистора определяются его характеристики, в том числе напряжение насыщения коллектор-эмиттер ($U_{кэ.нас}$), напряжение насыщения база-эмиттер ($U_{бэ.нас}$), коэффициент передачи тока ($h_{21э}$).

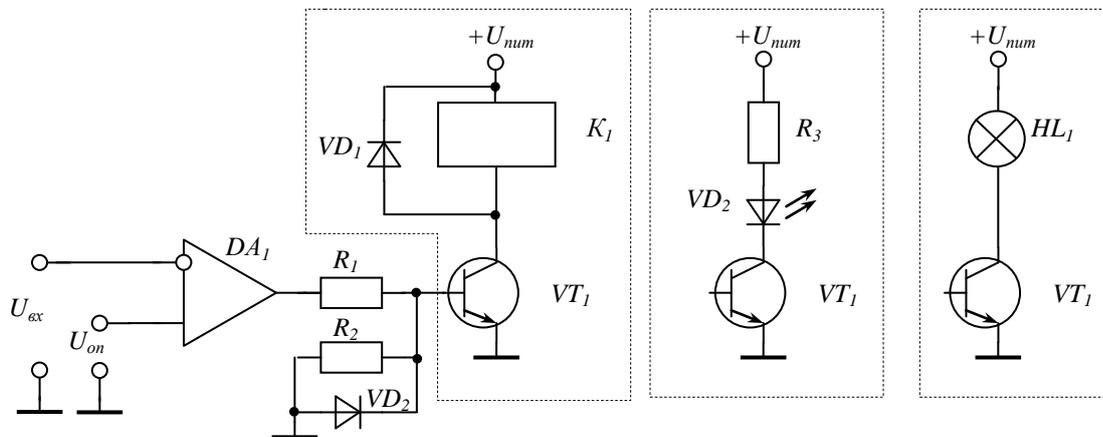


Рисунок 6 - Схема управления реле, светодиодами, лампами

Ток коллектора транзистора равен току нагрузки (номинальному току реле, лампы или светодиода). Для устойчивого открытия транзистора необходимо

обеспечить ток базы не менее $I_{назр}/h_{21э}$. Отсюда можно определить сопротивление резистора R_1 :

$$R_1 \leq \frac{U_{âûð.max.îó} - U_{áý.îâñ}}{I_{ââð} / h_{21ý.min}},$$

И его мощность

$$P_{R_1} \leq \frac{(U_{âûð.max.îó} - U_{áý.îâñ})^2}{R_1}.$$

Резистор R_2 нужен для устранения влияния обратного тока коллектор-база $I_{кбо}$ транзистора VT_1 . Для расчёта его сопротивления можно использовать формулу

$$R_2 = \frac{0.1}{I_{éâí}}.$$

Диод VD_1 выбирается по максимально допустимому обратному напряжению ($U_{обр.max} > U_{вых.max.OУ}$) и максимальному прямому току ($I_{пр.max} > U_{вых.max.OУ} / R_1$). Он предотвращает выход из строя базно-эмиттерного перехода транзистора VT_1 .

Диод VD_2 выбирается по максимально допустимому обратному напряжению ($U_{обр.max} > U_{nut}$) и максимальному прямому току ($I_{пр.max} > I_{раб.реле}$). Он предотвращает выход из строя коллектор-базовый переход транзистора VT_1 при его закрытии из-за наличия у реле существенной индуктивности.

При использовании светодиода необходимо ограничивать через него прямой ток с помощью резистора R_3 . Его величину можно рассчитать так:

$$R_3 = \frac{U_{îð} - U_{éý.îâñ} - U_{â.îð}}{I_{îð.â}},$$

где $U_{пр.ð}$ – падение напряжения на диоде, включённом в прямом направлении, $I_{пр.ð}$ – номинальный прямой ток светодиода (эти параметры определяются по справочнику).

5.3. Пример 1 (преобразователь напряжение-ток)

Требуется, чтобы разрабатываемое измерительное устройство формировало выходной токовый сигнал 0...20 мА. После усилителя и фильтра формируется сигнал 0...2 В. Напряжение питания ± 9 В.

Применим схему, показанную на рисунке 3,а.

Транзисторы $VT_1, VT_2 \dots$ должны быть одинаковы. Применить микросборки (например К198НТЗБ, 1НТ251НТ1, К1НТ661А) затруднительно, т. к. у транзисторов микросборок мала максимальная рассеиваемая мощность. Параметры транзисторов сборки К198НТЗБ приведены ниже.

$$U_{бэ.нас} \leq 1 \text{ В};$$

$$U_{кэ.нас} \leq 0,7 \text{ В};$$

$$I_{кбо} \leq 40 \text{ нА};$$

$$h_{21э} = 60 \dots 250;$$

$$U_{кб.max} = 20 \text{ В};$$

$$U_{бэ.мах} = 5 \text{ В};$$

$$I_{к.мах} = 10 \text{ мА};$$

$$P_{к.мах} = 20 \text{ мВт}.$$

Поэтому применим дискретные транзисторы с максимально большим коэффициентом усиления. Напряжение питания $\pm 9 \text{ В}$, значит максимально возможное напряжение на транзисторе 18 В . Максимальный ток – 20 мА . Значит надо выбрать транзистор с мощностью рассеяния не менее

$$P_{расс} = 18 \cdot 0,02 = 0,36 \text{ Вт}.$$

Значит над использовать транзисторы с средней мощностью ($0,3 \text{ Вт} \leq P_{расс} \leq 1,5 \text{ Вт}$), у которых третий элемент в обозначении 4, 5 или 6. Критерии выбора транзистора:

$$\text{максимальное напряжение коллектор-эмиттер } U_{кэ.мах} \geq 2 \cdot U_{пит} = 18 \text{ В};$$

$$\text{максимальный ток коллектора } I_{к.мах} \geq I_{вых} = 20 \text{ мА};$$

$$\text{мощностью рассеяния } P_{к.мах} \geq P_{расс} = U_{кэ.мах} \cdot I_{вых} = 0,36 \text{ Вт};$$

$$\text{коэффициент передачи тока } h_{21э} \geq 50.$$

Коэффициент передачи тока должен быть наибольшим, выбор $h_{21э} \geq 50$ обеспечит ошибку не более 2% .

При выборе транзистора надо, чтобы его параметры были хотя бы на 20% лучше указанных выше (для увеличения надёжности).

Указанным критериям удовлетворяет транзистор КТ660Б (n-p-n) со следующими параметрами

$$U_{бэ.нас} \leq 1 \text{ В};$$

$$U_{кэ.нас} \leq 1,9 \text{ В};$$

$$I_{кбо} \leq 1 \text{ мкА};$$

$$h_{21э} = 200 \dots 450;$$

$$U_{кб.мах} = 30 \text{ В};$$

$$U_{бэ.мах} = 5 \text{ В};$$

$$I_{к.мах} = 0,8 \text{ А};$$

$$P_{к.мах} = 0,5 \text{ Вт};$$

и транзистор КТ668В (p-n-p) со следующими параметрами

$$U_{бэ.нас} \leq 1 \text{ В};$$

$$U_{кэ.нас} \leq 1 \text{ В};$$

$$I_{кбо} \leq 15 \text{ мкА};$$

$$h_{21э} = 220 \dots 475;$$

$$U_{кб.мах} = 50 \text{ В};$$

$$U_{бэ.мах} = 5 \text{ В};$$

$$I_{к.мах} = 0,1 \text{ А};$$

$$P_{к.мах} = 0,5 \text{ Вт};$$

Заметим, что некоторые параметры значительно превышают требуемые, но это негативно не отразится на работе устройства.

Выходной ток вычисляется по формуле: $I_{âî} = \frac{U_{âî}}{R_2}$, поэтому можно вычислить сопротивление резистора R_2 :

$$R_2 = \frac{U_{\dot{a}\ddot{o}}}{I_{\dot{a}\ddot{o}}} = \frac{2}{0,02} = 100 \text{ Ом.}$$

Рассеиваемая им мощность:

$$P_2 = (I_{\dot{a}\ddot{o}})^2 \cdot R_2 = (0,02)^2 \cdot 100 = 0,04 \text{ Вт}$$

По справочнику выбираем резистор типа МЛТ с минимально возможной мощностью 0.125 Вт ($0,04 \text{ Вт} < 0,125 \text{ Вт}$) с номинальным сопротивлением 100 Ом (согласно ряду E24).

Операционный усилитель выбирается прежде всего по напряжению питания ($U_{пит} = \pm 9 \text{ В}$) и диапазону входного напряжения (определяется по входному синфазному напряжению $U_{вх.синф}$, оно должно быть максимально возможным).

Этим условиям удовлетворяет сдвоенный ОУ К140УД20, со следующими параметрами:

1. коэффициент усиления $K_U = 50 \cdot 10^3$
2. напряжение смещения $e_{см} = 3 \text{ мВ}$;
3. входной ток $i_{вх} = 0,08 \text{ мкА}$;
4. скорость нарастания выходного напряжения $\nu = 0,3 \text{ В/мкс}$;
5. напряжение питания $U_{пит} = \pm(8 \dots 19,5) \text{ В}$;
6. диапазон входного синфазного напряжения $U_{вх.синф} = \pm 12 \text{ В}$;
7. максимальный выходной ток $i_{вых.мах} = 9 \text{ мА}$;
8. минимальное сопротивление нагрузки $R_{н.мин} = 1 \text{ кОм}$.

Входное синфазному напряжению $U_{вх.синф}$ меньше на 3 В стандартного напряжения питания $\pm 15 \text{ В}$, при котором измерено $U_{вх.синф}$. На столько же должно быть меньше U_n напряжения питания $U_{пит}$, т. е.

$$U_n = U_{пит} - (U_{пит. станд} - U_{вх.синф}) = 9 - (15 - 12) = 6 \text{ В.}$$

Резисторы R_3 и R_4 должны быть одинаковы. Падение напряжения на них не должно быть более

$$U_n - U_{вх.мах} - U_{КЭ.нас} = 6 - 2 - 1,9 = 2,1 \text{ В.}$$

Это верхняя граница напряжения, нижняя определяется напряжением смещения ОУ, величиной внешних помех и т. д. и ориентировочно составляет десятые доли вольта. Положим падение напряжения на резисторах R_3 и R_4 равным 1 В (для возможности увеличения сопротивления нагрузки). Если выходной ток до 20 мА, то

$$R_3 = R_4 = 1 / 0,02 = 50 \text{ Ом.}$$

Выбираем резисторы R_3 и R_4 типа МЛТ с номинальным сопротивлением 51 Ом (согласно ряду E24) с мощностью $0,125 \text{ Вт} ((0,02 \text{ А})^2 \cdot 51 \text{ Ом} = 0,0204 \text{ Вт} < 0,125 \text{ Вт})$.

Максимальный выходной ток ОУ К140УД20 равен 9 мА, а минимальное сопротивление нагрузки 1 кОм. Предположим, что предыдущие каскады (усилитель или фильтр) были выполнены с применением этого ОУ. Тогда резистор R_I : должны иметь сопротивление не менее 1 кОм. Примем его равным этому значению, чтобы не увеличивать погрешность, вносимую протеканием входного тока через R_I , хотя это влияние и не существенно ($R_I \cdot i_{вх} = 1000 \cdot 0,08 \cdot 10^{-6} = 0,08 \cdot 10^{-3} = 0,08 \text{ мВ}$).

Полученная схема преобразователя напряжения в ток показана на рисун-

ке 7. Надо заметить, что максимальное выходное напряжение

$$U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o},\max} = U_{\hat{i}} - U_{R4} - U_{\hat{e}y.\hat{i}\hat{a}\hat{n}.VT2} = 6 - 1 - 1 = 4 \text{ В.}$$

Максимально допустимое сопротивление нагрузки при этом составит

$$R_{i,\max} = \frac{U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o},\max}}{I_{\hat{a}\hat{u}\hat{o},\max}} = \frac{4}{0.02} = 200 \text{ Ом.}$$

По ГОСТ 26.011-80 сопротивление нагрузки может достигать 1000 Ом и поэтому данное устройство возможно не со всеми устройствами сможет работать. Выйти из этой ситуации можно если подключать нагрузку не между выходом и нулевым проводником, а между выходом и выводом отрицательного питания, тогда

$$R_{i,\max} = \frac{U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o},\max} + U_{-\hat{i}\hat{o}}}{I_{\hat{a}\hat{u}\hat{o},\max}} = \frac{4 + 9}{0.02} = 650 \text{ Ом.}$$

Для дальнейшего приближения к стандарту надо увеличивать напряжение питания.

Разработанную схему можно легко преобразовать для вывода тока в диапазоне 4...20 мА. Для этого на вход следует подавать напряжение в диапазоне 0.4 В ... 2 В. Можно применить сумматор и инвертор, как показано на рисунке 8.

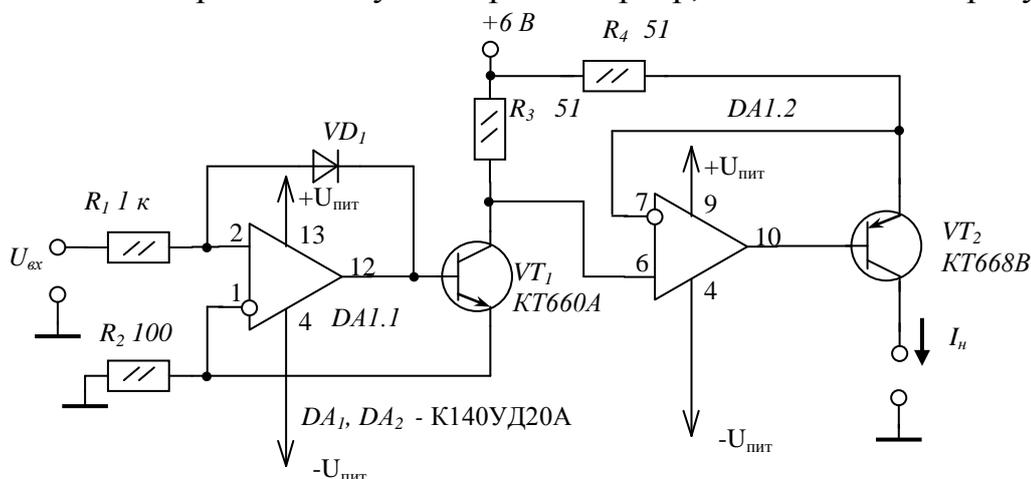


Рисунок 7 - Схема преобразователя напряжение-ток 0...2 В ⇒ 0...20 мА

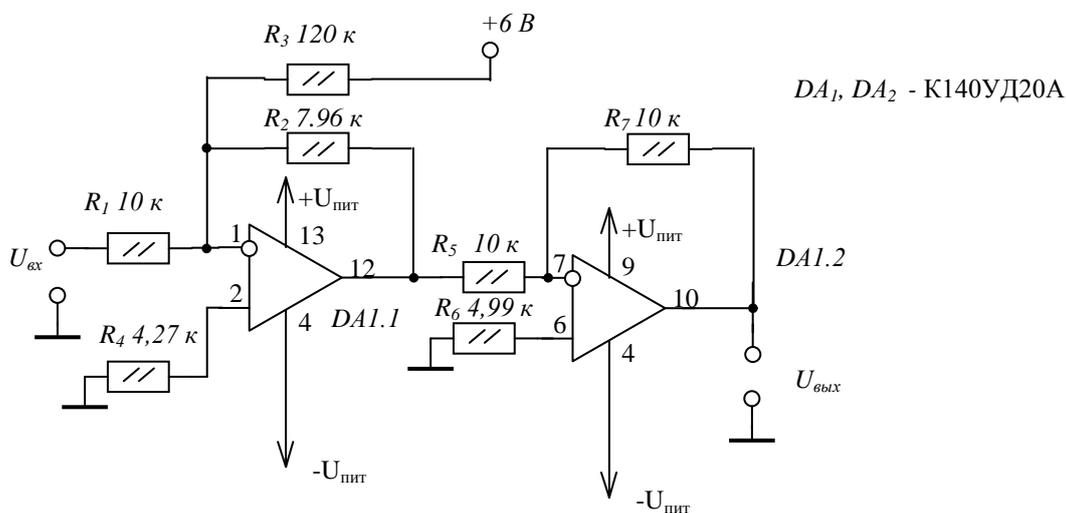


Рисунок 8 - Сумматор с инвертором для преобразователя 0...2 В ⇒ 4...20 мА

ОУ DA1.1 работает как сумматор, он складывает входное напряжение с коэффициентом усиления $\frac{R_2}{R_1} = \frac{16}{20}$ и постоянное напряжение +6 В с коэффициентом $\frac{R_2}{R_3} = \frac{8/6}{20}$. Такие соотношения приняты для того, чтобы результирующий сигнал сумматора был

$$U_{\text{вых.}\Sigma} = \frac{16}{20}U_{\text{вх}} + \frac{8/6}{20}U_{\text{вх}} = \frac{16}{20}U_{\text{вх}} + \frac{8/6}{20} \cdot 6 = \frac{16}{20}U_{\text{вх}} + 0,4.$$

В этом случае при изменении входного напряжения в диапазоне 0...2 В выходное напряжение сумматора $U_{\text{вых.}\Sigma}$ менялось в диапазоне 0,4...2 В.

На ОУ DA1.2 выполнен инвертор, который отрицательное напряжение с выхода сумматора инвертирует и выдаёт на вход опять положительное напряжение. Таким образом, при положительном входном напряжении на выходе также будет положительное напряжение.

Сопротивление резистором можно выбрать в диапазоне 1 кОм ... 1 МОм (1 кОм минимально допустимое для К140УД20). Слишком большие значения выбирать не рекомендуется (чтобы меньше влияли токи утечки, помехи и т. д.). Положим $R_1 = 10$ кОм, тогда

$$R_2 = \frac{16}{20}R_1 = \frac{16}{20} \cdot 10 = 8 \text{ кОм}, \quad R_3 = \frac{20}{8/6}R_2 = 15R_2 = 120 \text{ кОм}.$$

Выберем их из ряда E192, тогда

$$R_1 = 10 \text{ кОм}; \quad R_2 = 7,96 \text{ кОм} \quad R_3 = 120 \text{ кОм}.$$

Для инвертора на ОУ DA1.2 (это инвертирующий усилитель с коэффициентом передачи -1):

$$\frac{R_7}{R_5} = 1 \quad \Rightarrow \quad R_7 = R_5.$$

Положим $R_5 = 10$ кОм; $R_7 = 10$ кОм;

Резисторы R6 и R4 предназначены для компенсации входных токов ОУ. Их проводимости выберем равными проводимости цепей, подключённых к инвертирующим входам ОУ:

$$\frac{1}{R_4} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}, \quad \frac{1}{R_7} = \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6}.$$

Тогда

$$\frac{1}{R_4} = \frac{1}{10} + \frac{1}{7,96} + \frac{1}{120} = 0,23396, \quad \Rightarrow \quad R_4 = 4,27 \text{ кОм},$$

$$\frac{1}{R_7} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10} = 0,2, \quad \Rightarrow \quad R_7 = 5 \text{ кОм}.$$

Принимаем $R_4 = 4,27$ кОм; $R_7 = 4,99$ кОм (E192).

Резисторы $R_1 - R_7$ схемы рисунка 8 выбираем типа С2-36 с номинальной мощностью 0.125 Вт.

Напряжение +6 В для схем рисунков 7 и 8 необходимо сформировать из напряжения питания +9 В. Можно использовать параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне с усилителем на биполярном транзисторе, а мож-

но и использовать интегральные стабилизаторы, например К142ЕН5Б. Ток, потребляемый от этого источника будет равен сумме токов, протекающих через резисторы R_3 и R_4 рисунка 7 и резистора R_3 рисунка 8. Это немногим более 40 мА. Значит выходной ток источника надо рассчитывать на 50 мА (с 20% запасом).

5.4. Пример 2 (релейный выход)

Требуется разработать принципиальную схему устройства, включающего активную нагрузку с номинальным током 2 А при напряжении 220 В. Включение осуществляется с помощью реле 2 раза в сутки. О включенном состоянии сигнализирует светодиод. Нагрузка включается при достижении на входе устройства напряжения 3 В. Напряжение питания ± 15 В.

Для включения нагрузки используем схему рисунка 6.

Сначала выберем реле. Выбор осуществим по износостойкости. Для указанной нагрузки подойдет реле РЭН18, которое при нормальной температуре выдержит $2,5 \cdot 10^5$ циклов. При двух циклах в день этого хватит на 340 лет.

По напряжению питания выберем исполнение реле, которое определяет сопротивление обмотки, рабочий ток и напряжение. Согласно справочным материалам можно выбрать исполнение РХ4.569.702, для него:

сопротивление обмотки $R_{обмотки} = 90 \pm 9$ Ом;

рабочее напряжение $U_{раб} = 12 \pm 1,2$ В;

число контактов – 2 пары на переключение, 2 пары на замыкание.

Для сигнализации включенного состояния применим светодиод красного свечения АЛ307БМ со следующими характеристиками:

постоянное прямое напряжение $U_{пр} = 2$ В;

номинальный ток $I_{ном} = 10$ мА.

Включать реле и светодиод будем с помощью транзисторного ключа. Через него будет течь ток светодиода $I_{ном}$ и рабочий ток реле $I_{раб}$:

$$I_{VT} = I_{\text{дiod}} + I_{\text{релe}} = I_{\text{дiod}} + \frac{U_{\text{релe}}}{R_{\text{обмотки}}} = 0,01 + \frac{15}{90} = 0,177 \text{ А.}$$

При расчёте тока транзисторного ключа выбрано среднее значение сопротивления и не учтено падение напряжения на ключе. Это не внесёт ошибки, т. к. выбор транзистора будет осуществлён с запасом в 20%.

Напряжение питания, указанное в задании соответствует номинальному напряжению питания большинства ОУ, у которых минимальное сопротивление нагрузки $R_{ном} = 2$ кОм, а выходное напряжение $U_{вых.ОУ} = \pm 10$ В. Значит выходной ток ОУ, поступающий на транзисторный ключ

$$I_1 = \frac{U_{\text{вых.ОУ}}}{R_{\text{ном}}} = \frac{10}{2000} = 0,005 \text{ А.}$$

Значит над использовать транзисторы с коэффициентом передачи тока не менее $0,177/0,005=35,4$. Критерии выбора транзистора:

максимальное напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ.мах} \geq U_{ном} = 15$ В;

$$P_1 = \frac{(U_{R1})^2}{R_1} = \frac{(U_{\hat{a}\hat{a}\hat{o}.max} - U_{\hat{a}\hat{y}.i\hat{a}\hat{n}})^2}{R_1} = \frac{(12 - 0,7)^2}{2200} = 0,062 \text{ Вт}$$

По справочнику выбираем резистор типа МЛТ с номинальной мощностью рассеяния 0.125 Вт (0,062 Вт < 0.125 Вт).

Резистор R_2 предназначен для предотвращения открытия транзистора обратным током коллектора (например при выходе из строя ОУ). Его сопротивление найдём из условия - при протекании через R_2 обратного тока коллектора падение напряжения было бы не достаточно для открытия транзистора (около 0,1 В). Тогда:

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_{R2}} = \frac{0,1}{I_{\hat{e}\hat{a}\hat{i}}} = \frac{0,1}{0,000010} = 10000 \text{ Ом,}$$

принимаем $R_2 = 10 \text{ кОм}$ (из ряда E24).

Мощность, рассеиваемая R_2 , очевидно, будет менее 0,125 Вт, поэтому выбираем резистор типа МЛТ с номинальной мощностью рассеяния 0.125 Вт.

Диод VD_1 служит для защиты базно-эмитерного перехода транзистора от обратного напряжения -12 В, которое может быть подано на него с выхода ОУ. Диод надо выбрать по обратному напряжению $U_{обр.max} > U_{nut}$, и максимальному прямому току, который будет равен току базы транзистора: $I_{np.max} < I_{\hat{b}}$. Этим условиям удовлетворяет диод КД521А ($U_{обр.max} = 75 \text{ В}$, $I_{np.max} = 50 \text{ мА}$).

Диод VD_2 служит для защиты коллектор-базового перехода транзистора от пробоя от индуктивного выброса напряжения при закрытии транзистора. Его надо выбрать по обратному напряжению $U_{обр.max} > U_{nut}$, и максимальному прямому току, который будет равен току реле: $I_{np.max} < I_{реле.max} = U_{nut} / R_{обмотки.min} = 185 \text{ мА}$. Этим условиям удовлетворяет диод КД208А ($U_{обр.max} = 100 \text{ В}$, $I_{np.max} = 1,5 \text{ А}$).

Резистор R_3 предназначен для ограничения тока, текущего через светодиод. Его сопротивление найдём по формуле:

$$R_3 = \frac{U_{R3}}{I_{R3}} = \frac{U_{\hat{i}\hat{e}\hat{o}} - U_{\hat{i}\hat{o}} - U_{\hat{e}\hat{y}.i\hat{a}\hat{n}}}{I_{\hat{m}}} = \frac{15 - 2,0 - 0,48}{0,010} = 1252 \text{ Ом,}$$

принимаем $R_3 = 1,2 \text{ кОм}$ (из ряда E24).

Мощность, рассеиваемая R_3 :

$$P_3 = \frac{(U_{R3})^2}{R_3} = \frac{(U_{\hat{i}\hat{e}\hat{o}} - U_{\hat{i}\hat{o}} - U_{\hat{e}\hat{y}.i\hat{a}\hat{n}})^2}{R_3} = \frac{(15 - 2,0 - 0,48)^2}{1200} = 0,1306 \text{ Вт.}$$

По справочнику выбираем резистор типа МЛТ с номинальной мощностью рассеяния 0.25 Вт (0,1306 Вт < 0.25 Вт).

Для формирования напряжения 3 В, с которым будет сравниваться входной сигнал, можно применить одно из плеч измерительного резисторного моста или применить отдельный резисторный делитель. Ток этого делителя выберем малый (для уменьшения энергопотребления схемы, но много больший (≥ 1000 раз), чем входной ток ОУ, примем $I_{делитель} = 1000 \cdot i_{вх} = 1000 \cdot 0,05 \text{ мкА} = 0,05 \text{ мА}$. Тогда сопротивление резисторов делителя

$$R_4 = \frac{U_{\hat{i}\hat{e}\hat{o}} - U_{\hat{a}\hat{o}}}{I_{\hat{a}\hat{a}\hat{e}\hat{o}\hat{a}\hat{i}}} = \frac{15 - 3}{0,000050} = 240000 \text{ Ом,}$$

$$R_5 = \frac{U_{\text{до}}}{I_{\text{до}}} = \frac{3}{0,000050} = 60000 \text{ Ом.}$$

Примем $R_4 = 240 \text{ кОм}$, $R_5 = 62 \text{ кОм}$ (ряд E24).

Изобразим принципиальную схему разработанного устройства (рисунок 10).

Необходимо заметить, что в данной схеме входное напряжение подаётся на неинвертирующий вход ОУ, поэтому нагрузка включается с помощью реле когда входное напряжение *превысит* порог 3 В. Если же надо, чтобы она включалась, когда входное напряжение станет *ниже* порога, то его надо подавать на инвертирующий вход.

Если входной сигнал изменяется очень медленно, то возможно «дребезжание» реле в момент перехода сигнала через 3 В. Чтобы это предотвратить можно ввести положительную обратную связь (ПОС) у ОУ с помощью резисторов R_6 и R_7 (показаны пунктиром). Эти резисторы обеспечат гистерезис переключения, что избавит от дребезга и повысит помехозащищённость.

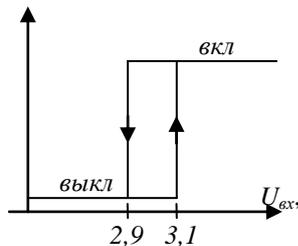


Рисунок 9 - Гистерезис включения реле

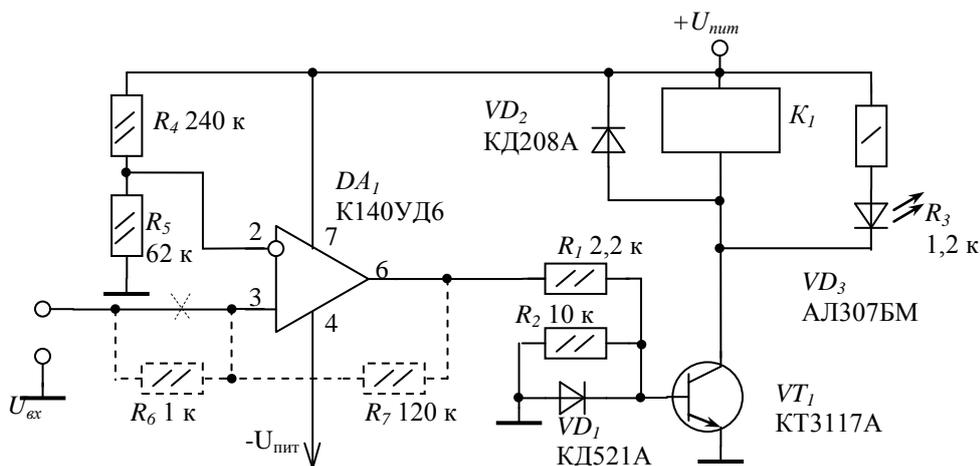


Рисунок 10 - Схема управления реле

Положим ширину гистерезиса $\Delta U = \pm 0.1 \text{ В}$ (см. рисунок 9). То есть включение будет происходить при 3.1 В, а выключение – при 2.9 В. Зададимся входным током 0.1 мА. Тогда, чтобы обеспечить такой гистерезис, необходимо чтобы входной ток протекал через резистор R_6 сопротивлением

$$R_6 = \frac{\Delta U}{I_{\text{до}}} = \frac{0,1}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 1000 \text{ Ом.}$$

Ток, обеспечивающий ПОС, протекает через R_7 с выхода ОУ, на котором напряжение меняется от -12 В до +12 В. Значит чтобы обеспечить ток 0.1 мА

ПОС сопротивление R_7 :

$$R_7 = \frac{U_{\hat{a}\hat{a}\hat{o}.max}}{I_{\hat{a}\hat{o}}} = \frac{12}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 120000 \text{ Ом.}$$

Принимаем сопротивление $R_6 = 1 \text{ кОм}$, $R_7 = 120 \text{ кОм}$.

6. Проектирование стабилизатора напряжения

Для питания большинства электронных устройств требуется стабилизированный источник питания. Его выходное напряжение не должно меняться при изменениях в окружающей среде, при изменении тока нагрузки, от времени и т. п. В некоторых случаях от источника питания требуется защита от превышения тока потребления.

Для стабилизации напряжения могут быть использованы различные схемные решения. В настоящее время наибольшее распространение получили схемы на основе стабилитронов. Полупроводниковый стабилитрон это диод, работающий на участке электрического пробоя при его обратном включении. На рисунке 1 приведена ВАХ стабилитрона. Видно, что в широком диапазоне токов, протекающих через него, напряжение на стабилитроне почти неизменно. Этот факт и используется в простейшем параметрическом стабилизаторе напряжения, который изображён на рисунке 1,б. При изменении входного напряжения U_{ex} изменяется ток, текущий через резистор R_I , но напряжение на стабилитроне ($U_{вых}$) практически не меняется.

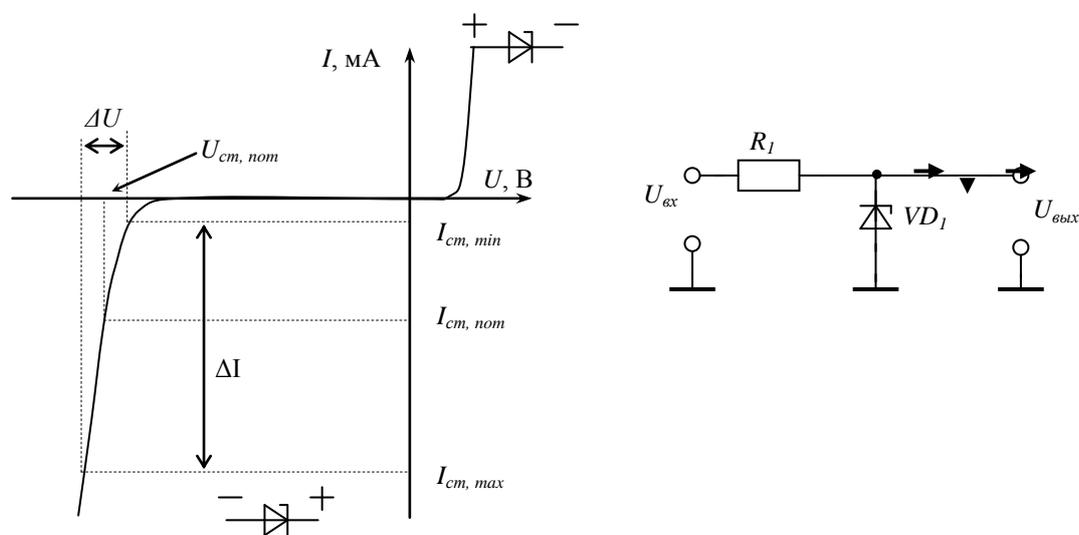


Рисунок 1- а) ВАХ стабилитрона; б) параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне.

Из первого закона Кирхгофа следует, что ток нагрузки:

$$I_i = I_{R1} - I_{VD1}$$

Он не может превышать разности максимального и минимального тока стабилизации стабилитрона. При этом при отключении нагрузки через стабилитрон протекает максимальный ток. На практике ток через стабилитрон должен быть равен своему номинальному значению $I_{ст. ном}$ при номинальном токе нагрузки, и повышаться не более, чем до $80\% I_{ст. max}$ при её отключении.

При использовании маломощных стабилитронов в параметрическом стабилизаторе его выходной ток составляет единицы или десятки миллиампер, что часто недостаточно. Параметрический стабилизатор несложно дополнить уси-

лителем тока на биполярном транзисторе. Соответствующая схема приведена на рисунке 2.

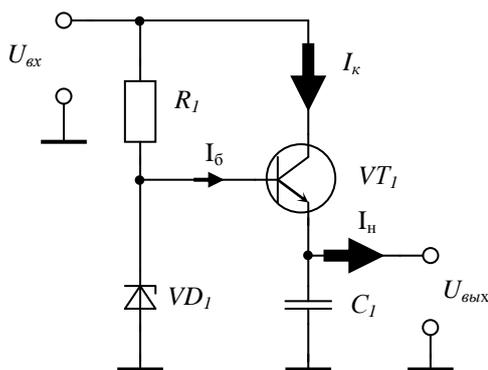


Рисунок 2 - Параметрический стабилизатор напряжения с усилителем тока

В этой схеме если напряжение на нагрузке меньше, чем напряжение на стабилитроне, то появляется ток база-эмиттер $I_{\text{б}}$, что вызывает протекание тока коллектора $I_{\text{к}} = h_{21Э} \cdot I_{\text{б}}$. Увеличение тока через нагрузку приводит к увеличению напряжения на ней.

С другой стороны, если по каким-либо причинам напряжение на нагрузке станет больше, чем напряжение на стабилитроне, то к переходу база-эмиттер будет приложено обратное напряжение, что приведёт к закрыванию транзистора и исчезновению тока коллектора $I_{\text{к}}$. А это приведёт к уменьшению напряжения на нагрузке. Таким образом, напряжение на нагрузке будет стремиться быть равным напряжению на стабилитроне. Правда, необходимо некоторое уточнение – чтобы протекал ток через базу-эмиттерный переход, к нему надо приложить некоторое прямое напряжение. Для кремниевых транзисторов это около 0,6 В. Поэтому напряжение на выходе будет меньше напряжения на стабилитроне на эту величину. Конденсатор C_1 не обязателен, но как правило его устанавливают для устранения возможных импульсных помех.

6.1. Пример (блок питания)

Требуется спроектировать блок питания, рассчитанный на выходное напряжение ± 15 В при входном ≈ 220 В, 50 Гц. Выходной ток не более 200 мА.

Для получения постоянного двуполярного напряжения применим понижающий трансформатор с двухполупериодным выпрямителем с отводом от средней точки трансформатора (для положительного и отрицательного напряжения). Сглаживающий фильтр – ёмкостный, стабилизатор – параметрический на стабилитроне с усилителем тока на биполярном транзисторе.

Схема проектируемого БП показана на рисунке 3.

Сетевое напряжение понижается трансформатором T_1 , выпрямляется диодами $VD_1 - VD_4$, сглаживается конденсаторами C_1 и C_2 . После этого стабилизатор понижает напряжение до нужного на выходе. В том случае, если возможно питать нагрузку нестабилизированным напряжением можно бойтись только

трансформатором и выпрямителем. Если источник первичного электропитания постоянный, то необходим только стабилизатор напряжения.

Иногда в схеме необходим источник стабилизированного напряжения, меньшего основного напряжения питания. Тогда возможно использование дополнительного стабилизатора (для малых токов без усилителя на транзисторе) подключённого к выходу основного стабилизатора напряжения питания схемы.

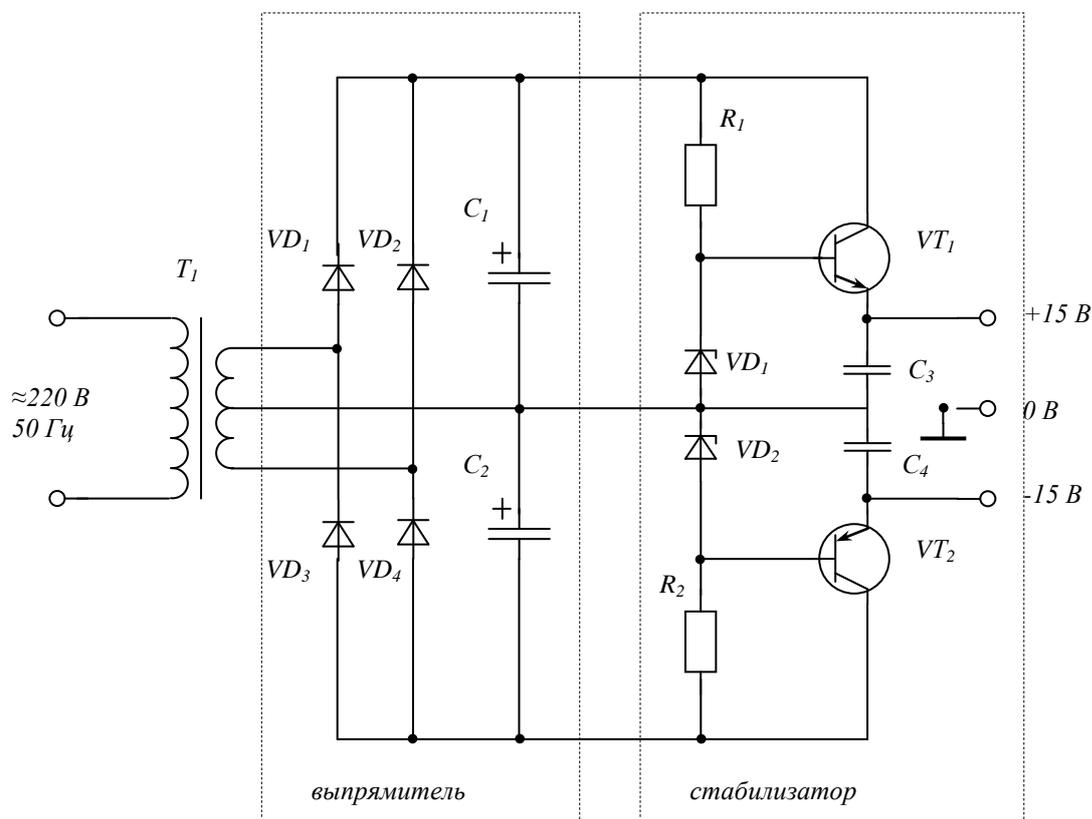


Рисунок 3 - Схема двуполярного источника питания

Расчёт элементов будем вести для источника +15 В, для -15 В примем те же элементы, кроме транзистора, который выберем с аналогичными характеристиками, только другой структуры.

Во время работы БП на конденсаторах фильтра напряжение пульсирует от максимального $U_{нест.мах}$ до $\approx 0.9 \cdot U_{нест.мах}$. Часть напряжения (минимум $U_{кэ.нас}$) падает на транзисторе стабилизатора, кроме этого надо предусмотреть запас по напряжению на входе стабилизатора на случай уменьшения напряжения в сети. На этом этапе примем напряжение насыщения коллектор-эмитер транзистора равным 2 В, так как у большинства кремниевых транзисторов оно лежит в диапазоне от 1 до 2 В. Поэтому напряжение на входе стабилизатора оценим так:

$$U_{\hat{a}\hat{a}\hat{n}\hat{o}} = \frac{120\%}{100\%} \cdot \frac{(U_{\hat{a}\hat{a}\hat{o}} + U_{\hat{e}\hat{y}.\hat{i}\hat{a}\hat{n}})}{0.9} = 1,2 \cdot \frac{(15+2)}{0.9} = 22,67 \text{ В.}$$

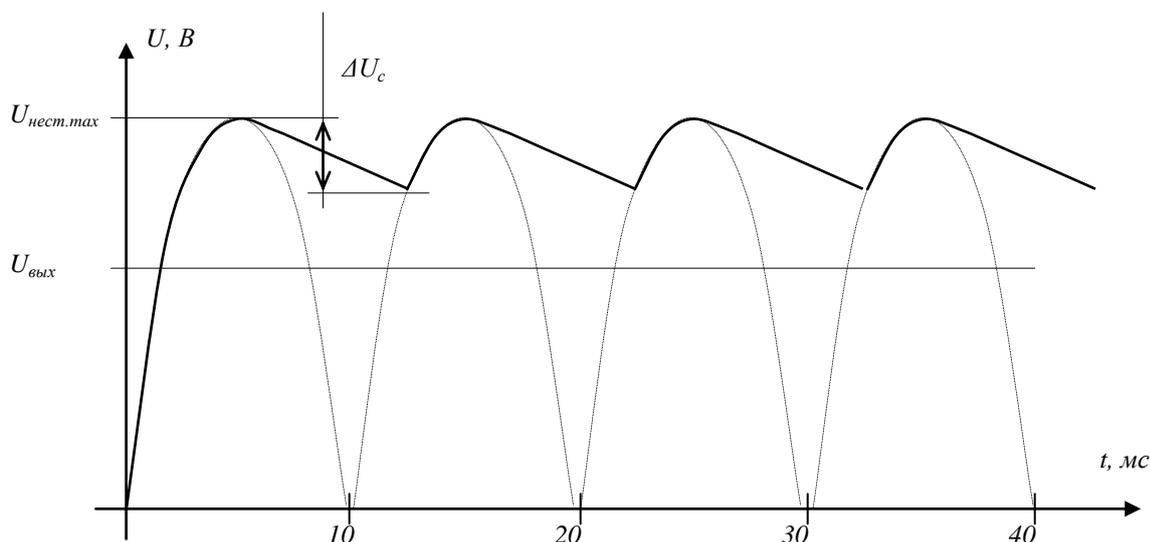


Рисунок 4 - Осциллограмма напряжения на выходе выпрямителя

К диодам выпрямителя в этой схеме прикладывается обратное напряжения равное удвоенному напряжению на выходе выпрямителя. Через каждый диод течёт половина выпрямленного тока, однако выбор диода осуществим в предположении, что через него течёт ток равный выходному току, это повысит надёжность выпрямителя, особенно в случае отказа одного из диодов (тогда работоспособность сохранится за счет работы второго диода). Итак, выберем диоды выпрямителя по следующим критериям:

максимальное обратное напряжение $U_{обр.мах} \geq 2 \cdot U_{вх ст}$;

максимальный прямой ток $I_{пр.мах} \geq I_n$.

Этим условиям удовлетворяет диод КД109А ($U_{обр.мах} = 100$ В, $I_{пр.мах} = 0,3$ А). Прямое напряжение на нём согласно справочнику $U_{д.пр} = 1$ В.

Конденсаторы фильтра заряжаются до амплитудного напряжения переменного напряжения. Зная это, а также, то, что при заряде конденсатора ток протекает через один из диодов выпрямителя, можно найти требуемое напряжение на выходе трансформатора:

$$U_{\dot{a}\dot{a}\dot{o}\dot{o}} = \frac{U_{\dot{a}\dot{a}\dot{n}\dot{o}} + U_{\dot{a}\dot{i}\dot{o}}}{\sqrt{2}} = \frac{22,67 + 1}{\sqrt{2}} = 16,74 \text{ В.}$$

Значит требуемая мощность трансформатора

$$D_{\dot{o}\dot{o}} \geq I_t \cdot U_{\dot{a}\dot{a}\dot{o}\dot{o}} = 0,2 \cdot 16,74 = 3,35 \text{ Вт.}$$

По выходному напряжению и мощности можно выбрать трансформатор.

Выберем конденсаторы схемы. Для ёмкостного фильтра следует использовать оксидные конденсаторы, как имеющие большую ёмкость. Для них регламентируется максимально допустимая амплитуда переменной составляющей. Обычно она 5...20 % от постоянной составляющей. Именно поэтому при оценке входного напряжения стабилизатора был использован коэффициент 0.9 (для пульсаций 10%). Для облегчения подбора конденсатора и увеличения сро-

ка его службы примем максимальные пульсации на конденсаторах фильтра равными 5%. Расчёт проведём по формуле

$$I = C \frac{\Delta U}{\Delta t},$$

где $I = I_n$ - ток разряжающий конденсатор, в нашем случае это ток нагрузки;

C – ёмкость конденсатора;

ΔU – напряжение разряда конденсатора, у нас 5% от постоянного напряжения на нём;

Δt – время, в течении которого разряжается конденсатор, для двухполупериодного выпрямителя это около 10 мс.

Рассчитываем ёмкость C_1 и C_2 :

$$\tilde{N} = I \frac{\Delta t}{\Delta U} = 0.2 \cdot \frac{0.01}{0.05 \cdot 22.67} = 0.00176 \text{ Ф.}$$

Оксидные конденсаторы имеют большой разброс ёмкости, поэтому лучше выбирать номинальную ёмкость из ряда Е3 или Е6.

Примем $C_1 = C_2 = 2200$ мкФ, тип – К50-16, номинальное напряжение – 25 В.

Конденсаторы C_3 и C_4 предназначены для сглаживания пульсаций тока потребления нагрузки и фильтрации помех. В общем случае их расчёт очень сложен, обычно их принимают 0.01...0.1 от ёмкости конденсаторов фильтра. Примем $C_3 = C_4 = 100$ мкФ, тип – К50-16, номинальное напряжение – 16 В.

Напряжение на нагрузке больше напряжения на стабилитроне на величину напряжения насыщения база-эмиттер, что составляет около 0.6 В. Поэтому стабилитрон выберем с напряжением стабилизации 15.6 В. Выберем КС216Ж с параметрами

номинальное напряжение стабилизации $U_{cm} = 16$ В;

номинальный ток стабилизации $I_{cm} = 2$ мА;

максимальный ток стабилизации $I_{cm.max} = 7.3$ мА;

минимальный ток стабилизации $I_{cm.min} = 0,5$ мА.

Значит, максимальный ток базы может составлять

$$I_{\dot{a}} \leq 0.8 \cdot I_{\bar{n}\delta, \max} - I_{\bar{n}\delta} = 0.8 \cdot 7.3 - 2 = 3.84 \text{ мА.}$$

Ток нагрузки равен сумме тока базы и коллектора, поэтому

$$I_i = I_{\dot{a}} + I_{\dot{e}} = I_{\dot{a}} + h_{21\bar{y}} \cdot I_{\dot{a}} \Rightarrow h_{21\bar{y}} = \frac{I_i - I_{\dot{a}}}{I_{\dot{a}}} = \frac{0.2 - 0.00384}{0.00384} = 51.1.$$

Критерии выбора транзистора:

максимальное напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ, \max} \geq 2 \cdot U_{вх см} = 45$ В;

максимальный ток коллектора $I_{к, \max} \geq I_n = 200$ мА;

мощностью рассеяния $P_{к, \max} \geq P_{расс} = U_{кэ, \max} \cdot I_n = (U_{вх см} \cdot U_{вых}) I_n = 22,67 \cdot 0,2 = 4,53$ Вт;

коэффициент передачи тока $h_{21\bar{y}} \geq 51,1$.

При выборе транзистора надо, чтобы его параметры были хотя бы на 20% лучше указанных выше (для увеличения надёжности). Выбор следует производить с их мощных транзисторов (>1,5 Вт).

Указанным критериям удовлетворяет транзистор КТ863А (n-p-n) со следующими параметрами

$$U_{кэ.нас} \leq 0,6 \text{ В};$$

$$I_{кбо} \leq 1 \text{ мА};$$

$$h_{21э} \geq 100;$$

$$U_{кб.мах} = 30 \text{ В};$$

$$U_{бэ.мах} = 5 \text{ В};$$

$$I_{к.мах} = 10 \text{ А};$$

$$P_{к.мах} = 50 \text{ Вт};$$

и транзистор КТ837Ф (р-п-р) со следующими параметрами

$$U_{кэ.нас} \leq 1,75 \text{ В};$$

$$I_{кбо} \leq 0,15 \text{ мА};$$

$$h_{21э} = 50 \dots 150;$$

$$U_{кб.мах} = 45 \text{ В};$$

$$U_{бэ.мах} = 5 \text{ В};$$

$$I_{к.мах} = 7,5 \text{ А};$$

$$P_{к.мах} = 30 \text{ Вт};$$

Транзистор КТ837Ф имеет несколько меньший коэффициент передачи тока, но это в данном случае не очень существенно (в номинальном режиме работы через стабилитрон будет протекать не 2 мА, а немного меньше, что почти не отразится на работе устройства).

Оба транзистора выделяют большое количество тепла и их надо установить на радиаторы.

Резисторы R_1 и R_2 должны иметь сопротивление:

$$R_1 = R_2 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{U_{эс.см} - U_{см}}{0,8 \cdot I_{см}} = \frac{22,67 - 16}{0,8 \cdot 0,0073} = 1142 \text{ Ом},$$

принимаем $R_1 = 1,1 \text{ кОм}$ (из ряда E24).

Мощность, рассеиваемая R_1 :

$$P_1 = \frac{(U_{R1})^2}{R_1} = \frac{(U_{эс.см} - U_{см})^2}{R_1} = \frac{(22,67 - 16)^2}{1100} = 0,040 \text{ Вт}$$

По справочнику выбираем резисторы типа МЛТ с номинальной мощностью рассеяния 0.125 Вт ($0,04 \text{ Вт} < 0,125 \text{ Вт}$).

Разработанная схема представлена на рисунке 4.

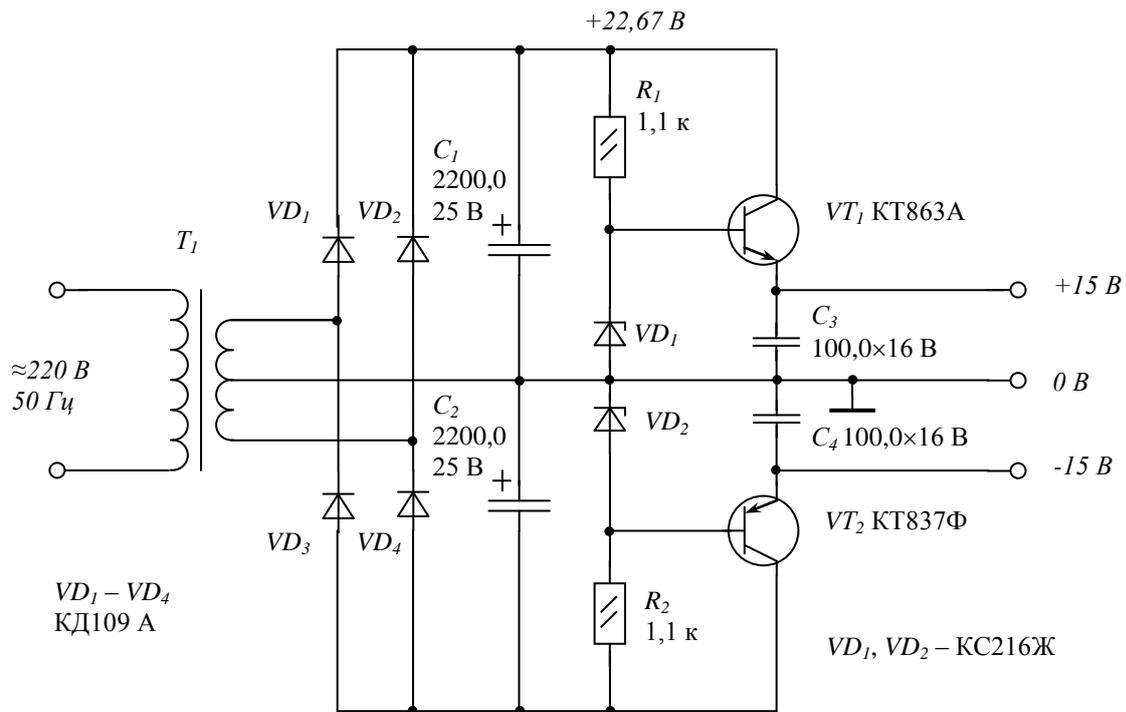


Рисунок 4 - Принципиальная схема двуполярного источника питания

7. Приложение 1

7.1. ТермоЭДС некоторых термопар

Таблица 1. Термо-ЭДС пары хромель — алюмель (ТХА) при температуре свободных концов 0°C (условное обозначение градуировочной характеристики ХА68)

Температура рабочих концов, °C	Номинальные значения, мВ	Температура рабочих концов, °C	Номинальные значения, мВ
-50	-1,889	700	29,128
100	4,095	800	33,277
200	8,137	900	37,325
300	12,207	1000	41,269
400	16,395	1100	45,108
500	20,640	1200	48,828
600	24,902	1300	52,398

Примечание. Отрицательный электрод — алюмель, положительный — хромель. Хромель: 90% Cr, 10% Ni; алюмель: 95% Ni, остальное Al, Si, Mn

Таблица 2. Термо-ЭДС пары медь — константан при температуре свободных концов 0°C

t, °C	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
-200	-5541	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
-100	-3349	-3624	-3887	-4138	-4377	-4603	-4817	-5018	-5205	-5379	-5541
-0	0	-380	-751	-1112	-1463	-1804	-2135	-2455	-2764	-3062	-3349
0	0	389	787	1194	1610	2035	2467	2908	3357	3813	4277
100	4277	4749	5227	5712	6204	6703	7208	7719	8236	8759	9288
200	9288	9823	10363	10909	11459	12015	12575	13140	13710	14285	14864
300	14864	15447	16035	16626	17222	17812	18425	19032	19642	20255	20874
400	20874	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Таблица 3. Термо-ЭДС пары хромель — копель (ТХК) при температуре свободных концов 0 °C (условное обозначение градуировочной характеристики ХК68)

Температура рабочих концов, °C	Номинальные значения, мВ	Температура рабочих концов, °C	Номинальные значения, мВ
-50	-3,110	500	40,270
100	6,898	600	49,090
200	14,570	700	57,820
300	22,880	800	66,420
400	31,480		

Примечание. Отрицательный электрод — копель, положительный — хромель.

Таблица 4. Термо-ЭДС пары платина — платинородий (ТПП) при температуре свободных концов 0 °С (условное обозначение градуировочной характеристики ПП68)

Температура рабочих концов, °С	Номинальные значения, мВ	Температура рабочих концов, °С	Номинальные значения, мВ
100	0,644	900	8,416
200	1,436	1000	9,550
300	2,314	1100	10,714
400	3,250	1200	11,904
500	4,216	1300	13,107
600	5,218	1400	14,315
700	6,253	1500	15,511
800	7,317	1600	16,685

Примечание. Отрицательный термоэлектрод — платина, положительный — сплав 90 % платины, 10 % родия.

Таблица 5. Термо-ЭДС пары платинородий — платинородий (ТПР) при температуре свободных концов 0 °С (градуировочная характеристика ПР-30/6₆₈)

Температура рабочих концов, °С	Номинальные значения, мВ	Температура рабочих концов, °С	Номинальные значения, мВ
300	0,443	1100	5,878
400	0,808	1200	6,904
500	1,274	1300	7,982
600	1,830	1400	9,106
700	2,476	1500	10,259
800	3,208	1600	11,429
900	4,025	1700	12,603
1000	4,916	1800	17,778

Примечание. Отрицательный электрод — сплав 94% платины 6 % родия; положительный — сплав 70 % платины, 30 % родия.

Таблица 6. Отношение сопротивлений R_{100}/R_0 для проволоки из платины, применяемой в термометрах сопротивления

Марка	R_{100}/R_0
Пл0	1,3925
Пл1	1,3920...1,3925
Пл2-А	1,3910...1,3920
Пл2	1,3900...1,3920
Пл3	1,3880...1,3900

Примечание. R_{100} и R_0 — сопротивление образцов проволоки соответственно при 100 и 0 °С, отожженных при температуре 800—850 °С в воздушной среде в течение 30...60 мин.

Таблица 7. Термо-ЭДС пары железо — константан при температуре свободных концов 0 °С. ЭДС в микровольтах

t, °С	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
-200	-8270	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
-100	-4820	-5250	-5660	-6060	-6440	-6800	-7140	-7460	-7750	-8020	-8270
-0	0	-520	-1030	-1530	-2030	-2520	-3000	-3470	-3930	-4380	-4820
0	0	520	1050	1580	2120	2660	3200	3750	4300	4850	5400
100	5400	5950	6510	7070	7630	8190	8750	9310	9870	10430	10990
200	10990	11560	12120	12680	13230	13790	14360	14910	15470	16020	16570
300	16570	17130	17680	18230	18780	19330	19880	20430	20980	21530	22080
400	22080	22630	23180	23730	24280	24830	25380	25930	26480	27040	27590
500	27590	28150	28710	29270	29830	30400	30970	31540	32120	32700	33280
600	33280	33870	34460	35050	35650	36250	36850	37450	38060	38680	39300
700	39300	39930	40560	41190	41830	42470	43110	43760	44410	45060	45710
800	45710	46360	47020	47680	48330	48990	49650	50310	50960	51620	52280
900	52280	52870	53470	54060	54650	55250	55840	56430	57030	57640	58230
1000	58230	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Константан: 60% Cu, 40% Ni.

8. Литература

1. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых электронных устройств. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. – 528 с.
2. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. - 2-е изд. перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отд-ние, 1988. – 304 с.
3. Игловский И. Г., Владимиров Г. В. Справочник по слаботочным электрическим реле. – 3-е изд. перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отд-ние, 1990. – 560 с.
4. Игумнов Д. В. , Костюнина Г. П. Основы полупроводниковой электроники. Учебное пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 3392 с.
5. Коломбет Е. А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь, 1991. – 376 с.
6. Лавриненко В. Ю. Справочник по полупроводниковым приборам. 10-е изд., перераб. и доп. – К.: Техніка, 1984. – 424 с.
7. Лачин В. И., Савёлов Н. С. Электроника: учебное пособие. 3-е изд.- Ростов на Дону : изд-во «Феникс», 202. – 576 с.
8. Нефёдов В. И. Основы радиоэлектроники и связи. М.: «Издательство «Высшая школа», 2002. – 510 с.
9. Опадчий Ю. Ф. и др. Аналоговая и цифровая электроника (Полный курс): Учебник для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – 768 с.
10. Прянишников В. А. Электроника: Полный курс лекций . – 3- изд. – СПб.: Учитель и ученик: КОРОНА принт, 2003. – 416 с.

Учебное издание

Безик Дмитрий Александрович

**РАЗРАБОТКА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО
АНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ
С МЕТОДИЧЕСКИМИ УКАЗАНИЯМИ
ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

по дисциплине
«ЭЛЕКТРОНИКА,
МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ТЕХНИКА
И ТЕХНИКА СВЯЗИ»

Редактор Осипова Е.Н.

Подписано к печати 06.07.2009 г. Формат 60x84 ¹/₁₆.

Бумага печатная. Усл. п. л. 3.60. Тираж 100 экз. Изд. № 1438.

Издательство Брянской государственной сельскохозяйственной академии.
243365 Брянская обл., Выгоничский район, с. Кокино, Брянская ГСХА