

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
«Гомельский государственный технический
университет имени П. О. Сухого»

Кафедра «Промышленная электроника»

МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ И МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ УПРАВЛЯЮЩИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
к курсовому проекту
для студентов специальности 1-36 04 02
«Промышленная электроника»,
специализации 1-36 04 02 01 «Микроэлектронные
и микропроцессорные устройства»
(с электронными приложениями)
дневной и заочной форм обучения**

Гомель 2010

УДК 621.38(075.8)
ББК 32.859я73
М59

*Рекомендовано научно-методическим советом
факультета автоматизированных и информационных систем
ГГТУ им. П. О. Сухого
(протокол № 2 от 24.11.2008 г.)*

Авторы: *Ю. В. Крышнев, Э. М. Виноградов, А. И. Никеев, В. Д. Ежов*

Рецензент: канд. техн. наук, доц. ГГТУ им. П. О. Сухого *Г. И. Селиверстов*

М59 **Микроэлектронные** и микропроцессорные управляющие и информационные устройства : метод. указания к курсовому проекту для студентов специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника», специализации 1-36 04 02 01 «Микроэлектронные и микропроцессорные управляющие и информационные устройства» (с электронными приложениями) днев. и заоч. формы обучения / сост.: Ю. В. Крышнев, Э. М. Виноградов, А. И. Никеев, В. Д. Ежов. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2010. – 137 с. – Систем. требования: PC не ниже Intel Celeron 300 МГц ; 32 Mb RAM ; свободное место на HDD 16 Mb ; Windows 98 и выше ; Adobe Acrobat Reader. – Режим доступа: <http://lib.gstu.local>. – Загл. с титул. экрана.

Содержат необходимые сведения по характеристикам первичных измерительных преобразователей неэлектрических величин и измерительным цепям для них; микроконтроллерным модулям и средствам отображения результатов измерений. Рассмотрен пример реализации информационно-измерительных систем на основе программируемых промышленных контроллеров. Приведены примеры проектирования отдельных модулей и расчета элементов измерительных преобразователей.

Для студентов специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника», специализации 1-36 04 02 01 «Микроэлектронные и микропроцессорные управляющие и информационные устройства» дневной и заочной формы обучения.

УДК 621.38(075.8)
ББК 32.859я73

© Учреждение образования «Гомельский
государственный технический университет
имени П. О. Сухого», 2010

1 Характеристики первичных измерительных преобразователей неэлектрических величин

1.1 Датчики температуры

1.1.1 Термометры сопротивления металлические

Термометром сопротивления (терморезистором) называется измерительный преобразователь, активное сопротивление которого изменяется с изменением температуры. Датчики температуры с терморезистором называются термометрами сопротивления, или термопреобразователями сопротивления (ТПС) [4].

В качестве материала для термометра сопротивления пригодны только те, физические и химические свойства которых не изменяются с течением времени в измеряемом диапазоне температур. Сопротивление такого материала должно хорошо воспроизводиться и с изменением температуры монотонно понижаться или повышаться. Кроме того, внешние воздействия, такие как давление, влажность, коррозия, деформация, не должны оказывать на сопротивление термометра воздействие. Сопротивление металлов в общем случае повышается с температурой. Показателем изменения сопротивления от температуры служит температурный коэффициент сопротивления (ТКС):

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{\Delta t^\circ \cdot R_0},$$

где R_{100} – сопротивление при $t=100^\circ\text{C}$;
 R_0 – сопротивление при $t=0^\circ\text{C}$;
 $\Delta t^\circ=100^\circ\text{C}$,

или характеристическое отношение сопротивлений:

$$W_{100} = \frac{R_{100}}{R_0}.$$

По требованиям, предъявляемым к материалам, для термометров сопротивления более всего подходят платина (Pt), медь (Cu), никель (Ni), вольфрам (W).

Конструкции чувствительных элементов ТПС бывают очень разнообразны в зависимости от пределов преобразуемых температур, условий эксплуатации и т.д. Чувствительный элемент платинового ТПС (рис.1.1,а) имеет вид спирали 1, помещенной в канавках двух- или четырехканального керамического каркаса 2 и уплотненной порошкообразной окисью алюминия 3. Окись алюминия является хорошим электрическим изолятором, обладает большой теплостойкостью и хорошей теплопроводностью. Крепление платиновой спирали к каркасу осуществляется с помощью глазури на основе окиси алюминия и кремния. Чувствительный элемент медного термопреобразователя сопротивления представляет собой бескаркасную обмотку 1 из медной изоляционной проволоки (рис. 1.1,б). Сверху обмотка покрывается фторопластовой пленкой 4. Для обеспечения необходимой механической прочности обмотка помещается в тонкостенную механическую гильзу 2, засыпается керамическим порошком 3 и герметизируется.

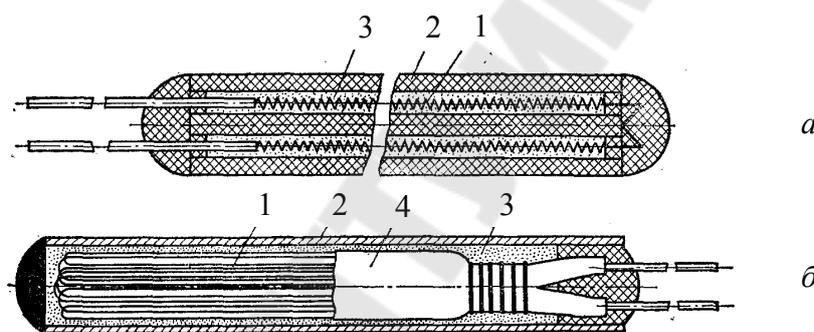


Рис. 1.1. Конструкции чувствительных элементов ТПС

На рис. 1.2 показаны две конструктивные разновидности погружаемых ТПС [10, 15, 16]. В приведенных конструкциях для защиты от влияния внешних механических воздействий чувствительный элемент 1 помещен в защитную арматуру 2 (обычно из нержавеющей стали). Для крепления датчика на объекте исследования предусмотрен подвижный или неподвижный штуцер 3. Выводы чувствительного элемента вынесены на контактную головку колодки датчика 4 (рис. 1.2,а), а в преобразователях без головки (рис. 1.2,б) они имеют соответствующую заделку и заканчиваются обычно наконечниками.

Основные технические характеристики ТПС регламентируются стандартом [4], в котором изменение сопротивления в функции температуры описывается номинальными статическими характеристиками (НСХ). При этом сопротивление ТПС определяется по формуле:

$$R_t = W_t \cdot R_0$$

Аналитически каждая НСХ на определённых температурных отрезках может быть описана интерполяционным уравнением [4]. Интерполяционные уравнения для ТПС приведены в приложении (табл. А.1). Вид интерполяционного уравнения и его коэффициенты зависят от материала ТПС и характеристического отношения сопротивлений W_{100} . На рис. 1.3 показан пример НСХ, построенной по табличным данным.

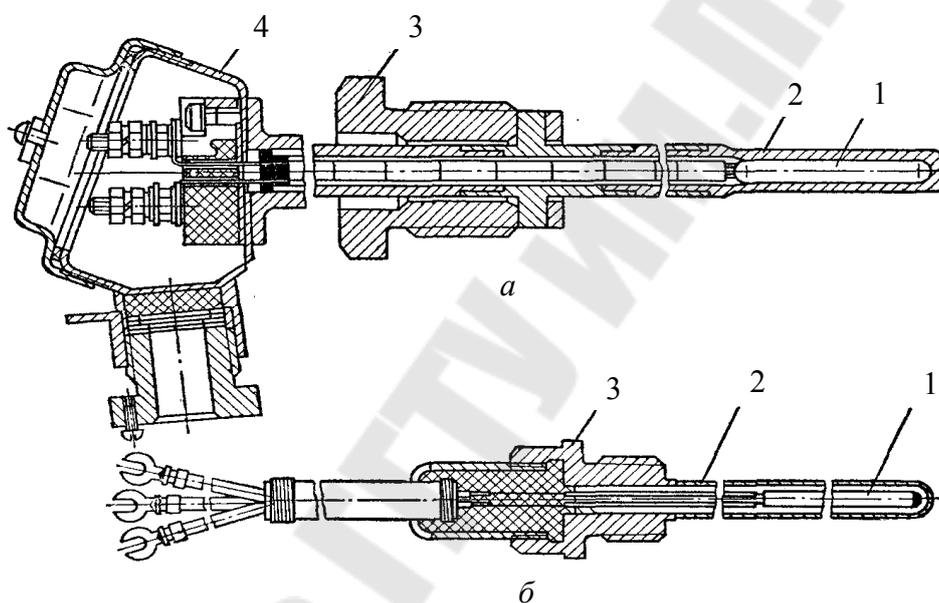


Рис. 1.2. Разновидности погружаемых ТПС

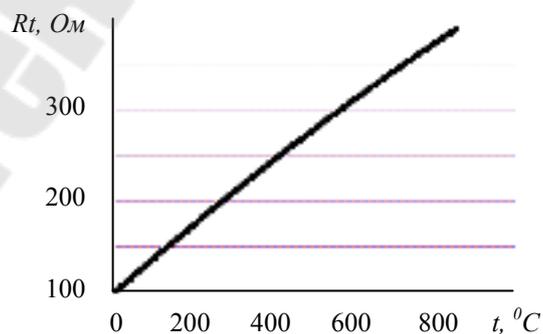


Рис. 1.3. НСХ платинового ТПС с $R_0=100$ Ом, $W_{100}=1.385$

В обозначении ТПС указываются тип используемого материала (П – платина, М – медь, Н – никель) и номинальное сопротивление

при 0°С (пример см. в табл. 1.1). Стандартные платиновые термопреобразователи имеют обозначение ТСП, медные – ТСМ, а никелевые – ТСН. Номинальное сопротивление термопреобразователей находится в диапазоне единицы – сотни Ом.

Измерительный ток, вызывающий изменение сопротивления при 0°С не более 0,1% его номинального значения, в промышленных приборах выбирается из ряда [4]:

0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 2,0; 3,0; 5,0; 10,0; 15,0; 20,0; 50,0 мА.

При расчете допустимой величины измерительного тока $I_{доп}$ можно воспользоваться формулой:

$$I_{доп} = 2 \cdot d^{1,5} \cdot \Delta t^{0,5},$$

где Δt – допустимое приращение показаний термометра за счет нагревания измерительным током;

d – диаметр провода.

Таблица 1.1 Примеры обозначений ТПС

R_0 , Ом	Обозначение отечеств.	Обозначение международное
10	10П	10Pt
50	50П	50Pt
100	100П	100Pt

По точности воспроизводимости своей градуировочной характеристики и по допускаемому отклонению сопротивления R_0 от номинального ТПС делятся на классы допуска А, В и С [4].

Конструктивно ТПС может иметь 2, 3 или 4 внешних вывода (см. рис. 1.4).

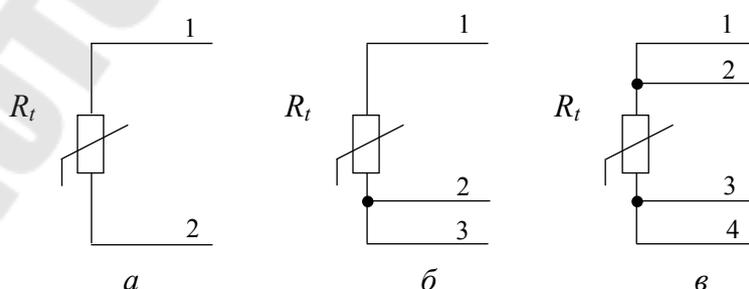


Рис. 1.4. Разновидности конструктивного исполнения выводов ТПС: а – двухпроводная схема; б – трехпроводная схема; в – четырехпроводная схема.

По тепловой инерционности ТПС классифицируются: 10С – малоинерционные; 60С – инерционные по уровню достижения температуры от 0 до 67°С.

1.1.2 Термометры сопротивления полупроводниковые

Полупроводниковые термометры сопротивления (термисторы) изготавливаются из окислов меди, кобальта, магния, марганца и т.д. Заготовка размельчается, размалывается и запекается в виде столбика, шайбы или шарика и заливается стеклом.

Термисторы отличаются от металлических термометров сопротивления гораздо меньшими габаритами и гораздо большими значениями ТКС. ТКС полупроводниковых терморезисторов, как правило, отрицателен.

Температурная зависимость сопротивления термометра описывается выражением:

$$R_t = A \cdot e^{\frac{B}{t}},$$

где A – постоянная, зависящая от материала и технологии, а также от формы термистора.

B – коэффициент температурной чувствительности, имеющий размерность температуры.

Номинальное сопротивление термисторов имеет очень широкий диапазон – ($10^2 \dots 10^6$) Ом.

Кроме нелинейности, недостатком термисторов являются плохая воспроизводимость характеристик, что практически исключает взаимозаменяемость без подгонки. Пределы измерения для обычных термисторов составляют $-100 \dots +450$ °С. Благодаря малым размерам чувствительного элемента обеспечиваются хорошие динамические свойства при измерениях температуры. Основные области применения – химия, биология, медицина, системы температурной сигнализации.

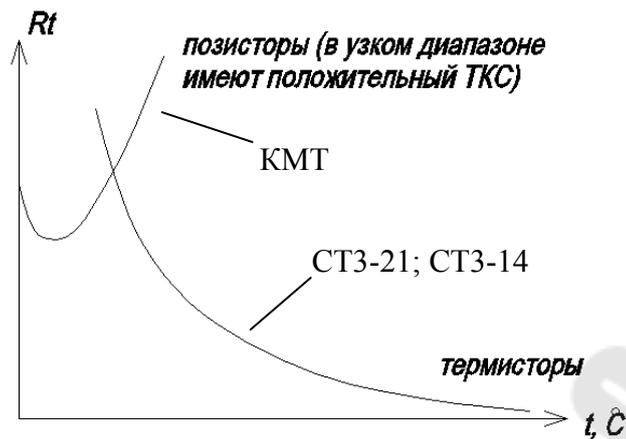


Рис. 1.5. Примеры характеристик термисторов

Основными характеристиками термистора являются:

1. Номинальное сопротивление – сопротивление термистора при $t=20^{\circ}\text{C}$ или $t=25^{\circ}\text{C}$.
2. Коэффициент B температурной чувствительности.

$$\begin{cases} R_{t_1} = A \cdot e^{\frac{B}{t_1}} \\ R_{t_2} = A \cdot e^{\frac{B}{t_2}} \end{cases}, \text{ тогда } B = \frac{\ln\left(\frac{R_{t_1}}{R_{t_2}}\right)}{\frac{1}{t_1} - \frac{1}{t_2}}$$

3. ТКС, определяемый по формуле:

$$\alpha = \frac{\Delta R/R}{\Delta t} = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dt} = \frac{1}{A \cdot e^{\frac{B}{t}}} \cdot A \cdot e^{\frac{B}{t}} \cdot \left(-\frac{B}{t^2}\right) = -\frac{B}{t^2}.$$

ТКС термисторов уменьшается обратно пропорционально квадрату температуры и находится в диапазоне $0,3 \dots 20 \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$.

4. Коэффициент рассеяния H равен электрической мощности, которую надо выделить в термисторе, чтобы нагреть его на 1°C .

Обычно $H = (0,01 \div 36) \text{ мВт}/^{\circ}\text{C}$

5. Статическая ВАХ. На восходящей ветви характеристики (рис. 1.6.) выполняется закон Ома. Линейность характеристик при малых токах объясняется тем, что выделяемая в термометре мощность

является недостаточной для существенного изменения его температуры.

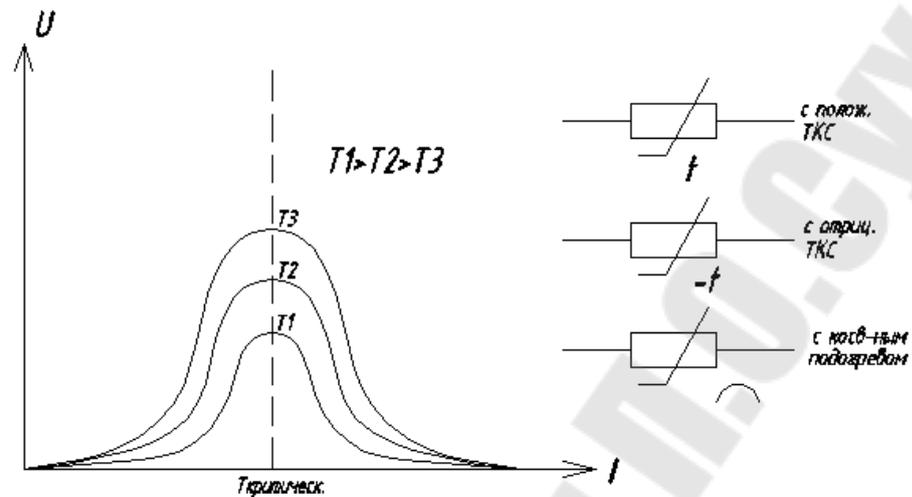


Рис. 1.6. Статическая ВАХ термистора

Падение напряжения на термисторе увеличивается до некоторого критического значения температуры $T_{крит.}$ При увеличении измерительного тока происходит разогрев термистора и уменьшение его сопротивления согласно физическим свойствам, а, следовательно, уменьшение падения напряжения на нем.

6. Коэффициент энергетической чувствительности равен мощности, которую надо подвести к термистору для уменьшения его сопротивления на 1%.

7. Постоянная времени термистора – находится в диапазоне 0,1...140 сек.

1.1.3 Термоэлектрические преобразователи

Явление термоэлектричества было открыто в 1823г. Зеебеком. Если два разнородных проводника соединить между собой (рис. 1.7), и концы этих проводников будут находиться под разными температурами, то в такой цепи будет течь ток под действием ЭДС, которую называют термоЭДС [9, 11, 16, 32]. ТермоЭДС изменяется с положительным температурным коэффициентом порядка единицы-десятки мкВ/°С. Таким образом, термоэлектрические преобразователи (термопары, ТЭП) относятся к классу генераторных датчиков. Термопары используются для измерения температуры в широком диапазоне – в зависимости от материала проводников (от -270 до $+2500$ °С). Материал электродов термопар стандартизирован (см. приложение, табл. А.2).

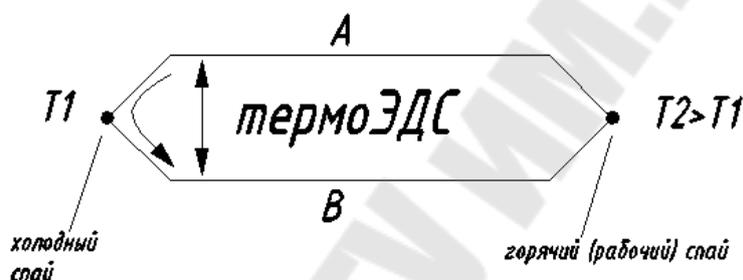


Рис. 1.7. Возникновение термоЭДС

$$E = E(T_2) - E(T_1).$$

Проводник А положителен по отношению к проводнику В, если ток течет от проводника А к В в более холодном спае.

Величина термоЭДС зависит от конкретного материала термопары. Например, если $T_1=0^\circ\text{C}$, а $T_2=1^\circ\text{C}$, то для термопары медь – константан $E_{AB}\approx 39\text{мкВ}$, а для термопары медь – платинородий $E_{AB}\approx 5\text{мкВ}$.

Измерения проводят амперметром либо милливольтметром. Часто измерения проводят по схеме, показанной на рис. 1.8:

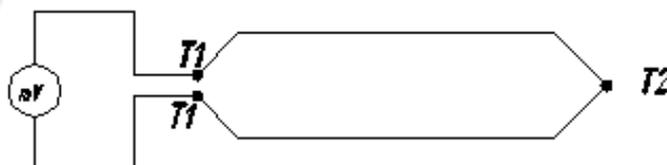


Рис. 1.8. Схема измерения термоЭДС

В зависимости от материала электродов термопары делят на 2 группы:

- 1) выполненные из благородных металлов и их сплавов (Pt, платинородий);
- 2) выполненные из неблагородных металлов и их сплавов (хромель, копель, алюмель).

Традиционное конструктивное устройство промышленной термопары [10] показано на рис. 1.9,а; внешний вид современного кабельного термопарного термопреобразователя [11] – на рис. 1.9,б. На рис. 1.9,а термоэлектроды 1 изолированы друг от друга керамическими бусами 2 или керамической трубкой; одним из своих концов они сварены, другим присоединены к зажимам в головке 3, служащей для подключения внешних проводов. Термоэлектроды помещены в защитный чехол 4. Чехол выполняется из жаропрочной ткани, а при измерении очень больших температур – из керамики или кварца.

На рис. 1.9,б пара термоэлектродов 1 помещена внутри гибкой металлической трубки 2 и изолирована уплотненным плавленым порошком – оксидом магния. Термоэлектроды термопары со стороны рабочего торца сварены между собой лазерной сваркой, образуя рабочий спай внутри стальной оболочки термопарного кабеля. При работе в потоках жидкости или газа,двигающихся с большой скоростью, а также при высоких давлениях и температурах, в агрессивных средах, кабельный термопреобразователь может быть помещен в защитный чехол 3 стандартной конструкции.

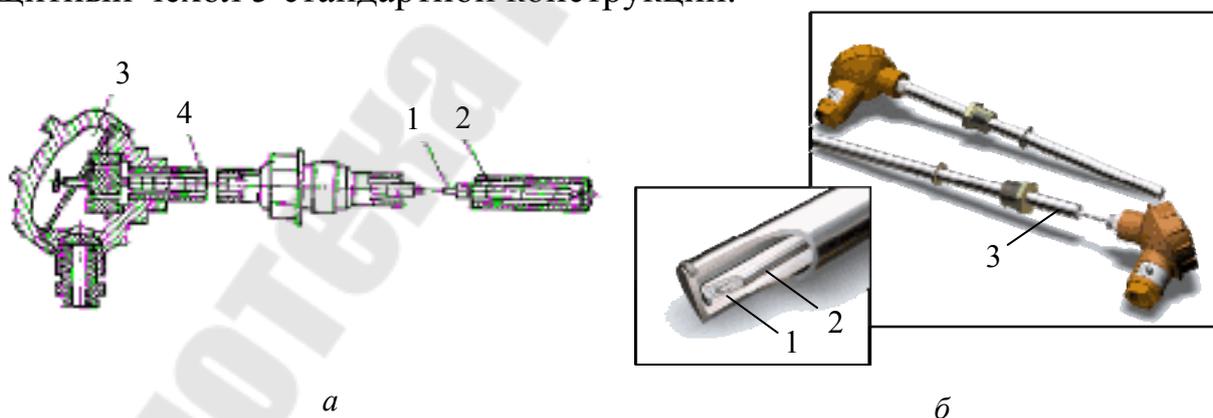


Рис. 1.9. Устройство промышленной термопары

Номинальные статические (градуировочные) характеристики термопар всех типов приведены в стандарте [3]. НСХ таблично описывает зависимость термоЭДС (мкВ) от измеряемой температуры ($^{\circ}\text{C}$) при условии, что опорный спай находится при температуре 0°C .

Градуировочные характеристики термопар в широком диапазоне температур нелинейны. Аналитически каждая НСХ на определённых температурных отрезках описывается интерполяционным уравнением (см. приложение А, табл. А.2). Так же, как и для ТПС, для термопар имеются точностные классы допуска [1, 3, 9] – классы 1, 2 и 3 (точность уменьшается с увеличением номера).

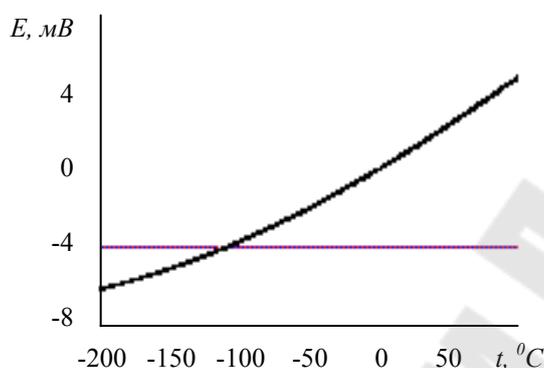


Рис. 1.10. Номинальная статическая характеристика термопары ТМК (М)

Например, интерполяционное уравнение для термопары типа ТМК (М) медь – копель при $t^{\circ}\text{C} = (-200 \dots 100)^{\circ}\text{C}$ имеет вид:

$$E = \sum_{k=0}^3 a_k t^k \quad (1.1)$$

где $a_0=0$; $a_1=4,26719754290 \cdot 10^{-1}$; $a_2=5,03608729939 \cdot 10^{-2}$;
 $a_3=-4,60777599659 \cdot 10^{-5}$.

В данном выражении величина термоЭДС E представляется в мВ, а температура t – в $^{\circ}\text{C}$.

Медь-копелевая и медь-медноникелевая термопары (близкие по свойствам к медь – константановой типа Т) применяются главным образом для измерения низких температур в промышленности и лабораторных исследованиях.

Железо-медноникелевая термопара (близкая по свойствам к железо – константановой типа J), применяется в широком диапазоне температур, верхний предел которых ограничен окислением железа и медноникелевого сплава.

Хромель-копелевая термопара обладает наибольшим коэффициентом преобразования из всех стандартных термометров

(70...90 мкВ/°С). Верхний предел определяется стабильностью характеристик копелевого термоэлектрода.

Никельхром-медноникелевая (близкая по свойствам к хромель-константановой типа Е), и хромель-алюмелевая термопары применяются для измерения температуры различных сред в широком интервале температур. Верхние пределы зависят от диаметра термоэлектродов. Для термоэлектродов диаметром 3 ÷ 5 мм верхний предел составляет 1000 °С, а для диаметра 0.2 ÷ 0.3 мм – не более 600 °С. Для никельхром – медноникелевой термопары он не превышает 700 °С.

Все вышеперечисленные термопары из неблагородных материалов хорошо сохраняют параметры в инертной и восстановительной атмосфере, в окислительной атмосфере их срок службы ограничен.

В платинородий-платиновых термопарах (типа S) положительный электрод представляет собой сплав, состоящий из 10% родия и 90% платины, а отрицательный электрод состоит из чистой платины. Эти термометры сохраняют стабильность градуировочной характеристики в окислительной и нейтральной средах. Однако в восстановительной атмосфере такие термометры не могут быть использованы, так как происходит существенное изменение термоЭДС термометра.

Платинородий-платинородиевые термопары (тип В) имеют положительный электрод из 30% родия и 70% платины, а отрицательный – из 6% родия и 94% платины. Эти термопары отличаются большей стабильностью градуировочной характеристики, чем платинородий-платиновые термопары, но они также плохо работают в восстановительной среде.

Вольфрамрений-вольфрамрениевые термопары предназначены для длительного измерения температур от 0°С до 2200°С и временно до 2500°С в вакууме, в нейтральной и восстановительной среде. Положительный термоэлектрод – сплав 95% вольфрама и 5% рения, отрицательный – сплав из 80% вольфрама и 20% рения.

Для удобства применения термоэлектрический термометр специальным образом армируется. При этом преследуют следующие цели: электрическая изоляция термоэлектродов, защита термоэлектродов от вредного воздействия измеряемой и окружающей среды, защита термоэлектродов и зажимов выводов термоэлектродов от загрязнений и механических повреждений, придание термоэлектрическому термометру необходимой механической прочности, обеспечение удобства монтажа на технологическое оборудование и удобство подключения соединительных проводов.

1.2 Тензометрические преобразователи

В основе принципа работы тензорезисторов лежит явление тензоэффекта, заключающееся в изменении сопротивления проводников и полупроводников при их механической деформации. Основной характеристикой чувствительности материала к механической деформации является коэффициент относительной тензочувствительности K_T (иногда в литературе обозначается как s) [9, 10, 19].

$$K_T = \frac{\varepsilon_R}{\varepsilon_l} = \frac{\Delta R / R}{\Delta l / l},$$

где ε_R – относительное изменение сопротивления тензорезистора;
 ε_l – относительное изменение длины проводника.

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S}; \quad \varepsilon_R = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta S}{S},$$

где $\Delta \rho$ – изменение удельного сопротивления тензорезистора;
 Δl – изменение длины проводника;
 ΔS – изменение сечения проводника.

Для проводника, имеющего круглое сечение:

$$S = 2 \cdot \pi \cdot r,$$

где S – сечение круглого проводника;
 r – радиус проводника.

Для проводника, имеющего квадратное сечение:

$$K_T = 1 + 2\mu + \frac{\Delta \rho / \rho}{\Delta l / l}; \quad \mu = \frac{\Delta b / b}{\Delta l / l},$$

где μ – коэффициент Пуассона, может изменяться в диапазоне 0,24...0,4;

Δb – изменение ширины проводника;

Δl – изменение длины проводника.

Типовой диапазон значений коэффициента относительной тензочувствительности K_T находится в пределах 1,48...1,8, однако существуют материалы, для которых $K_T = 0,5...4,0$.

Относительное изменение ε_l длины тензорезистора в пределах упругих деформаций не превышает $2,5 \cdot 10^{-3}$, а ε_R не превышает значений $(1,25...10) \cdot 10^{-3}$, т.е. 1%.

Как правило, для расчёта сопротивления тензорезистора применяется следующая формула [19]:

$$R = R_0(1 + \varepsilon_l K_T), \quad (1.2)$$

где R_0 – сопротивление ненагруженного тензорезистора.

Так как ε_R – величина маленькая, то сопротивление тензорезистора должно обладать высокой временной стабильностью и иметь малый ТКС, поэтому в качестве материалов, из которых изготавливают тензорезисторы, используются сплавы: константан, нихром, элинвар.

$$\frac{\Delta R}{R} = K_T \cdot \varepsilon_R = K_T \cdot \frac{\sigma}{F},$$

где σ – модуль упругости (модуль Юнга),
 F – сила, действующая на тензодатчик.

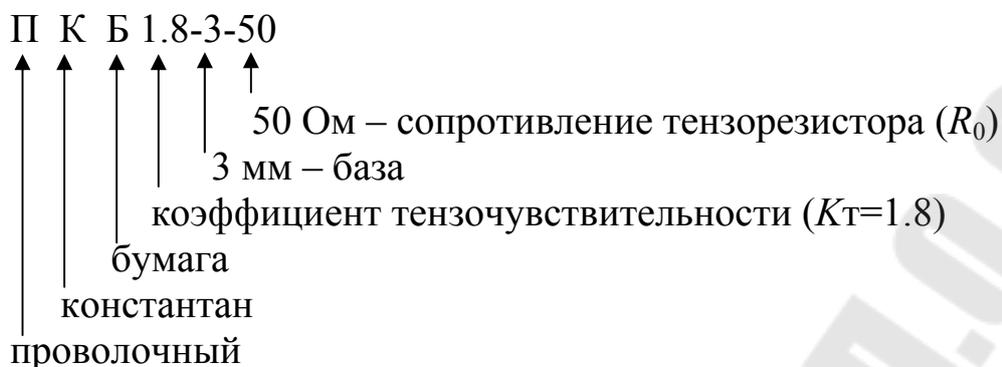
Коэффициент тензочувствительности полупроводниковых тензорезисторов определяется в основном изменением электрического удельного сопротивления, в отличие от металлических тензорезисторов в значительной степени зависит от деформации, а также от температуры и достигает 150...200.

$$K_{T n/n} = \frac{\varepsilon_R}{\varepsilon_l} = \frac{\Delta \rho / \rho}{\Delta l / l}.$$

По конструкции тензорезисторы делятся на проволочные, фольговые и плёночные.

Для проволочных тензорезисторов (рис. 1.11,а) диапазон сопротивлений R_0 составляет 20...500 Ом.

Пример обозначения проволочного тензорезистора:



Для фольговых тензорезисторов (рис. 1.11,б) диапазон l (база) составляет 0,6÷10 мм. Недостаток – малое сопротивление.

Пример обозначения фольгового тензорезистора:

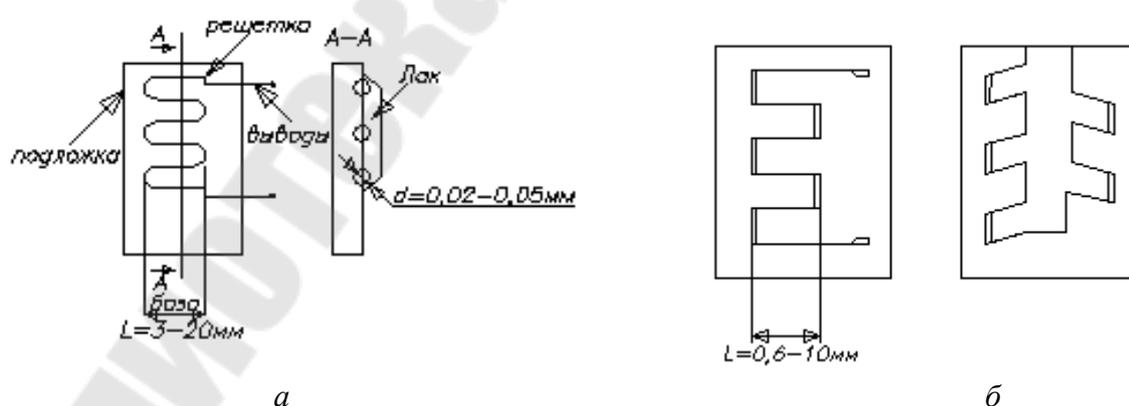
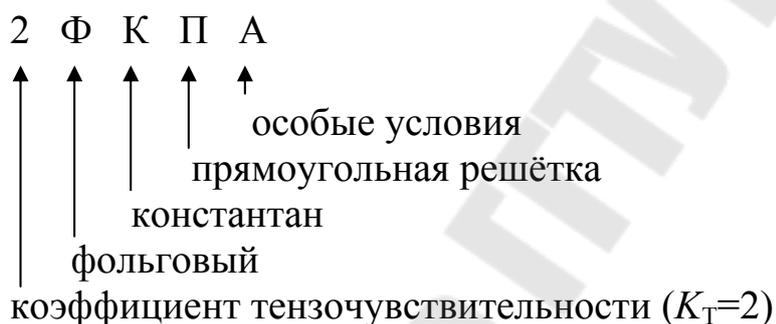


Рис. 1.11. Конструкции тензорезисторов: а) проволочного; б) фольгового.

Пленочные тензорезисторы изготавливаются путём вакуумной возгонки с последующим осаждением на подложку. Диапазон сопротивлений R_0 для пленочных резисторов составляет 50 Ом...10 кОм, коэффициент тензочувствительности K_T находится в диапазоне 20...200.

Для изготовления плёночных тензорезисторов применяются как металлические, так и полупроводниковые материалы. Полупроводниковые тензорезисторы представляют собой тонкие полоски из кремния р-типа, вырезанные в направлении кристаллографической оси. Полупроводниковые тензорезисторы имеют большие температурные погрешности, что является существенным недостатком.

Кроме того, промышленность выпускает также и интегральные тензомодули, выращивая тензорезисторы непосредственно на упругом элементе, выполненном из кремния или сапфира. При этом на одном упругом элементе выращивается не один тензорезистор, а структура в виде полумоста или моста, а также термокомпенсирующий элемент. Примеры: КНК – кремний на кремнии; КНС – кремний на сапфире.

1.3 Емкостные преобразователи

Емкостный преобразователь представляет собой конденсатор, электрические параметры которого изменяются под действием входной величины.

Конденсатор состоит из двух электродов, к которым подключены выводы. Пространство между электродами заполнено диэлектриком. При изменении взаимного положения электродов или при изменении диэлектрической проницаемости среды, заполняющей межэлектродное пространство, изменяется емкость конденсатора.

В качестве емкостного преобразователя широко используется плоский конденсатор. Его емкость определяется выражением [10, 19]:

$$C = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{Q}{\delta}, \quad (1.3)$$

где $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – диэлектрическая постоянная (диэлектрическая проницаемость вакуума);

ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость среды между обкладками;

Q – активная площадь обкладок;
 δ – расстояние между обкладками.

Изменение любого из параметров δ , Q , ϵ_r изменяет емкость конденсатора. У преобразователя с прямоугольными электродами (рис. 1.12,а) $Q = bx$ и имеется некоторый диапазон перемещения пластин x , в котором емкость линейно зависит от x (рис. 1.12,б). Линейная зависимость искажается вследствие краевого эффекта. В области линейной зависимости чувствительность такого преобразователя постоянна и увеличивается с уменьшением расстояния между электродами δ :

$$s = \left| \frac{dC}{dQ} \right| = \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{\delta}. \quad (1.4)$$



Рис. 1.12. Конструкция и характеристика емкостного датчика с прямоугольными электродами: а) принцип действия; б) изменение емкости.

Если изменяется расстояние δ между электродами, функция преобразования $C = f(\delta)$ представляет собой гиперболическую функцию.

Чувствительность такого преобразователя зависит от расстояния между пластинами δ сильнее, чем в случае (1.4):

$$s = \left| \frac{dC}{d\delta} \right| = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{Q}{\delta^2}.$$

Для увеличения чувствительности s целесообразно уменьшить δ . Предельное значение δ определяется технологическими соображениями и приложенным напряжением. Надо учитывать, что при малых δ возможен электрический пробой между электродами.

Если перемещать диэлектрическую пластину в зазоре плоского конденсатора (рис. 1.13,а), то можно получить преобразователь с переменной диэлектрической проницаемостью. Емкость такого преобразователя определяется как емкость двух параллельно включенных конденсаторов. Один из них (C_ϵ) образован частью электродов и диэлектрической пластиной, другой (C_0) – оставшейся частью электродов с межэлектродным пространством, не заполненным пластинкой. Если принять, что пластина с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r имеет толщину δ , равную расстоянию между электродами, то функция преобразования преобразователя описывается выражением:

$$C = C_0 + C_\epsilon = \epsilon_0 \frac{Q + Q_\epsilon(\epsilon_r - 1)}{\delta},$$

где Q – площадь электродов;
 Q_ϵ – часть площади диэлектрической пластины, находящаяся между электродами с диэлектриком.

Емкостные преобразователи могут выполняться по дифференциальной схеме. Схема дифференциального преобразователя углового перемещения с переменной площадью электродов приведена на рис. 1.13,б. В таких преобразователях средний подвижный электрод обычно соединяется с экраном. Данную конструкцию можно использовать для увеличения чувствительности, определяемой по (1.4), в 2 раза.



Рис. 1.13. Конструкции емкостных датчиков: а) с перемещаемой диэлектрической пластиной; б) с переменной площадью электродов.

Электроды емкостного преобразователя монтируются на изоляционных деталях или разделяются ими. Разнородные конструктивные детали датчика имеют различные коэффициенты линейного расширения. При изменении температуры это приводит к изменению расстояния между электродами. Хотя это изменение мало, оно может быть соизмеримо с расстоянием между электродами и приводит к температурной погрешности, имеющей аддитивную и мультипликативную составляющие. Первая может быть уменьшена применением дифференциальных преобразователей.

Номинальная емкость емкостных преобразователей обычно лежит в пределах от единиц до сотен пикофарад. На частоте 50 Гц внутреннее сопротивление преобразователя достигает значений более 10^7 Ом. При столь высоком сопротивлении возможны погрешности, обусловленные паразитными токами утечки, причем на результат измерения влияет непостоянство сопротивления изоляции. Для уменьшения сопротивления преобразователя частота напряжения питания увеличивается до нескольких килогерц и выше, вплоть до нескольких МГц. Поскольку полная емкость преобразователя изменяется в присутствии посторонних металлических предметов, преобразователь, а также идущие к нему провода и элементы измерительной цепи необходимо экранировать. Однако емкость экрана может изменяться под влиянием изменения влажности воздуха, вибрации и по другим причинам. Экранированные провода могут изменять свою емкость при их изгибах, когда токоведущий провод меняет свое положение относительно экрана. Эти изменения приводят к погрешности [10, 19].

Емкостные преобразователи имеют ряд специфических достоинств и недостатков, определяющих область их применения. Конструкция емкостного датчика проста, он имеет малую массу и размеры. Его подвижные электроды могут быть достаточно жесткими, с высокой собственной частотой, что дает возможность измерять быстропеременные величины. Емкостные преобразователи можно выполнять с заданной (линейной или нелинейной) функцией преобразования. Для получения требуемой функции преобразования часто достаточно изменить форму электродов.

Основным недостатком емкостных преобразователей является их малая емкость и высокое сопротивление. Для уменьшения последнего преобразователи питаются напряжением высокой частоты. Однако это обуславливает другой недостаток – сложность вторичных преобразователей. Недостатком также является и то, что результат измере-

ния зависит от изменения параметров кабеля. Для уменьшения погрешности измерительную цепь и вторичный прибор располагают вблизи датчика.

1.4 Электромагнитные расходомеры

Электромагнитные расходомеры применяются для измерения в трубопроводах объёмного расхода электропроводных жидкостей, а также растворов с мелкодисперсионными неферромагнитными частицами, удельная проводимость которых составляет от 0,001 до 10 См/м. Некоторые расходомеры применяются также для измерения металлического теплоносителя, например натрия в первых контурах АЭС.

Принцип действия индукционных расходомеров основан на явлении электромагнитной индукции, согласно которому в проводнике, движущемся в однородном магнитном поле, наводится ЭДС, пропорциональная индукции этого поля, длине проводника и скорости движения проводника [9].

Пусть в трубопроводе движется электропроводная жидкость со скоростью v , а на трубопровод действует магнитное поле с индукцией B (рис. 1.14).

ЭДС, пропорциональная скорости движения электропроводной жидкости, является полезным сигналом датчика и определяется по формуле:

$$E_{\text{пол}} = \int_0^l Bvdl = Bvl.$$

Индуктор может быть запитан от источника постоянного, синусоидального, или импульсного тока. При питании от источника синусоидального тока:

$$B(t) = B_m \sin \omega t, \quad E_{\text{пол}} = B_m vl \sin \omega t = \frac{\Phi_m}{s} vl \sin \omega t, \quad (1.5)$$

где s – эффективная площадь воздушного зазора.

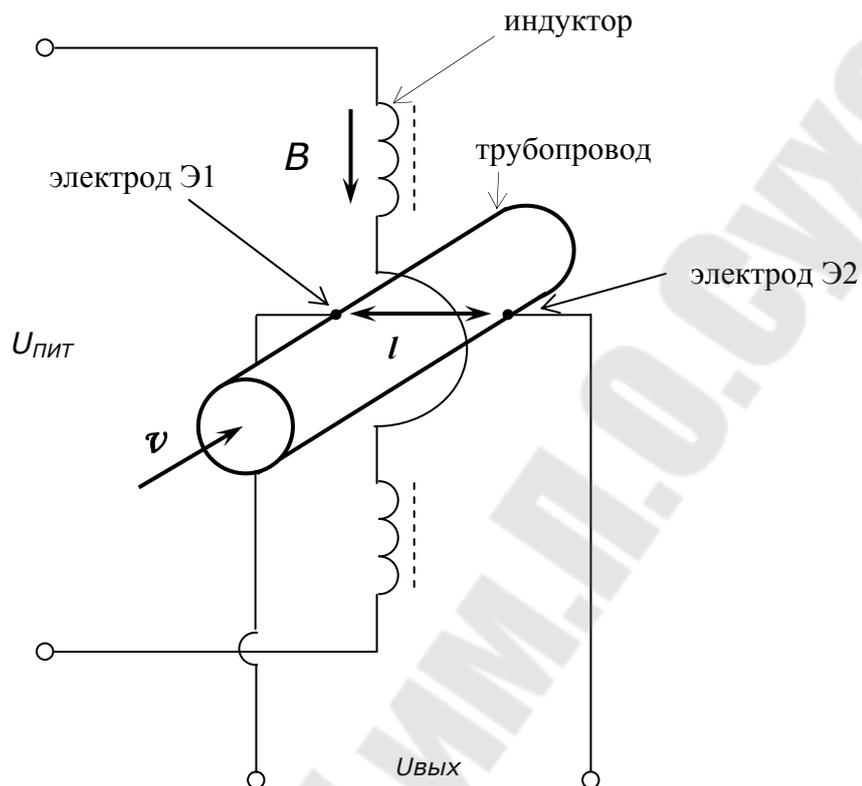


Рис. 1.14. Принцип действия электромагнитного расходомера: l – расстояние между электродами; v – скорость жидкости; B – индукция магнитного поля.

В расходомерах с постоянным магнитным полем возникает явление поляризации, которое связано с возникновением двойного слоя зарядов на границе электрод – жидкость. По мере накоплений этих зарядов возникает ЭДС, направленная встречно. Применение неполяризующихся электродов, таких, как графит, платина уменьшает эту поляризацию, но не устраняет ее полностью.

Значительно уменьшить явление поляризации позволяет использование переменного магнитного поля. Однако расходомеры с переменным магнитным полем чувствительны к помехам от переменных магнитных полей, которыми являются:

- 1) Помехи от внешних электромагнитных полей.
- 2) Емкостные помехи от сети переменного тока, питающего датчик.
- 3) Квадратурная помеха от датчика (трансформаторная ЭДС) – электрический сигнал индуктивной неподвижной катушки:

$$E_{mp} = k_{mp} \frac{d\Phi(t)}{dt} = k_{mp} \Phi_m \omega \cos \omega t = E_{mpm} \cos \omega t, \quad (1.6)$$

где Φ – магнитный поток;
 k_{mp} – коэффициент пропорциональности, определяемый конструктивными данными, эффективной площадью контура, образованного внутренним сопротивлением $R_{вн}$ среды относительно точек расположения электродов, соединительными проводами и R_{ex} измерительного преобразователя;
 ω – круговая частота питания индуктора.

Выходной сигнал $U_{вых}$ (см. рис. 1.14) состоит в общем случае из четырех составляющих:

- полезной составляющей $E_{пол}$, величина которой зависит от скорости измеряемого потока;
- помехи E_{mp} , не зависящей от скорости измеряемого потока, и сдвинутой на 90° относительно полезного сигнала (заметим, что наличие потерь в индукторе ведет к недосдвигу напряжения до 90°);
- поляризационной ЭДС $E_{поляр}$;
- емкостной помехи U_N сетевой частоты.

$$U_{вых} = E_{пол} + E_{mp} + E_{поляр} + U_N. \quad (1.7)$$

Объемный расход Q жидкости и ЭДС $E_{пол}$ на выходе датчика определяются по формулам [12]:

$$Q = v \cdot S = \frac{\pi \cdot l^2}{4} v; \quad E_{пол} = \frac{4BQ}{\pi \cdot l},$$

где Q – объемный расход, м³/час;
 B – магнитная индукция, Тл;
 l – диаметр трубы, мм;
 S – сечение трубы, мм²;
 v – скорость потока, м/час.

2 Моделирование первичных измерительных преобразователей в системе Micro-CAP

2.1 Моделирование в системе Micro-CAP датчиков температуры

2.1.1 Способы моделирования в системе Micro-CAP термопреобразователей сопротивления

При моделировании в Micro-CAP7 конкретный ТПС может быть задан в виде модели резистора [25] по известному интерполяционному уравнению с учётом своего класса допуска [4].

Например, уравнение для платинового ТПС с $W_{100}=1,3910$ при $t^{\circ}\text{C} = (0 \dots 600)^{\circ}\text{C}$ имеет вид:

$$W_t = 1 + At + Bt^2,$$

где $A = 3,9692 \cdot 10^{-3} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$, $B = -5,8290 \cdot 10^{-7} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-2}$.

Данный ТПС класса допуска А (0,05%) при температуре, равной 400°C , можно промоделировать следующими способами.

Первый способ моделирования – при помощи линейного и квадратичного температурных коэффициентов модели резистора (рис. 2.1).

В текстовом окне MicroCAP при этом будет добавлена следующая строка:

```
.MODEL R_PT_1 RES (R=1 LOT=0.05% TC1=3.9692E-3  
TC2=-5.829E-7 T_ABS=400
```

Здесь LOT – допустимый разброс номинала ТПС класса допуска А, а T_ABS – абсолютная физическая температура компонента. При температуре анализа схемы, равной 27°C , температура анализа данного компонента (ТПС) составит 400°C .

По указанному способу можно задавать модели ТПС не более чем с двумя температурными коэффициентами в интерполяционном уравнении.

Второй способ моделирования – при помощи масштабного множителя сопротивления модели резистора (параметр «R»). Данным способом (рис. 2.2) целесообразно задавать модель ТПС, если интерполяционное уравнение содержит более двух температурных коэффициентов.

В текстовом окне MicroCAP при этом будет добавлена следующая строка:

```
.MODEL R_Pt RES (R=1+400*(3.9692E-3 - 400*5.829E-7) LOT=0.05%)
```

Здесь 400 – измеряемая температура.

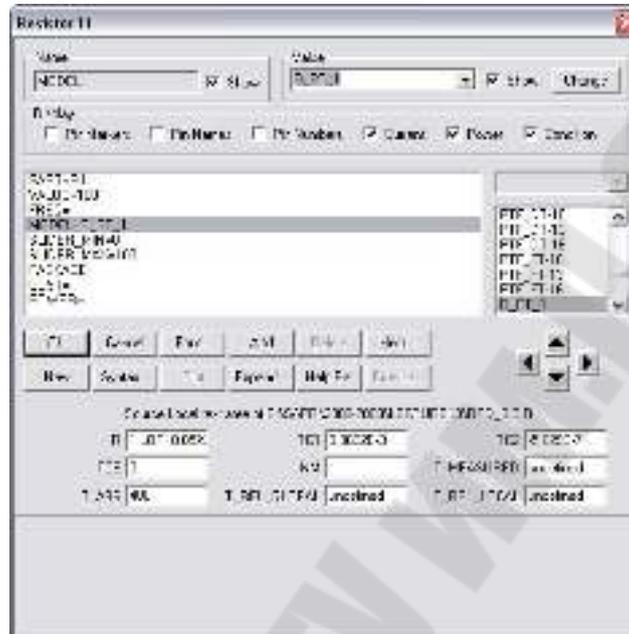


Рис. 2.1. Моделирование в системе Micro-CAP7 модели ТПС при помощи температурных коэффициентов



Рис. 2.2. Моделирование в системе Micro-CAP7 модели ТПС при помощи масштабного множителя сопротивления

2.1.2 Способы моделирования в системе Micro-CAP термисторов и ИМС температурных датчиков

В Micro-CAP7 имеются модели термисторов, которые можно вставить в схему следующим путём (рис. 2.3):

Component – Analog Library – Passive – Thermistor

Эти модели, например C619, S861, заданы не параметрами, а в виде макромоделей (Subckts), поэтому перед их моделированием нужно ознакомиться с соответствующей технической документацией.

Следует отметить, что в настоящее время довольно широко также распространены интегральные микросхемы температурных датчиков общего назначения с аналоговым выходом (AD590, AD592, AD22100, TMP35). Моделей данных ИМС в базовой версии Micro-CAP7 нет. Однако следует учитывать, что фирмы-производители наряду с новым изделием, как правило, выпускают и его программное макроописание (Spice text file), которое конвертируется средствами Micro-Cap в бинарную библиотеку, доступную для использования при моделировании [15, 40].

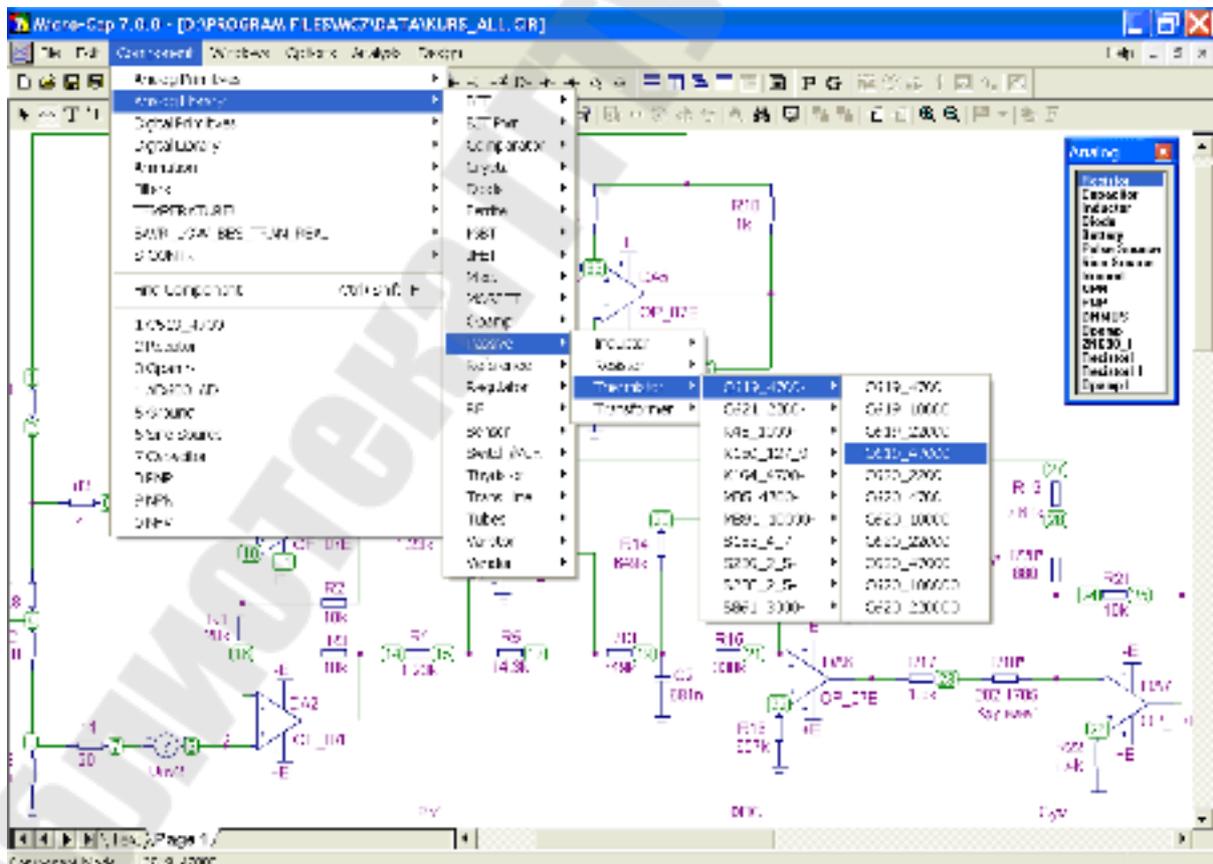


Рис. 2.3. Вставка модели термистора в системе Micro-CAP7

2.1.3 Способы моделирования в системе Micro-CAP термоэлектрических преобразователей

Подключение термопары к измерительному усилителю (ИУ) согласно рис. 2.4, при котором рабочий спай находится в среде с измеряемой температурой $t_{p.c.}$, а опорный (холодный) спай находится возле вторичного измерительного преобразователя при температуре $t_{o.c.}$, может быть промоделирован в системе Micro-CAP при помощи нелинейных функциональных источников напряжения NFV (рис. 2.5):

Component - Analog Primitives - Function Sources - NFV

В поле **VALUE** нужно задать зависимость $E(t_{p.c.})$ или $E(t_{o.c.})$.

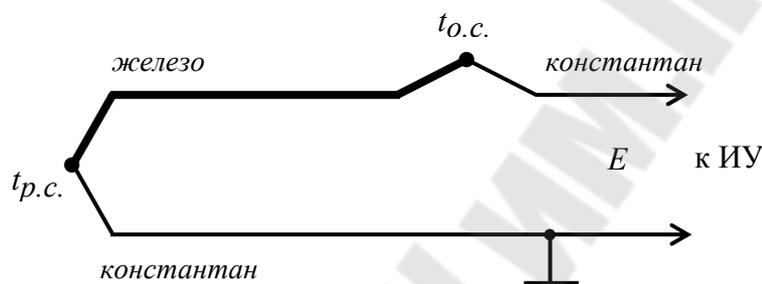


Рис. 2.4. Классический способ подключения к ИУ термопары типа J

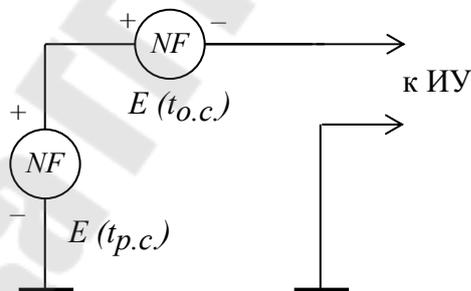


Рис. 2.5. Моделирование рабочего и опорного спая термопары в системе Micro-CAP

Эквивалентная ЭДС на входе ИУ при этом составляет:

$$E = E(t_{p.c.}) - E(t_{o.c.})$$

Например, для термопары типа ТМК «медь – конпель» при $t^{\circ}\text{C} = (-200 \dots 100)^{\circ}\text{C}$ интерполяционное уравнение имеет вид (1.1). Моделируя в системе Micro-CAP данную термопару, при измеряемой температуре 80°C , для источника $E(t_{p.c.})$ нужно задать:

$$1E-6*80*(42.671975429+80*(5.03608729939E-2+80*(-4.60777599659E-5)))$$

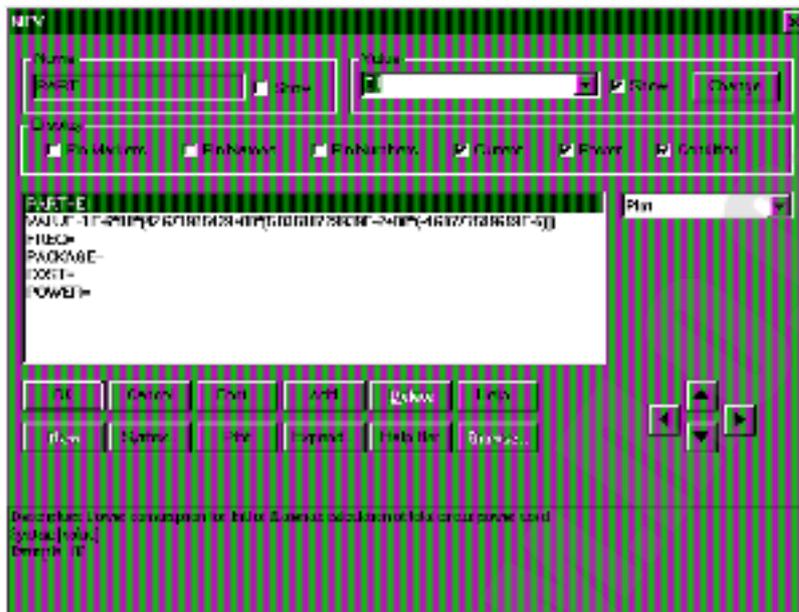


Рис. 2.6. Моделирование в Micro-CAP7 ЭДС рабочего спая термопары

Для такого способа моделирования термопары при изменении измеряемой температуры нужно будет перед анализом вносить изменения в выражение, описывающее источник $E(t_{p.c.})$.

В случае, если опорный спай находится в одинаковых температурных условиях с измерительной схемой, для источника $E(t_{o.c.})$ нужно задать:

$$1E-6*ТЕМП*(42.671975429+ТЕМП*(5.03608729939E-2+ТЕМП*(-4.60777599659E-5)))$$

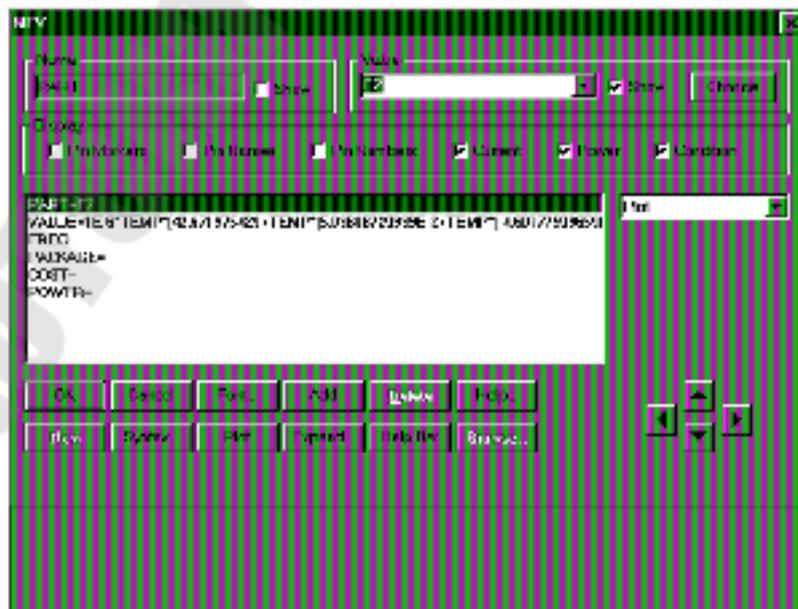


Рис. 2.7. Моделирование в Micro-CAP7 ЭДС опорного спая термопары

2.2 Моделирование в системе Micro-CAP тензометрических преобразователей

В Micro-CAP модель тензорезистора задаётся как модель резистора, имеющего номинальное сопротивление и ТКС того материала, из которого изготовлен тензорезистор. При этом необходимо при вставке компонента задать величину номинала, равную 1 Ом (**VALUE** = 1). Изменение эффективной длины моделируется соответствующим изменением масштабного множителя сопротивления (scale), рассчитываемого по формуле (1.2).

Пример:

```
.MODEL R_PR RES (R=1+2*(0.15/6) LOT=5% TC1=5E-6)
```

Здесь $K_T = 2$; $\Delta l = 0.15$ мм; $l = 6$ мм, разброс номинала тензорезистора = 5%, ТКС константана = $0,5 \cdot 10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

2.3 Моделирование в системе Micro-CAP емкостных датчиков

В Micro-CAP7 модель емкостного датчика задаётся как модель конденсатора. Если емкостной датчик может быть описан моделью плоского конденсатора, необходимо при вставке компонента задать величину номинала, равную 1 Ф (**VALUE** = 1), а в текстовом описании его модели в разделе <scale> записать формулу (1.3) для емкости плоского конденсатора.

В емкостном преобразователе переменными величинами могут быть δ , Q (измерение перемещений), либо ε (измерение уровня). Соответственно одна из этих величин должна изменяться перед проведением анализа для пересчета текущего значения емкости преобразователя по формуле (1.3).

Пример:

```
.MODEL MOV_SEN CAP (C=1.00025*8.85e-12*0.01/5e-3 LOT=5%)
```

Здесь $\varepsilon_r = 1,00025$ (среда между обкладками – воздух); $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м; $Q = 0,01 \text{ м}^2$ (пластины размером 0,1 x 0,1 м); $\delta = 5$ мм, разброс значения емкости датчика = 5%.

При моделировании изменения расстояния между пластинами от $\delta_1 = 5$ мм до $\delta_2 = 20$ мм емкость датчика будет изменяться 17,7 пФ до 4,43 пФ.

Относительная диэлектрическая проницаемость для различных сред приведена в приложении Б (табл. Б.1).

Тангенс угла потерь и электрическое сопротивление изоляции как параметры модели конденсатора Micro-Cap7 заданы быть не могут, но могут быть промоделированы посредством подключения внешних резисторов.

2.4 Моделирование в системе Micro-CAP сигнала электромагнитного датчика расхода

Выходной сигнал электромагнитного датчика расхода в системе Micro-CAP моделируется с учетом формулы (1.7).

Пример. Индуктор питается синусоидальным напряжением частотой $f = 25$ Гц. При этом поток жидкости пересекается магнитной индукцией:

$$B = B_m \sin(2\pi \cdot 25 \cdot t)$$

Допустим, выходной сигнал датчика имеет вид:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= E_{\text{пол}} + E_{\text{тр}} + E_{\text{поляр}} + U_N = \\ &= E_m \sin(2\pi \cdot 25 \cdot t) + E_{\text{тр}m} \cos(2\pi \cdot 25 \cdot t) + E_{\text{поляр}} + U_{Nm} \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t). \end{aligned}$$

В связи с наличием такой комбинации помех измерительный преобразователь для электромагнитного датчика расхода, как правило, содержит фазочувствительный выпрямитель.

Для моделирования в Micro-CAP7 полного выходного сигнала электромагнитного датчика расхода целесообразно пользоваться моделью функционального источника напряжения NFV.

В поле VALUE нужно указать значение полезного сигнала и значения всех помех в виде суммы независимых составляющих. Для вышеприведенного примера при $E_m = 20$ мВ, $E_{\text{тр}m} = 120$ мВ, $E_{\text{поляр}} = 2$ мВ, $U_{Nm} = 50$ мВ следует задать:

$$20\text{m}*\sin(2*\text{pi}*25*t)+120\text{m}*\cos(2*\text{pi}*25*t)+2\text{m}+50\text{m}*\sin(2*\text{pi}*50*t)$$

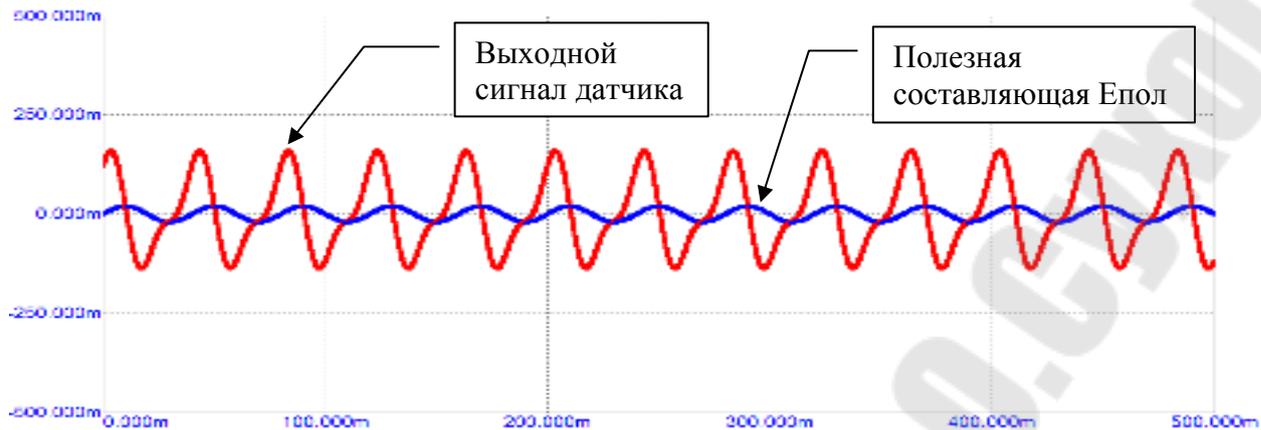


Рис. 2.8. Пример моделирования в MicroCAP7 выходного сигнала электромагнитного датчика расхода

3 Проектирование измерительных цепей для датчиков неэлектрических величин

3.1 Измерительные усилители на основе ОУ

3.1.1 Помехи общего и нормального вида

Измерительным усилителем называется дифференциальный усилитель с высоким входным сопротивлением и большим коэффициентом ослабления синфазного сигнала, предназначенный для усиления дифференциальных сигналов, поступающих от первичных измерительных преобразователей [6, 23, 32, 36].

Выходной сигнал ИУ может быть искажён из-за действия помех. Различают помехи общего вида (продольные), которые действуют между каждым из входов измерительного усилителя и земляной шиной, и помехи нормального вида (поперечные), которые действуют между входами измерительного усилителя.

По требованиям техники безопасности источник входного сигнала и измерительный преобразователь должны быть заземлены.

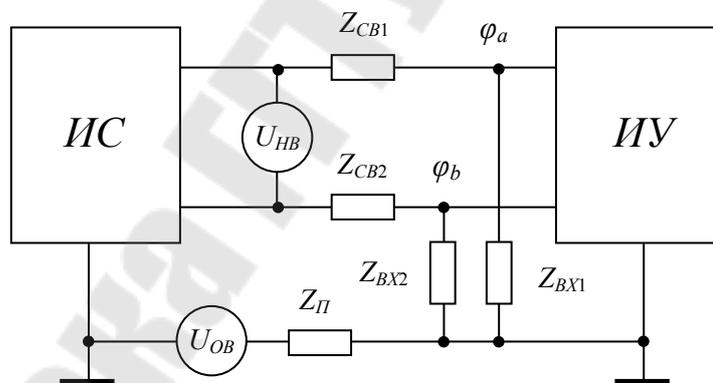


Рис. 3.1. Эквивалентная схема действия помех общего и нормального вида: ИС – источник сигнала; ИУ – измерительный усилитель; Z_{CB1} , Z_{CB2} – комплексные сопротивления линий связи; Z_{BX1} , Z_{BX2} – комплексные сопротивления входов ИУ; U_{OB} – помеха общего вида; U_{NB} – помеха нормального вида; Z_{II} – комплексное внутреннее сопротивление источника помехи U_{OB} .

Напряжение помехи общего вида U_{OB} обычно возникает из-за наличия разности потенциалов между точками заземления источника сигнала и ИУ вследствие генерации помех от заземленных силовых

установок. Иногда также наличие помехи U_{OB} обусловлено гальванической или емкостной связью источника сигнала с какой-либо точкой ИУ.

На практике U_{OB} часто имеет как постоянную, так и переменную составляющие.

Напряжение помехи нормального вида U_{HB} возникает главным образом из-за электромагнитных наводок и наличия паразитных термоЭДС. Кроме того, разбаланс сопротивлений входных цепей ИУ ($z_{вх1} \neq z_{вх2}$) и асимметрия линий связи ИУ с ИС ($z_{св1} \neq z_{св2}$), которые могут возникнуть за счёт изменения температуры, наличия емкостных и индуктивных связей с окружающими предметами, приводят к тому, что помеха общего вида проникает во входную цепь и действует так же, как и помеха нормального вида.

Эквивалентная схема влияния помехи общего вида на дифференциальный вход ИУ с учётом $z_{вых\ диф\ ИС} = 0$; $z_{вх\ диф\ ИУ} = \infty$; $z_{II} = 0$; $z_{вх1} \gg z_{св1}$; $z_{вх2} \gg z_{св2}$, показана на рис. 3.2.

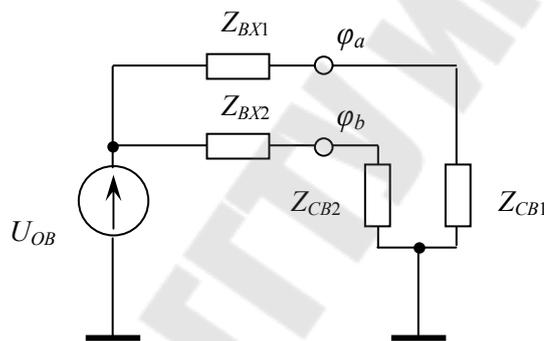


Рис. 3.2. Эквивалентная схема влияния помехи общего вида

$$\varphi_a = U_{OB} \cdot \frac{z_{CB1}}{z_{BX1} + z_{CB1}},$$

$$\varphi_b = U_{OB} \cdot \frac{z_{CB2}}{z_{BX2} + z_{CB2}},$$

$$\begin{aligned} \varphi_a - \varphi_b &= U_{OB} \cdot \left(\frac{z_{CB1}}{z_{BX1} + z_{CB1}} - \frac{z_{CB2}}{z_{BX2} + z_{CB2}} \right) = U_{OB} \cdot \frac{z_{CB1} \cdot (z_{BX2} + z_{CB2}) - z_{CB2} \cdot (z_{BX1} + z_{CB1})}{(z_{BX1} + z_{CB1}) \cdot (z_{BX2} + z_{CB2})} = \\ &= U_{OB} \cdot \frac{z_{CB1} \cdot z_{BX2} - z_{CB2} \cdot z_{BX1}}{(z_{BX1} + z_{CB1}) \cdot (z_{BX2} + z_{CB2})} \approx U_{OB} \cdot \frac{z_{CB1} \cdot z_{BX2} - z_{CB2} \cdot z_{BX1}}{z_{BX1} \cdot z_{BX2}} \end{aligned}$$

Подавление помехи, присутствующей на дифференциальном входе ИУ, затруднено тем, что она прикладывается точно так же, как и полезный сигнал $U_{ИС}$.

Для предотвращения проникновения части помехи $U_{ОВ}$ на дифференциальный вход ИУ, применяют [6]:

- 1) введение в одну из линий связи корректирующего контура для согласования полных сопротивлений $z_{св1}$ и $z_{св2}$ на частоте помех;
- 2) гальваническое разделение ИУ и ИС с помощью разделительного трансформатора (для сигналов переменного тока) или с помощью конденсатора, поочерёдно коммутируемого к выходу ИС и ко входу ИУ (для сигналов постоянного тока).

Для подавления напряжения помехи $U_{НВ}$, приложенной последовательно с полезным сигналом, могут предприниматься следующие меры [6, 16, 32]:

- 1) экранирование линий связи;
- 2) частотная фильтрация полезного сигнала (в случае, если полезный сигнал и помеха имеют различные частоты).

Измерительный усилитель должен обладать большим коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС) для усиления даже малого дифференциального сигнала при одновременном подавлении помехи общего вида. КОСС измерительного усилителя как функционального блока определяется аналогично КОСС операционного усилителя (рис. 3.3):

$$КОСС = 20 \lg \frac{k_{\partial}}{k_{сф}} .$$

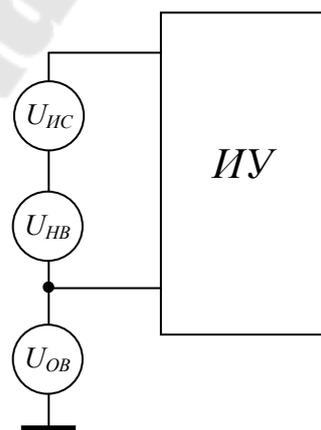


Рис. 3.3. Определение КОСС измерительного усилителя: $U_{ИС}$ – полезный сигнал; $U_{НВ}$ – помеха нормального вида; $U_{ОВ}$ – помеха общего вида.

В зависимости от типа датчика требуемый КОСС_{иу} должен составлять от 40 до 120 дБ (от 10² до 10⁶ раз). Например, для таких применений, как усиление сигналов тензодатчиков и термопар, необходим КОСС_{иу} порядка 100...120 дБ.

3.1.2 Дифференциальный усилитель на ОУ

Схема дифференциального усилителя (ДУ) на операционном усилителе [6, 23, 32, 36] показана на рис. 3.4.

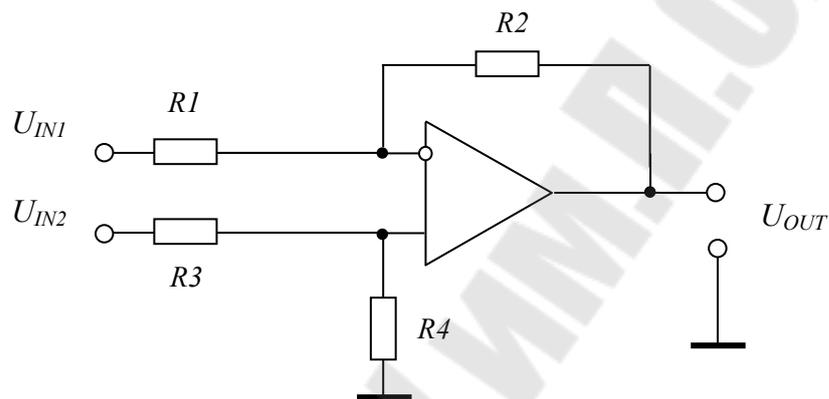


Рис. 3.4. Схема дифференциального усилителя на ОУ

$$U_{OUT} = U_{IN1} \cdot \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) + U_{IN2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

При соблюдении условия:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = n \quad (*)$$

$$\begin{aligned} U_{OUT} &= U_{IN1} \cdot \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) + U_{IN2} \cdot \frac{\frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = -U_{IN1} \cdot \frac{R_2}{R_1} + U_{IN2} \cdot \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \\ &= (U_{IN2} - U_{IN1}) \cdot \frac{R_2}{R_1} = (U_{IN2} - U_{IN1}) \cdot n \end{aligned}$$

Коэффициент усиления дифференциального сигнала схемы:

$$k_{\partial} = n$$

Данная схема имеет ограничение по максимальному входному сигналу U_{IN2} :

$$U_{IN2} \leq \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot U_{c\phi \max OY}$$

Для исключения влияния разбаланса сопротивлений r_{i1} и r_{i2} источников сигналов U_{IN1} и U_{IN2} на КОСС_{ДУ} можно использовать схему ДУ, в которой входные сигналы подаются через повторители на ОУ.

Свободные выводы резисторов R_1 и R_3 называют входными выводами ДУ, свободный вывод R_2 – выходным, а свободный вывод R_4 – опорным. Последнее связано с тем, что на вывод R_4 можно подавать опорный потенциал U_{on} , смещающий выходной сигнал на такую же величину (рис. 3.5).

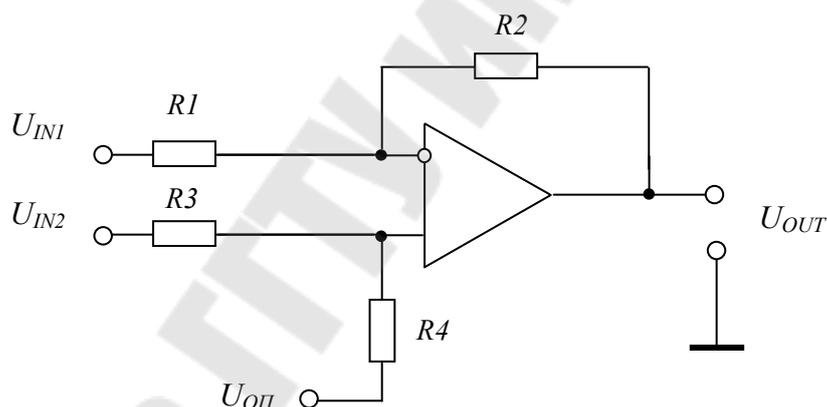


Рис. 3.5. Смещение выходного сигнала в схеме дифференциального усилителя

Изменение выходного сигнала, вызванное сигналом U_{on} , с учётом (*), составит:

$$\Delta U_{OUT}(U_{on}) = U_{on} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = U_{on} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = U_{on} \cdot \frac{1}{(1+n)} \cdot (1+n) = U_{on}$$

Сигнал U_{on} может быть подан на R_4 через повторитель на ОУ, предназначенный для снижения влияния выходного сопротивления источника сигнала U_{on} на КОСС_{ДУ}.

Основными источниками погрешностей в схеме ДУ являются:

- 1) погрешность, вызванная неточностью соблюдения соотношения резисторов;
- 2) погрешности, вызванные напряжением смещения и входными токами ОУ;
- 3) погрешность, вызванная конечным коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС) ОУ.

1) Для обеспечения высокого КОСС_{ДУ} необходимо использовать прецизионные резисторы $R_1 \dots R_4$. При этом следует учитывать разбаланс данных сопротивлений, возникающий за счет конечного сопротивления источников сигналов U_{IN1} и U_{IN2} .

Погрешность схемы ДУ от входных токов операционного усилителя минимизируется при выборе $R_1 = R_3$ и $R_2 = R_4$. Кроме того, для уменьшения абсолютной и приведённой погрешностей ДУ целесообразно по возможности уменьшать сопротивления R_1 и R_2 .

2) В процессе начальной регулировки ИУ обычно производят устранение аддитивной погрешности ОУ путём его балансировки при нормальных условиях эксплуатации. После этого аддитивная погрешность будет вызываться в основном температурным дрейфом напряжения смещения TKU_{CM} и разности входных токов $TK\Delta i_{BX}$ [6]:

$$\delta(TKU_{CM}, TK\Delta i_{BX}) = \left[\frac{TKU_{CM}}{U_{\partial}} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + \frac{TK\Delta i_{BX}}{U_{\partial}} \cdot R_1 \right] \cdot \Delta t^0,$$

где Δt^0 – изменение температуры окружающего воздуха по отношению к нормальной температуре.

В модели ОУ Micro-Cap7 [25]:

U_{CM} – VOFF,

i_{BX} – IBIAS,

Δi_{BX} – IOFF.

Температурные коэффициенты TKU_{CM} и $TK\Delta i_{BX}$ в модели ОУ Micro-Cap7 можно задать при помощи арифметических выражений с переменной TEMP.

Например, для ОУ К140УД14: $U_{CM} = 2$ мВ, $TKU_{CM} = 15$ мкВ/ $^{\circ}$ С, $\Delta i_{BX} = 0.2$ мкА, $TK\Delta i_{BX} = 2.5$ нА/ $^{\circ}$ С.

Так как справочные параметры U_{CM} и Δi_{BX} обычно приводятся для нормальной температуры (27° С), в модели ОУ следует указать:

$$V_{OFF} = 2m + 15u \cdot (TEMP - 27)$$

$$I_{OFF} = 0.2u + 2.5n \cdot (TEMP - 27)$$

3) В качестве ОУ в схеме ДУ следует использовать ОУ с высоким КОСС, например: К153УД5А ($\mu A725$) – 100 дБ, К140УД17 (OP07E) – 110 дБ, К140УД13 – 90 дБ, К140УД14 (LM108) – 85 дБ.

В модели ОУ Micro-Cap 7 КОСС обозначается CMRR, причём задаётся в абсолютных, а не в логарифмических единицах.

Все рассмотренные погрешности в той или иной степени влияют на суммарную погрешность ДУ. При использовании прецизионного ОУ с высоким КОСС, а также прецизионных резисторов (разброс $< 1\%$) можно достичь КОСС_{ДУ} около 60 дБ.

3.1.3 Схема ДУ с регулировкой коэффициента усиления на дополнительном ОУ

Недостатком схемы ДУ является сложность регулировки коэффициента усиления k_d (необходимо одновременно изменять R_2 и R_4 в равном процентном соотношении). Для более эффективной регулировки k_d ДУ может быть дополнен повторителем с резистивным делителем:

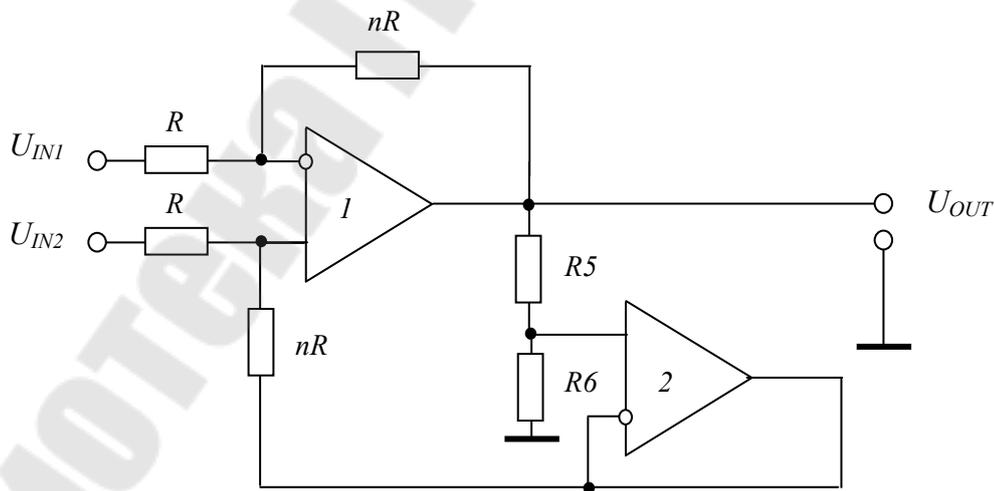


Рис. 3.6. Схема дифференциального усилителя с регулировкой коэффициента усиления на дополнительном ОУ

На опорный вывод ДУ на ОУ1 подается смещающий потенциал величиной $U_{OUT} \frac{R_6}{R_5 + R_6}$. С учетом этого, пользуясь методом наложения, можно записать:

$$U_{OUT} = U_{OUT} \frac{R_6}{R_5 + R_6} + (U_{IN2} - U_{IN1}) \frac{nR}{R};$$

$$U_{OUT} \left(1 - \frac{R_6}{R_5 + R_6} \right) = (U_{IN2} - U_{IN1}) n;$$

$$U_{OUT} \frac{R_5}{R_5 + R_6} = (U_{IN2} - U_{IN1}) n$$

$$U_{OUT} = \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right) (U_{IN2} - U_{IN1}) n$$

$$k_{\partial} = \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right) n$$

Задаваясь одним из сопротивлений R_5 или R_6 , при помощи другого можно регулировать коэффициент усиления. Из соображений линейности регулировки предпочтительно использовать сопротивление R_6 .

Схема имеет ограничение по максимальному выходному напряжению:

$$U_{OUT \max} \leq \left(1 + \frac{R_5}{R_6} \right) \cdot U_{c\phi \max OY2}$$

Недостатком этой схемы является необходимость использования дополнительного ОУ.

3.1.4 ИУ на одном ОУ с регулировкой коэффициента усиления

В случае, когда необходимо использовать дифференциальный вход и иметь возможность регулировки усиления по напряжению, можно использовать схему, показанную на рис. 3.7 [32, 36].

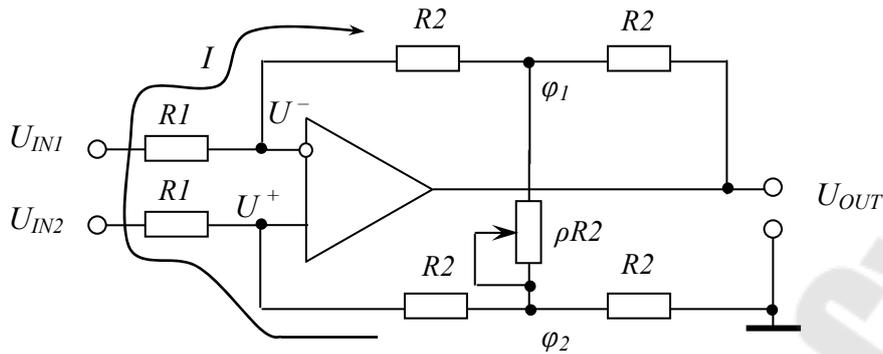


Рис. 3.7. Схема измерительного усилителя на одном ОУ с регулировкой коэффициента усиления

По методу узловых потенциалов для φ_1 и φ_2 запишем:

$$\begin{cases} \varphi_1 \cdot \left(\frac{2}{R_2} + \frac{1}{\rho R_2} \right) - \frac{U^-}{R_2} - \frac{U_{OUT}}{R_2} - \varphi_2 \cdot \frac{1}{\rho R_2} = 0 & (1) \\ \varphi_2 \cdot \left(\frac{2}{R_2} + \frac{1}{\rho R_2} \right) - \frac{U^+}{R_2} - \varphi_1 \cdot \frac{1}{\rho R_2} = 0 & (2) \end{cases}$$

Вычтем из (1) (2) с учётом $U^- = U^+$:

$$2(\varphi_1 - \varphi_2) \cdot \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{\rho R_2} \right) = \frac{U_{OUT}}{R_2};$$

$$2(\varphi_1 - \varphi_2) \cdot \left(1 + \frac{1}{\rho} \right) = U_{OUT} \quad (*)$$

Так как входные токи ОУ малы, можно считать, что участок цепи от φ_2 до φ_1 обтекается одним и тем же током I .

Поэтому справедливо:

$$\begin{cases} \frac{U^- - U_{IN1}}{R_1} = \frac{\varphi_1 - U^-}{R_2} & (3) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{U^+ - U_{IN2}}{R_1} = \frac{\varphi_2 - U^+}{R_2} & (4) \end{cases}$$

Вычтем из (3) (4) с учётом $U^- = U^+$:

$$\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{R_2} = \frac{U_{IN2} - U_{IN1}}{R_1},$$

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{IN2} - U_{IN1})$$

Подставим полученное выражение в (*):

$$U_{OUT} = 2 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{IN2} - U_{IN1}) \cdot \left(1 + \frac{1}{\rho}\right)$$

$$k_{\partial} = 2 \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{1}{\rho}\right),$$

где $\rho < 1$ – коэффициент, соответствующий углу поворота движка потенциометра R_2 .

При изменении ρ в диапазоне $0 \dots 1$ знак выходного напряжения не изменяется.

Недостатком схемы является то, что введённая цепь регулировки усиления дополнительно ухудшает КОСС_{ИУ}.

3.1.5 ИУ на двух ОУ без синфазного сигнала на входах ОУ

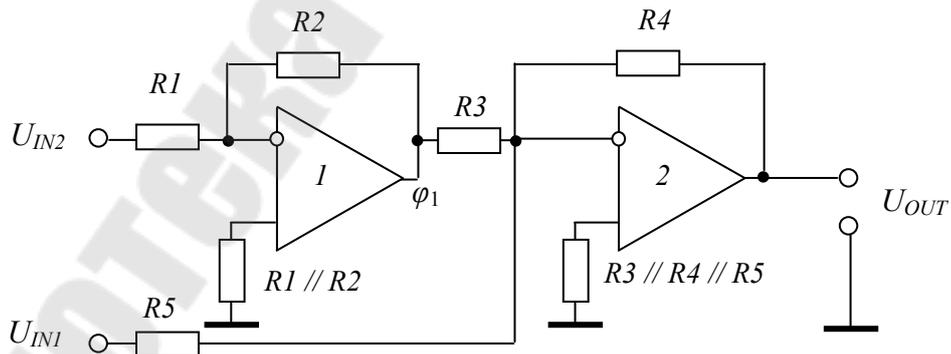


Рис. 3.8. Схема измерительного усилителя на двух ОУ без синфазного сигнала на входах ОУ

В этой схеме ОУ1 работает как инвертирующий усилитель, а ОУ2 – как инвертирующий сумматор.

$$\begin{cases} \varphi_1 = -U_{IN2} \cdot \frac{R_2}{R_1} & (1) \\ U_{OUT} = -U_{IN1} \cdot \frac{R_4}{R_5} - \varphi_1 \cdot \frac{R_4}{R_3} & (2) \end{cases}$$

Подставляем (1) в (2):

$$U_{OUT} = -U_{IN1} \cdot \frac{R_4}{R_5} + U_{IN2} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} = U_{IN2} \cdot \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} - U_{IN1} \cdot \frac{R_4}{R_5}$$

При соблюдении условия:

$$\frac{R_2}{R_3} = \frac{R_1}{R_5}$$

$$U_{OUT} = (U_{IN2} - U_{IN1}) \cdot \frac{R_4}{R_5}$$

$$k_{\partial} = \frac{R_4}{R_5}$$

Коэффициент усиления можно регулировать при помощи резистора R_4 .

Достоинства схемы:

- 1) ОУ1 и ОУ2 работают без синфазного сигнала на входах (инвертирующий усилитель нечувствителен к КОСС ОУ);
- 2) в этой схеме можно значительно увеличить синфазное входное напряжение $0.5(U_{IN1} + U_{IN2})$. Ограничения только следующие:

$$U_{IN1} \leq U_{OUT \max OY2} \cdot \frac{R_5}{R_4}$$

$$U_{IN2} \leq U_{OUT \max OY1} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Недостатки схемы:

- 1) выходные сопротивления источников U_{IN1} и U_{IN2} влияют на коэффициент усиления схемы k_{∂} и снижают КОСС_{ИУ};

- 2) низкое входное сопротивление (R_1 для источника сигнала U_{IN2} и R_5 для источника сигнала U_{IN1});
- 3) плохие частотные свойства, так как сигналы U_{IN1} и U_{IN2} попадают в точку суммирования с разной задержкой. При измерении ВЧ-сигналов ОУ1 и ОУ2 необходимо выбирать с высокой скоростью нарастания $V_{ивых}$;
- 4) различная глубина ООС усилителей ОУ1 и ОУ2, что также ухудшает частотные свойства.

3.1.6 ИУ на двух ОУ с высоким входным сопротивлением

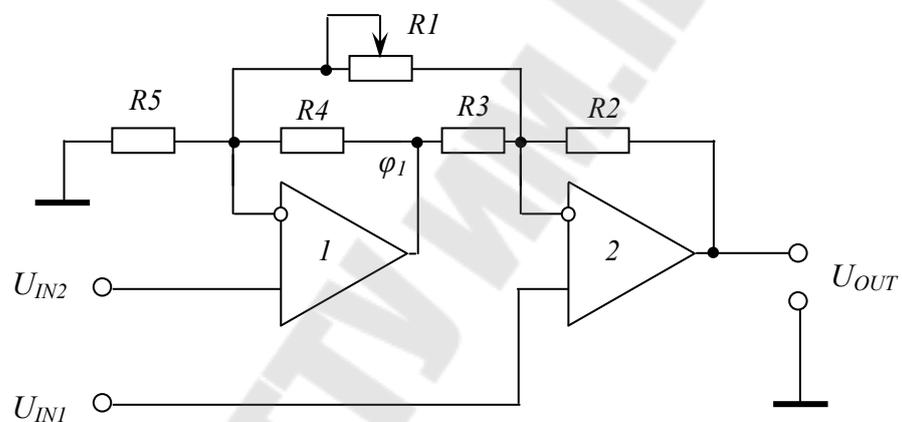


Рис. 3.9. Схема измерительного усилителя на двух ОУ с высоким входным сопротивлением

По методу узловых потенциалов для входных узлов запишем:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{IN1} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) - \varphi_1 \cdot \frac{1}{R_3} - U_{IN2} \cdot \frac{1}{R_1} - U_{OUT} \cdot \frac{1}{R_2} = 0 \end{array} \right. \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{IN2} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \right) - \varphi_1 \cdot \frac{1}{R_4} - U_{IN1} \cdot \frac{1}{R_1} = 0 \end{array} \right. \quad (2)$$

Из (2):

$$\varphi_1 = U_{IN2} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4}{R_5} \right) - U_{IN1} \cdot \frac{R_4}{R_1},$$

подставляем в (1):

$$U_{IN1} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) - U_{IN2} \cdot \frac{1}{R_3} \left(1 + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4}{R_5} \right) + U_{IN1} \cdot \frac{R_4}{R_1 R_3} - U_{IN2} \cdot \frac{1}{R_1} = U_{OUT} \cdot \frac{1}{R_2}$$

$$U_{OUT} = U_{IN1} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 + \frac{R_2}{R_3} \right) - U_{IN2} \cdot \frac{R_2}{R_3} \left(1 + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4}{R_5} \right) + U_{IN1} \cdot \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} - U_{IN2} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

При соблюдении условия:

$$\frac{R_2}{R_3} = \frac{R_5}{R_4} \quad (*)$$

$$\begin{aligned} U_{OUT} &= U_{IN1} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_5}{R_1} \right) - U_{IN2} \cdot \left(\frac{R_2}{R_3} + \frac{R_5}{R_1} + 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \\ &= (U_{IN1} - U_{IN2}) \cdot \left(\frac{R_2 + R_5}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} + 1 \right) \end{aligned}$$

$$k_{\partial} = \frac{R_2 + R_5}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} + 1$$

Достоинства схемы:

- 1) высокое входное сопротивление;
- 2) КОСС этой схемы определяется точностью соблюдения соотношения (*) и от R_1 не зависит. R_1 можно использовать для регулировки коэффициента усиления схемы k_{∂} . Резистор R_1 может и отсутствовать, тогда:

$$k_{\partial} = 1 + \frac{R_2}{R_3};$$

- 3) на свободный вывод R_5 вместо земли можно подавать опорный потенциал для смещения выходного сигнала;
- 4) несимметрия внутренних сопротивлений источников сигнала U_{IN1} и U_{IN2} не влияет на КОСС_{ив}.

Недостатки схемы:

- 1) различное быстродействие по входам 1 и 2;

2) различная глубина ООС усилителей ОУ1 и ОУ2. Это сужает рабочий диапазон частот схемы.

В этой схеме следует также предусматривать путь для протекания постоянного тока с неинвертирующих входов ОУ1 и ОУ2 при наличии емкостной связи между ними и источниками сигналов U_{IN1} и U_{IN2} .

3.1.7 ИУ на основе трех ОУ (классическая схема инструментального усилителя)

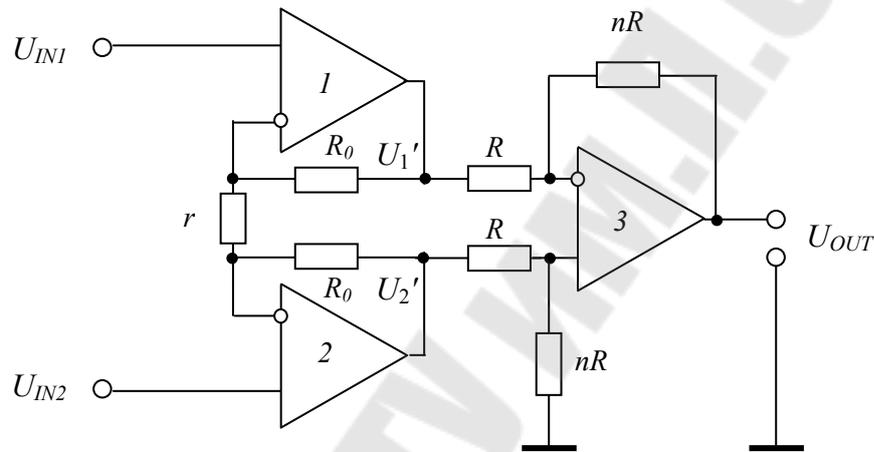


Рис. 3.10. ИУ на основе трех ОУ (классическая схема инструментального усилителя)

В данной схеме потенциалы на инвертирующих входах ОУ1 и ОУ2 соответственно равны U_{IN1} и U_{IN2} , поэтому для определения разности потенциалов U_1' и U_2' и коэффициента усиления $k_{\partial 1}$ первого каскада, можно воспользоваться эквивалентной схемой рис. 3.11:

$$U_1' - U_2' = \frac{U_{IN1} - U_{IN2}}{r} \cdot (r + 2R_0);$$

$$k_{\partial 1} = 1 + \frac{2R_0}{r}.$$

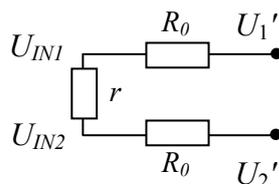


Рис. 3.11. Эквивалентная схема для определения k_{∂} первого каскада ИУ на основе трех ОУ

С учетом второго дифференциального усилительного каскада, реализованного на ОУЗ, общий коэффициент усиления равен:

$$k_{\partial} = n \cdot \left(1 + \frac{2R_0}{r}\right).$$

Достоинства схемы:

- 1) высокое входное сопротивление, что ведет к ослаблению влияния внутренних сопротивлений источников сигнала U_{IN1} и U_{IN2} на КОСС_{иу};
- 2) возможна регулировка k_{∂} одним резистором r без влияния на КОСС_{иу};
- 3) глубина ООС ОУ1 и ОУ2 одинакова и неизменна при регулировке k_{∂} .

В данной схеме относительный уровень синфазной составляющей сигналов U_1' и U_2' , присутствующих на входе 2-го каскада (на ОУЗ), меньше, чем относительный уровень синфазной составляющей во входных сигналах U_{IN1} и U_{IN2} . Для доказательства этого определим КОСС₁ первого каскада на ОУ1 и ОУ2 (см. рис. 3.10):

$$k_{\partial 1} = 1 + \frac{2R_0}{r}.$$

$$\begin{aligned} k_{c\phi 1} &= \frac{0,5(U_1' + U_2')}{0,5(U_{IN1} + U_{IN2})} = \frac{U_1' + U_2'}{U_{IN1} + U_{IN2}} = \\ &= \frac{U_{IN1} \left(1 + \frac{R_0}{r}\right) - U_{IN2} \frac{R_0}{r} + U_{IN2} \left(1 + \frac{R_0}{r}\right) - U_{IN1} \frac{R_0}{r}}{U_{IN1} + U_{IN2}} = 1. \end{aligned}$$

$$КОСС_1 = \frac{k_{\partial 1}}{k_{c\phi 1}} = 1 + \frac{2R_0}{r}.$$

КОСС₂ второго каскада на ОУЗ определяется точностью реализации соотношения резисторов n и КОСС самого ОУЗ. Требования к

точности соблюдения соотношения резисторов n менее жесткие за счёт того, что синфазный сигнал на входе второго каскада имеет меньший относительный уровень, чем на входе схемы. ОУ1 и ОУ2 должны выбираться с высоким КОСС.

Смещение выходного сигнала в данной схеме можно осуществить, подавая опорный потенциал на нижний вывод резистора nR , подключенного к неинвертирующему входу ОУ3. При наличии емкостной связи между источниками сигнала и неинвертирующими входами ОУ1 и ОУ2 данные входы следует заземлить через высокоомные резисторы.

Подобная структура инструментального усилителя на трёх ОУ реализована в виде гибридных ИМС: LH0036, 3630 и других. Все компоненты схемы, кроме r , встроены, а при помощи внешнего резистора r устанавливается коэффициент усиления.

3.1.8 Интегральные инструментальные усилители

В современных интегральных инструментальных усилителях (LF0036, AD521, AD620, LT1167 и др.) применён другой принцип формирования выходного сигнала (рис. 3.12). Разность входных напряжений выделяется на выходе за счёт использования внутреннего прецизионного преобразователя $\Delta U_{вх} \rightarrow \Delta I$, выполненного на основе транзисторного дифференциального каскада с токовым зеркалом в коллекторах и источниками тока в эмиттерах. Резистор, регулирующий k_o , включён между эмиттерами транзисторов входного каскада и выведен наружу для регулировки (рис. 3.13). КОСС таких ИУ абсолютно не зависит от внешнего резистора и составляет 100...120 дБ, входное сопротивление – более 100 МОм.

В системе схемотехнического моделирования Micro-CAP7 многие инструментальные ОУ заданы в виде Spice-макромоделей, сгруппированных в библиотеки по принципу «фирма-производитель». Порядок их вставки следующий (рис. 3.14):

Component – Analog Library – Vendor – <имя библиотеки производителя> – <компонент>

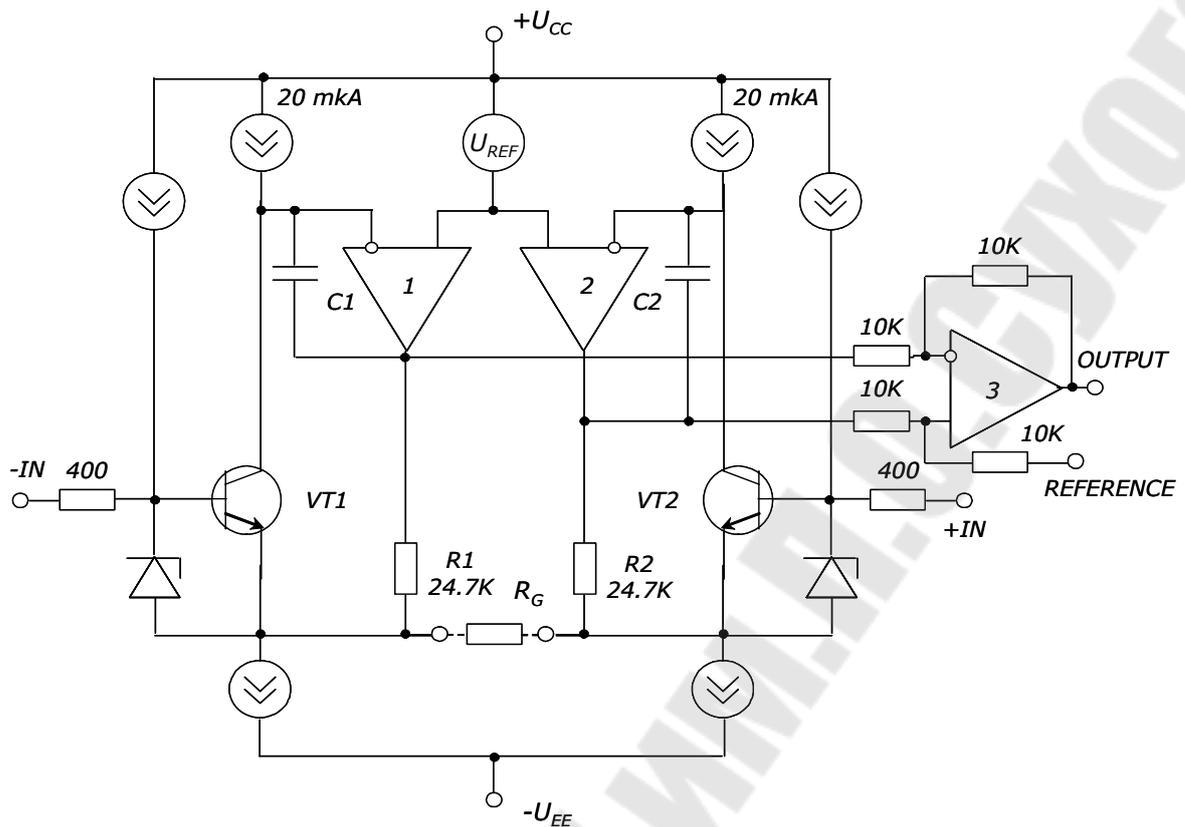
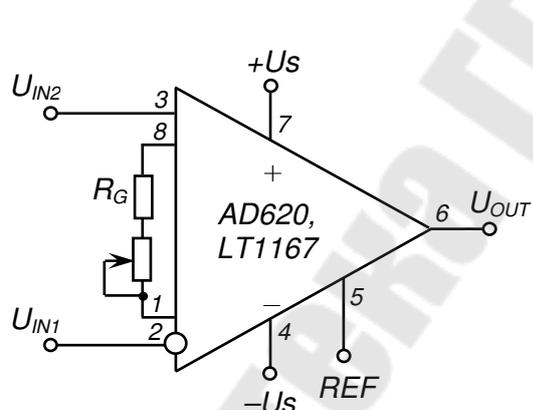


Рис. 3.12. Структура интегрального инструментального усилителя



- 1, 8 – выводы сопротивления R_G ;
- 2 – инвертирующий вход;
- 3 – неинвертирующий вход;
- 4 – «минус» напряжения питания;
- 7 – «плюс» напряжения питания;
- 5 – вывод опорного напряжения;
- 6 – выход

Усиление дифференциального сигнала:

$$U_{out} = (U_{in2} - U_{in1}) \left(\frac{49.4 \cdot 10^3}{R_G} + 1 \right)$$

Рис. 3.13. Схема включения прецизионных инструментальных усилителей LT1167 и AD620

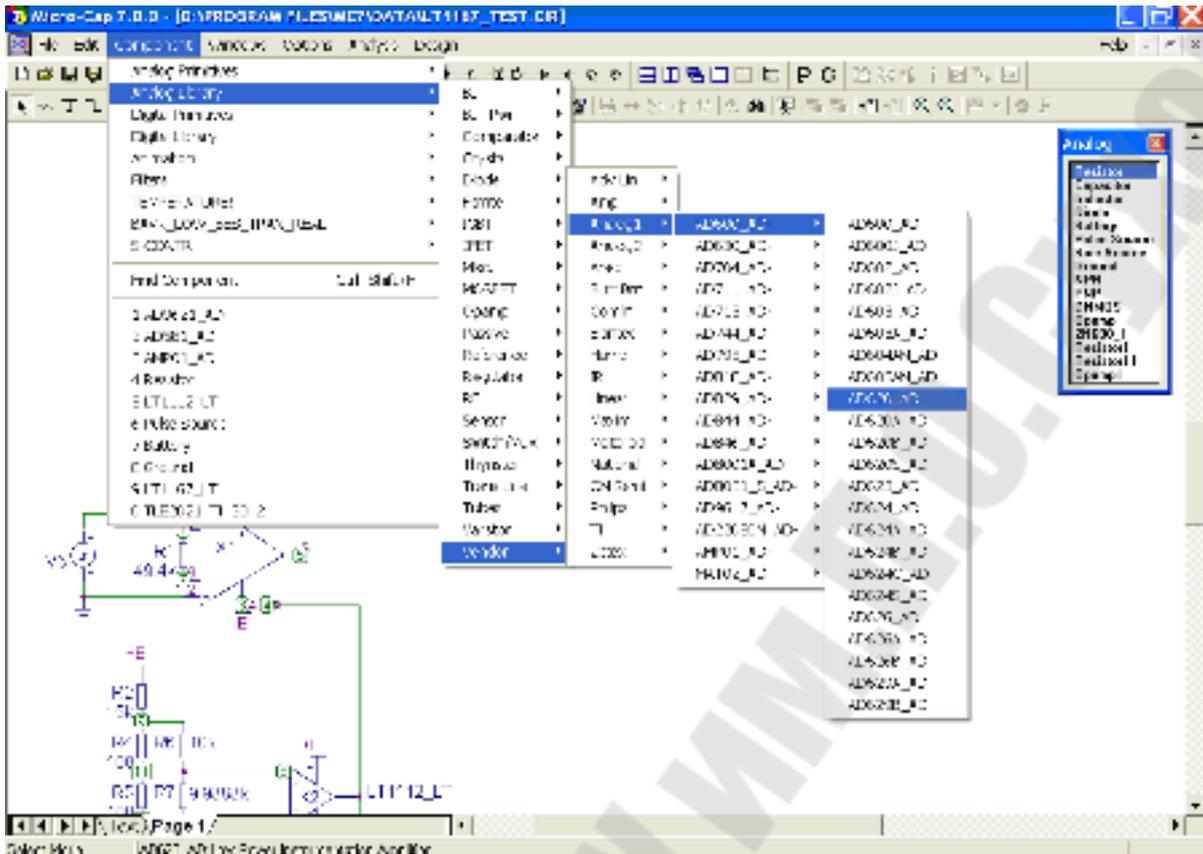


Рис. 3.14. Вставка модели инструментального ОУ в Micro-CAP

3.2 Схемы с Т-образной цепью отрицательной обратной связи

Для повышения входного сопротивления измерительного усилителя по инвертирующему входу ОУ, нужно увеличивать сопротивление входной цепи. Бывают ситуации, когда при заданном k_d сопротивление обратной связи оказывается нереально большим или просто оказывается вне диапазонов номиналов прецизионных резисторов. В этом случае используют схему с Т-образной цепью отрицательной обратной связи (ООС, пример – на рис. 3.15).

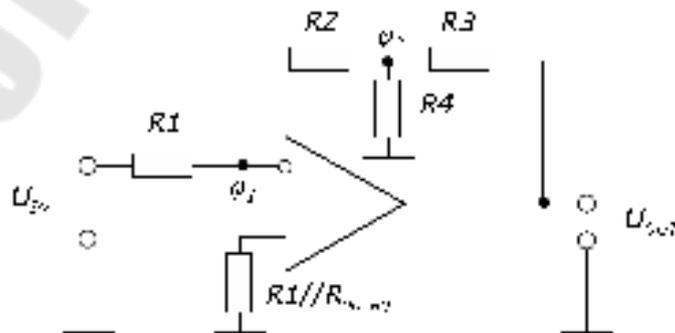


Рис. 3.15. Инвертирующий усилитель с Т-образной цепью ООС

$$\begin{cases} \varphi_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) - \varphi_2 \frac{1}{R_2} = \frac{U_{IN}}{R_1} & (1) \\ \varphi_2 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) - U_{OUT} \frac{1}{R_3} - \varphi_1 \frac{1}{R_2} = 0 & (2) \\ \varphi_1 = 0 & (3) \end{cases}$$

Из (2) с учётом (3) получим:

$$\varphi_2 = \frac{U_{OUT}}{R_3 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)} = \frac{U_{OUT}}{\frac{R_3}{R_2} + 1 + \frac{R_3}{R_4}} = \frac{U_{OUT}}{\frac{R_3 R_4 + R_2 R_4 + R_2 R_3}{R_2 R_4}} = \frac{U_{OUT} R_2 R_4}{R_3 R_4 + R_2 R_4 + R_2 R_3}.$$

Подставим φ_1 и φ_2 в (1):

$$-\frac{U_{OUT} R_2 R_4}{R_3 R_4 + R_2 R_4 + R_2 R_3} \cdot \frac{1}{R_2} = \frac{U_{IN}}{R_1}; \quad -\frac{U_{OUT} R_4}{R_3 R_4 + R_2 R_4 + R_2 R_3} = \frac{U_{IN}}{R_1};$$

$$U_{OUT} = -U_{IN} \frac{R_3 R_4 + R_2 R_4 + R_2 R_3}{R_1 R_4} = -U_{IN} \frac{R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_4}}{R_1}.$$

$$k = -\frac{R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_4}}{R_1} = -\frac{R_{oc.eq}}{R_1}$$

В этой схеме за счёт малого R_4 можно достичь больших значений эквивалентного сопротивления обратной связи $R_{oc.eq}$.

При необходимости такую ООС можно использовать и в инвертирующем, и в дифференциальном усилителе. Операционный усилитель, охваченный Т-образной ООС, должен иметь высокий k_{yc} , чтобы петлевое усиление βk_{yc} было гораздо больше 1, где

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{oc.eq}}.$$

3.3 Измерители среднего значения переменного напряжения

В схемах измерительных преобразователей для датчиков неэлектрических величин часто возникает задача нахождения среднего значения переменного напряжения. С целью компенсации погрешностей, присущих диодам (наличие напряжения отпираания, температурный дрейф напряжения диода), используют схемы измерительных выпрямителей на основе ОУ [6].

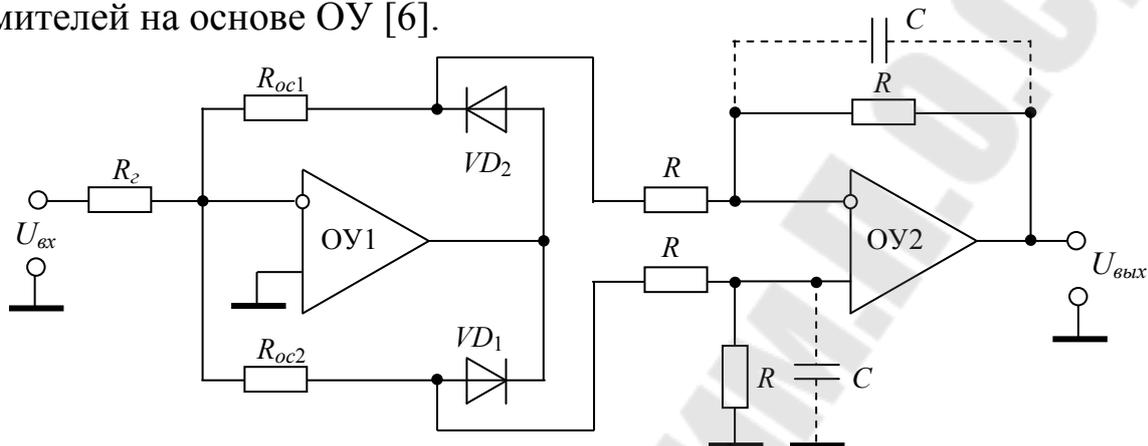


Рис. 3.16. Схема измерительного выпрямителя с использованием дифференциального усилителя на ОУ

В схемах, показанных на рис. 3.16 и 3.17, при положительной полуволне входного напряжения диод VD_1 открыт, а диод VD_2 заперт. Когда на входе отрицательная полуволна – диод VD_1 заперт, диод VD_2 открыт. В схеме на рис. 3.16 усилитель OY2 работает как дифференциальный усилитель, а в схеме на рис. 3.17 – как инвертирующий сумматор.

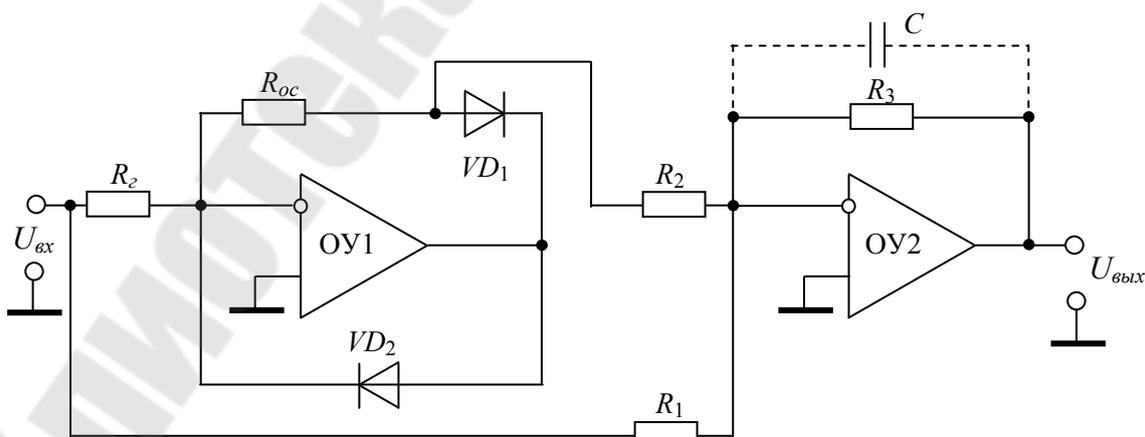


Рис. 3.17. Схема измерительного выпрямителя с использованием инвертирующего сумматора на ОУ

В схеме на рис. 3.16 для обеспечения равенства амплитуд полу- волн выходного напряжения $U_{вых}$, образованных из отрицательной и положительной полуволн входного напряжения $U_{вх}$, сопротивления R_{oc1} и R_{oc2} должны быть равны между собой, а в схеме на рис. 3.17 должно выполняться соотношение:

$$\frac{2R_3}{R_1} = \frac{R_{oc}}{R_2} \cdot \frac{R_3}{R_2} \Rightarrow \frac{2R_2}{R_1} = \frac{R_{oc}}{R_2}.$$

Дополнительное подключение конденсаторов в схемах рис. 3.16 и 3.17 так, как показано штриховыми линиями, позволяет реализовать измерительный преобразователь среднего значения переменного напряжения с преобразованием в выходной сигнал постоянного тока (т.е. фактически к выпрямителю добавляется сглаживающий фильтр).

3.4 Фазочувствительные выпрямители

Фазочувствительным выпрямителем (ФЧВ) является устройство, коэффициент усиления которого периодически изменяется в зависимости от разности фаз между входным сигналом ($U_{вх}$) и сигналом управления типа «меандр» ($U_{упр}$).

Функциональная схема ФЧВ показана на рис. 3.18. Если ключ в верхнем положении, то на выход схемы подается инвертированный сигнал (коэффициент усиления -1); когда ключ в нижнем положении, коэффициент усиления +1. Иногда такие схемы называются модуляторами-демодуляторами. Если на вход подается постоянное напряжение, то на выходе получается переменное напряжение и наоборот.

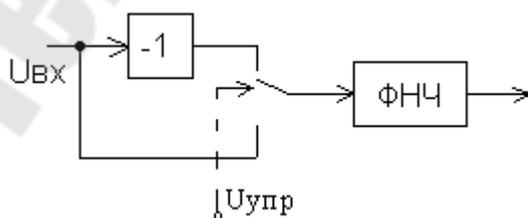


Рис. 3.18. Функциональная схема ФЧВ

Основные свойства фазочувствительного выпрямителя.

1) Среднее значение постоянной составляющей равно нулю. Среднее значение четных гармоник (по отношению к управляющему напряжению) равно нулю.

2) Среднее значение сигнала с частотой, равной частоте управляющего напряжения, зависит от его фазового сдвига (рис. 3.19).

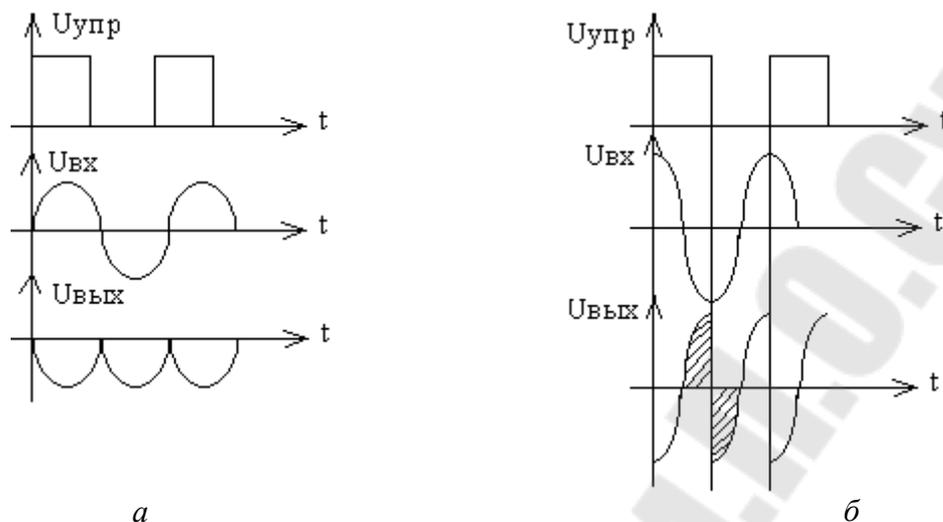


Рис. 3.19. Свойства ФЧВ в отношении входного сигнала с частотой, равной частоте управляющего напряжения: а) – сигналы $U_{вх}$ и $U_{упр}$ находятся в фазе; б) – фазовый сдвиг между $U_{вх}$ и $U_{упр}$ равен 90° .

Существуют различные схемные реализации ФЧВ [6, 36]. Одна из схем показана на рис. 3.20. В качестве ключей могут быть использованы полевые транзисторы, или интегральные ключи, например ИМС серии К590.

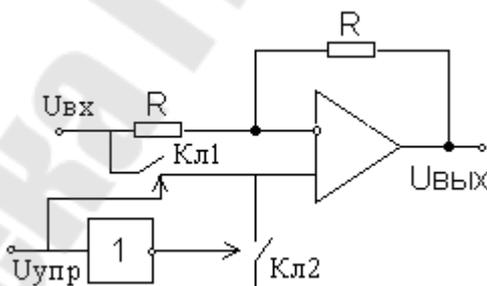


Рис. 3.20. Вариант схемной реализации ФЧВ

3.5 Измерительные цепи для датчиков неэлектрических величин

3.5.1 Измерительные цепи для датчиков температуры

Схемы подключения датчиков температуры к измерительному преобразователю во многом определяется типом самого температур-

ного датчика. В случае если первичным датчиком является термоэлектрический преобразователь с крутизной преобразования порядка десяти мкВ/°С, к входному усилителю измерительного преобразователя предъявляются повышенные требования по температурной стабильности параметров, входному сопротивлению и коэффициенту усиления. Для параметрических температурных датчиков (ТПС, термисторы) широкое распространение получили мостовые измерительные схемы. Использование мостовой схемы в комбинации с операционным усилителем, охваченным одновременно отрицательной и положительной обратной связью, позволяет не только сформировать и усилить информационный сигнал, но и линеаризовать зависимость выходного напряжения от температуры [36]. Подобная схема может применяться в случаях, когда температура измеряется в широком диапазоне средствами аналоговой электроники и на результат начинает оказывать заметное влияние нелинейность датчика. Следует отметить, что в современных измерительных преобразователях для резистивных температурных датчиков, как правило, линеаризация характеристики производится процессорным элементом после оцифровки сигнала [37]. В тех случаях, когда измерения проводятся в относительно узком температурном диапазоне, достаточно получить линейную зависимость напряжения от измеряемого сопротивления R_t . При этом целесообразно запитывать ТПС от источника измерительного тока I_0 (постоянного или переменного), тогда падение напряжения на ТПС, равное $I_0 R_t$, является информационным параметром. В этом случае нужно учитывать, что сопротивление ТПС уже будет зависеть не только от температуры окружающей среды, но и от проходящего по нему тока I_0 [9, 10]. Измерительный ток выбирается из ряда согласно [4] в диапазоне 0,1...50 мА, при этом перегрев медного ТПС измерительным током не должен превышать 0,4 °С, а платинового – 0,2 °С.

3.5.1.1 Двухпроводная схема измерения температуры при помощи ТПС с использованием источника тока

Двухпроводная схема измерения температуры при помощи ТПС с использованием источника тока [6, 10, 15] показана на рис. 3.21. Через r_1 и r_2 обозначены линии связи ТПС с измерительным преобразователем.

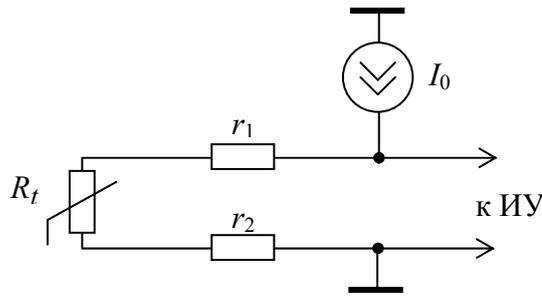


Рис. 3.21. Двухпроводная схема измерения температуры с использованием источника тока

Напряжение на входе ИУ при условии $r_1 = r_2 = r$ составит:

$$U_{in} = I_0 (R_t + r + r) = I_0 (R_t + 2r).$$

Это напряжение отличается от величины $I_0 R_t$ на величину $2I_0 r$. Относительная погрешность метода измерения:

$$\delta = \frac{2r}{R_t}.$$

Из-за данной погрешности двухпроводная схема используется только для передачи данных о температуре на небольшие расстояния при отношении $\frac{r}{R_t} < 0.1\%$. Еще одним недостатком двухпроводной схемы является то, что в ней помеха общего вида частично проникает на дифференциальный вход измерительного усилителя.

3.5.1.2 Трехпроводные схемы измерения температуры при помощи ТПС с использованием источника тока

Варианты построения трехпроводных схем измерения температуры при помощи ТПС с использованием источника тока [6, 15, 36, 37] приведены в табл. 3.1.

В этих схемах методическая погрешность определяется разбросом сопротивлений r_1 и r_3 . Относительная погрешность данного метода измерения при $r_3 = r_1 \pm \Delta r$:

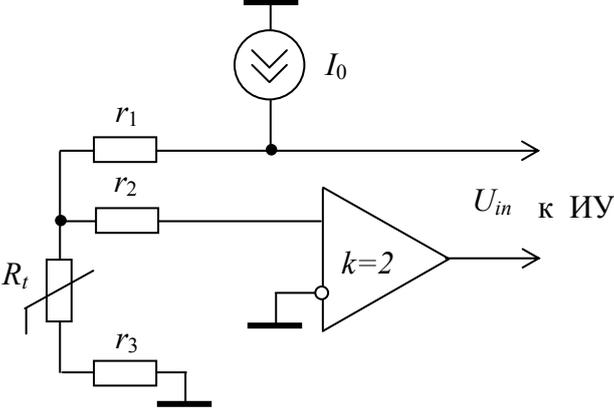
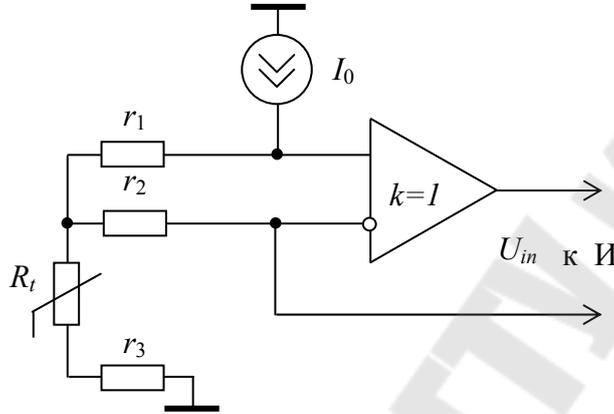
$$\delta = \frac{\Delta r}{R_t}.$$

Недостатком трехпроводных схем является то, что в них помеха общего вида частично преобразуется в помеху нормального вида. Несмотря на это, в промышленности трехпроводные схемы получили широкое распространение.

Таблица 3.1

Варианты построения трехпроводных схем измерения температуры при помощи ТПС с использованием источника тока

№	Схема	Напряжение на входе ИУ при $r_1 = r_2 = r_3 = r$
1		$U_{in} = I_0 (R_t + 2r) - 2I_0 r = I_0 R_t$
2		$U_{in} = [I_0 (R_t + 2r) - I_0 r] - I_0 r = I_0 R_t$

3		$U_{in} = I_0 (R_t + 2r) - 2I_0 (R_t + r) = -I_0 R_t$
4		$U_{in} = [I_0 (R_t + 2r) - I_0 (R_t + r)] - I_0 (R_t + r) = -I_0 R_t$

3.5.1.3 Четырехпроводная схема измерения температуры при помощи ТПС с использованием источника тока

Четырехпроводная схема измерения температуры при помощи ТПС с использованием источника тока [15, 16, 37] показана на рис. 3.22, где через r_1, r_2, r_3, r_4 обозначены сопротивления линий связи.

$$U_{in} = I_0 (R_t + r_4) - I_0 r_4 = I_0 R_t.$$

В данной схеме отсутствует методическая погрешность от влияния сопротивлений линий связи r и их разброса Δr .

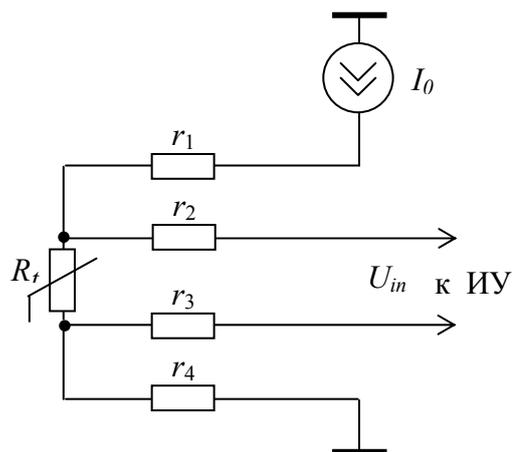


Рис. 3.22. Четырехпроводная схема измерения температуры с использованием источника тока

Рассмотрим влияние помех общего и нормального вида в данной схеме на состав входного сигнала ИУ. Для этого составим эквивалентную схему влияния помех (рис. 3.23, 3.24).

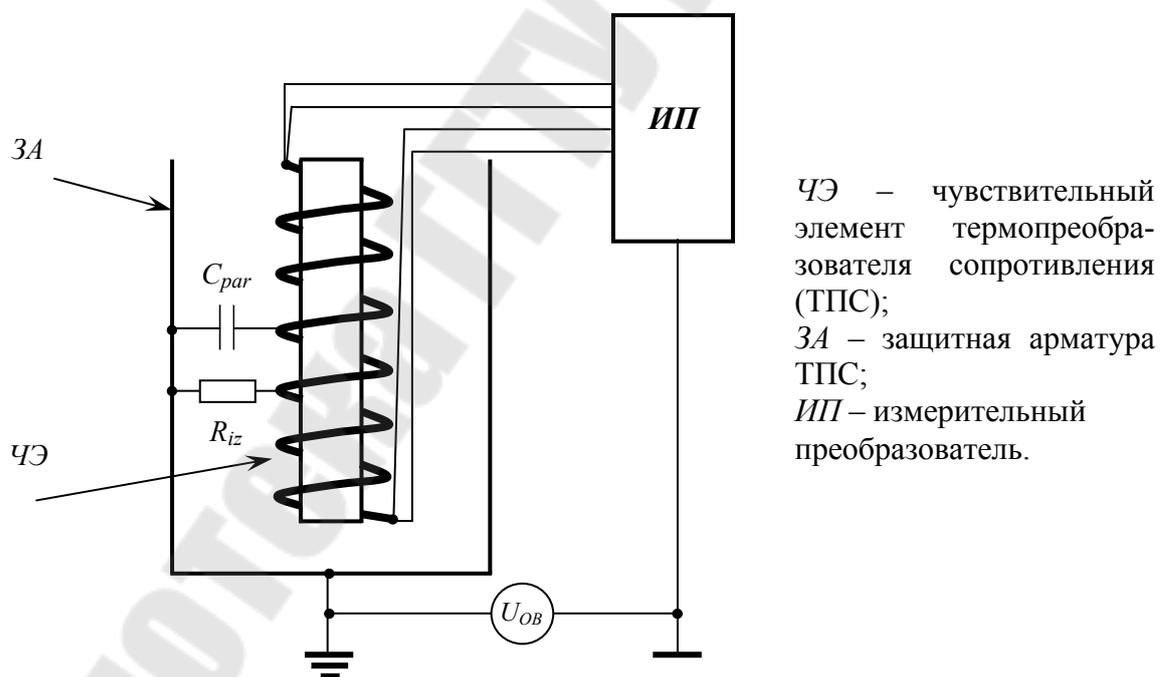
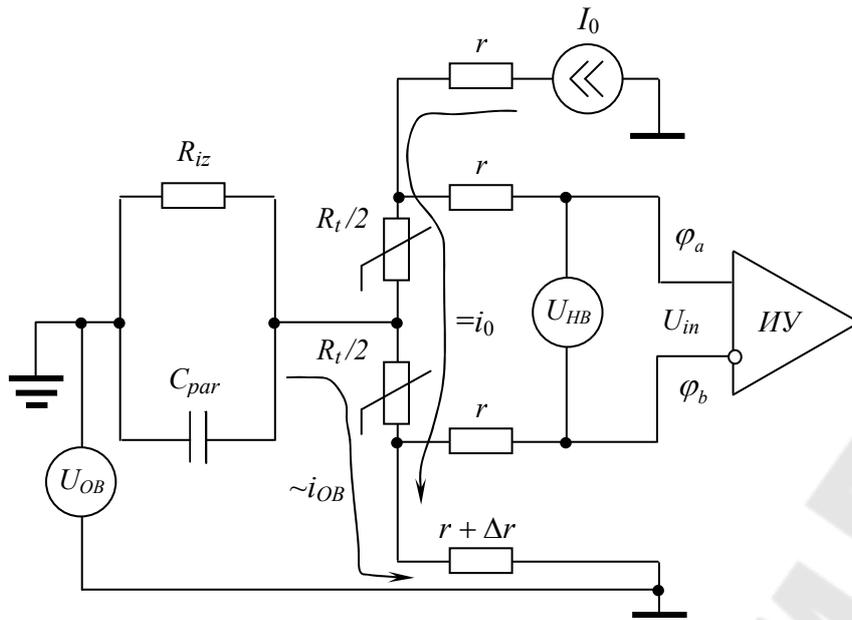


Рис. 3.23. Влияние помех общего и нормального вида в четырехпроводной схеме измерения температуры с использованием источника тока



U_{OB} – действующее значение помехи общего вида частотой 50 Гц, приложенной между землями ТПС и ИП;

R_{iz} , C_{par} – сопротивление изоляции и паразитная емкость между ЗА и ЧЭ;

U_{HB} – действующее значение помехи нормального вида частотой 50 Гц, приложенной между входами ИУ.

Рис. 3.24. Эквивалентная схема влияния помех в четырехпроводной схеме измерения температуры с использованием источника тока

Предположим, что одно из сопротивлений линий связи имеет отличие на Δr относительно остальных. Входной сигнал U_{in} с учетом помех рассчитаем методом наложения, т.е. в виде суммы независимых составляющих.

Составляющая от измерительного тока (полезная составляющая):

$$\varphi_a(I_0) = I_0(R_t + r + \Delta r); \quad \varphi_b(I_0) = I_0(r + \Delta r);$$

$$U_{in}(I_0) = \varphi_a(I_0) - \varphi_b(I_0) = I_0 R_t$$

Составляющая от помехи нормального вида:

$$U_{in}(U_{HB}) = \dot{U}_{HB}$$

Обозначая через $z(j\omega)$ параллельное соединение R_{iz} и C_{par} , найдем составляющую от помехи общего вида:

$$\varphi_a(U_{OB}) = \frac{\dot{U}_{OB} \left(\frac{R_t}{2} + r + \Delta r \right)}{z(j\omega) + \frac{R_t}{2} + r + \Delta r}; \quad \varphi_b(U_{OB}) = \frac{\dot{U}_{OB} (r + \Delta r)}{z(j\omega) + \frac{R_t}{2} + r + \Delta r}.$$

$$U_{in}(U_{OB}) = \frac{\dot{U}_{OB} \frac{R_t}{2}}{z(j\omega) + \frac{R_t}{2} + r + \Delta r} = \frac{\dot{U}_{OB} R_t}{2z(j\omega) + R_t + 2r}, \text{ т. к. } \Delta r \ll R e(z(j\omega))$$

Эквивалентное комплексное сопротивление между ЗА и ЧЭ составит:

$$z(j\omega) = \frac{R_{iz} \frac{1}{j\omega C_{par}}}{R_{iz} + \frac{1}{j\omega C_{par}}} = \frac{R_{iz}}{1 + j\omega R_{iz} C_{par}} = \frac{R_{iz}}{1 + (\omega R_{iz} C_{par})^2} - j \frac{\omega R_{iz}^2 C_{par}}{1 + (\omega R_{iz} C_{par})^2}.$$

С учетом этого

$$U_{in}(U_{OB}) = \frac{\dot{U}_{OB} R_t}{2z(j\omega) + R_t + 2r} = \frac{\dot{U}_{OB} R_t (1 + (\omega R_{iz} C_{par})^2)}{\sqrt{\left[2R_{iz} + (R_t + 2r)(1 + (\omega R_{iz} C_{par})^2)\right]^2 + (2\omega R_{iz}^2 C_{par})^2}} \cdot e^{j\psi}$$

$$\text{где } \psi = -\arctg \frac{2\omega R_{iz}^2 C_{par}}{2R_{iz} + (R_t + 2r)(1 + (\omega R_{iz} C_{par})^2)}.$$

Амплитуда помех будет максимальна, когда $U_{in}(U_{OB})$ и $U_{in}(U_{HB})$ совпадают по фазе. В этом случае входной сигнал будет равен:

$$U_{in} = I_0 R_t + U_{HB} \sqrt{2} \sin(\omega_n t - \psi) + \frac{U_{OB} \sqrt{2} R_t (1 + (\omega_n R_{iz} C_{par})^2) \sin(\omega_n t - \psi)}{\sqrt{\left[2R_{iz} + (R_t + 2r)(1 + (\omega_n R_{iz} C_{par})^2)\right]^2 + (2\omega_n R_{iz}^2 C_{par})^2}},$$

где $\omega_n = 2\pi \cdot 50$.

3.5.1.4 Измерительные цепи для термоэлектрических преобразователей

В настоящее время в промышленных схемах измерения температуры с использованием термоэлектрических преобразователей широко используется техника «компенсации холодного спая» [9, 10, 39]. Абсолютная температура опорного спая, измеряемая в изотермальной зоне дополнительным температурным датчиком, затем аппаратно вычитается из сигнала чувствительного элемента (рис. 3.25). В случае использования во вторичном преобразователе микропроцессора, тем-

пература холодного спая может быть скомпенсирована также и программно [9, 39].

Места подключения термопары к измерительной системе должны иметь одинаковую температуру, то есть находиться в изотермальной зоне. В схеме с компенсацией холодного спая в этой же зоне должен находиться и датчик температуры холодного спая, представляющий собой схему с использованием термометра сопротивления, термистора, термодиода, или термотранзистора.

При подключении к термопаре внешней электрической цепи появляются новые контакты разнородных металлов, которые вводят в измерительную цепь дополнительные термоЭДС. Однако термоЭДС контактов «железо–медь» «константан–медь» (см. рис. 3.25) включены встречно и поэтому эквивалентны соединению «железо–константан» при температуре холодного спая. Это позволяет использовать термопару на большом удалении от измерителя напряжения, соединив их витой парой медных проводов.

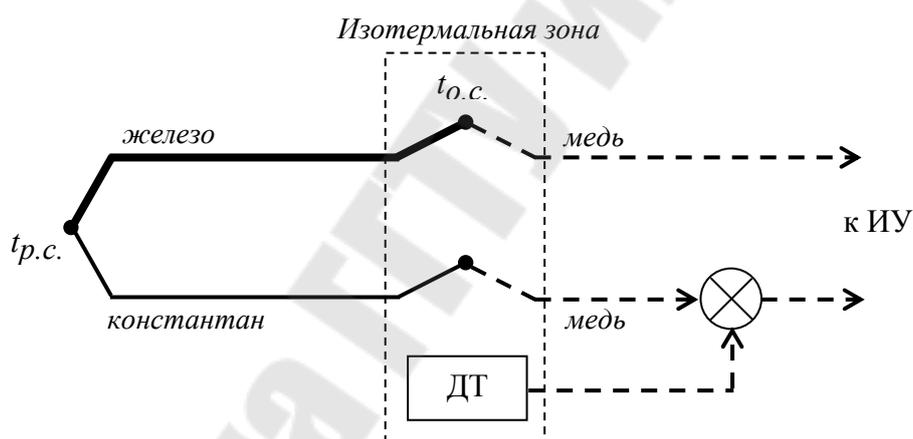


Рис. 3.25. Аппаратная компенсация холодного спая термоэлектрического преобразователя типа J (ДТ – датчик температуры)

Особенностью измерения температуры при помощи термоэлектрического преобразователя является необходимость усиления малых (порядка десятков мкВ) сигналов на фоне относительно больших помех общего вида, поэтому следует принимать дополнительные меры по снижению уровня шумов и наводок. Это может быть экранирование соединительных проводов или использование дополнительных схемных компонентов: линейного предварительного усилителя, установленного в непосредственной близости от первичного преобразователя и (или) активного фильтра нижних частот. В случае большого удаления термопары от контроллера используются располагаемые в непосредственной близости от термопар модули нормализации сигнала.

лов, преобразующие термоЭДС в токовый сигнал или в цифровой отсчет.

Использование термопары в качестве первичного датчика всегда требует использования аналогового усилительного каскада во вторичном преобразователе [39]. Предпочтительно использовать в измерительной системе прецизионный инструментальный усилитель с малыми напряжением смещения и разностью входных токов, малым температурным дрейфом указанных величин и высоким КОСС.

В современной измерительной технике задачи компенсации температуры холодного спая, линеаризации характеристики, обнаружения неисправностей датчика, а часто и выделения полезного сигнала на фоне помех промышленной частоты и радиопомех, наведенных на элементах измерительной цепи, возложены на программное обеспечение микропроцессорного устройства вторичного измерительного преобразователя. При этом для нахождения температуры по измеренному значению напряжения используются приведенные в стандарте [3] «обратные» НСХ – нелинейные функции, аппроксимирующие зависимость температуры рабочего спая термопар от величины термоЭДС (в виде таблиц заранее вычисленных значений или в виде расчетных формул).

3.5.2 Измерительные цепи для тензорезисторов

В подавляющем большинстве случаев тензорезисторы используются в мостовых схемах постоянного тока, при этом тензорезистор может быть включён в одно из плеч, в два плеча, либо вся цепь состоит из тензорезисторов. Так как относительные изменения сопротивления тензорезисторов ε_R очень малы ($<1\%$), то существенное влияние на результат измерения могут оказать температурные изменения. Следовательно, необходимо предусмотреть температурную компенсацию. В частности, если используется мостовая цепь с одним тензорезистором, то для температурной компенсации необходимо применить дополнительный тензорезистор, аналогичный рабочему и находящийся с ним в одинаковых температурных условиях (рис. 3.26).

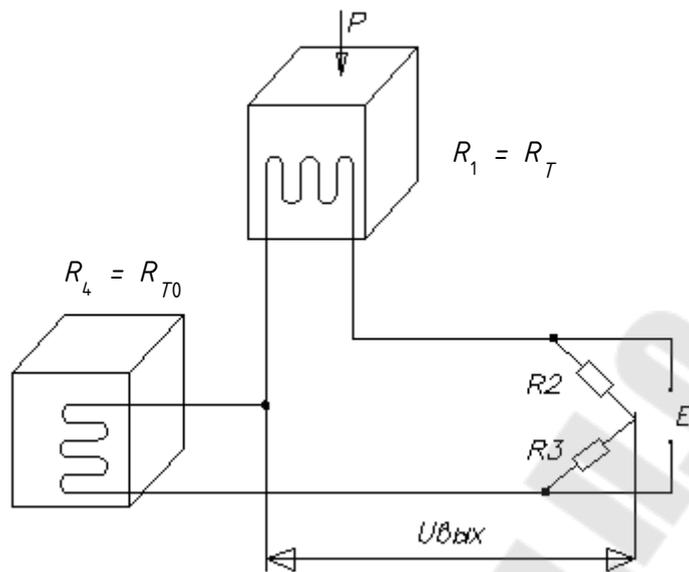


Рис. 3.26. Включение рабочего (R_1) и термокомпенсирующего (R_4) тензорезисторов в мостовую схему

$$R_1 = R_T = R_{T0}(1 + \varepsilon_R); \quad R_4 = R_{T0};$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} = k;$$

$$U_{\text{вых}} = E \cdot \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + R_4) \cdot (R_2 + R_3)} = E \cdot \frac{R_3 R_{T0}(1 + \varepsilon_R) - R_2 R_{T0}}{R_{T0}(2 + \varepsilon_R) \cdot (R_2 + R_3)},$$

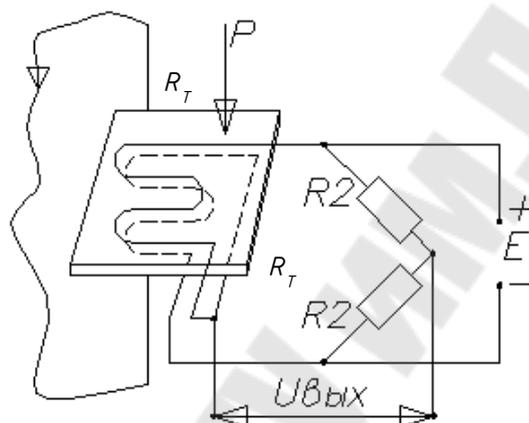
При $R_2 = R_3 = R$

$$U_{\text{вых}} = E \cdot \frac{\varepsilon_R}{2(2 + \varepsilon_R)} \approx 0,25 \cdot E \cdot \varepsilon_R,$$

где E – напряжение питания моста.

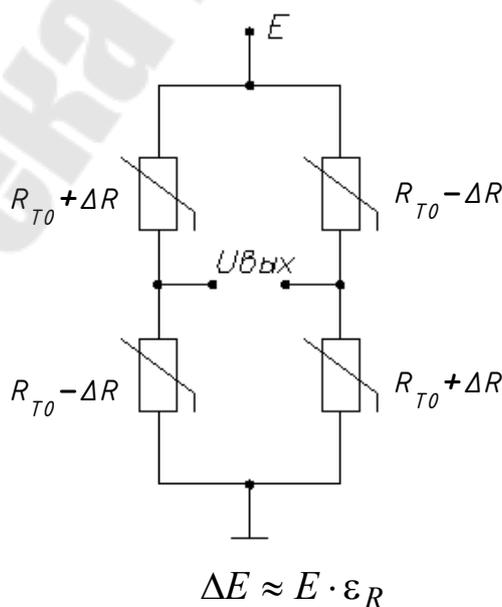
Более предпочтительной является схема с дифференциальным включением преобразователей (рис. 3.27), в которой один из тензорезисторов испытывает деформацию растяжения, а другой тензорезистор – деформацию сжатия [9, 19]. В этом случае температурная погрешность также исключается, а чувствительность тензомоста возрастает в 2 раза. Две пары дифференциальных тензорезисторов, образующих полный мост из тензорезисторов (рис. 3.28), обеспечивают максимальную коррекцию температурной погрешности и в четыре

раза увеличивают чувствительность. Полная температурная компенсация погрешности возможна только при полной идентичности всех характеристик тензорезисторов, т.е. в мостовых схемах необходимо предусмотреть переменные резисторы, с помощью которых можно производить уравнивание моста при отсутствии деформации. Кроме того, в качестве источника питания тензомостов можно использовать стабилизированное постоянное или переменное напряжение, источники стабильного тока, а также запитывать мост импульсным напряжением для повышения чувствительности.



$$U_{\text{вых}} \approx 0,5 \cdot E \cdot \varepsilon_R.$$

Рис. 3.27. Подключение двух тензодатчиков



$$\Delta E \approx E \cdot \varepsilon_R$$

Рис. 3.28. Подключение четырех тензодатчиков

Например, пусть весы предназначены для взвешивания груза с максимальной массой 100 кг, и тары с максимальным весом 50 кг.

Груз ложится на платформу, к которой прикреплены четыре тензодатчика на основе тензорезисторов ПКБ-30-100, включенных по дифференциальной схеме полного моста (шунтирующий резистор $R_{ш}=20\text{ Ом}$). Пусть максимальный сигнал, снимаемый с тензодатчика при весе груза вместе с тарой, равном 150 кг, равен:

$$U_{\text{вых}} = s \cdot E = 3\text{ мВ},$$

где $s = 1\text{ мВ/В}$ – крутизна характеристики тензодатчика;
 $E = 3\text{ В}$ – напряжение питания тензодатчика.

Пример построения измерительной цепи для тензодатчика приведен на рис. 3.29. Сигнал $U_{\text{вых}}$ с выхода тензомоста усиливается в 2867 раз схемой инструментального усилителя на трех ОУ типа 140УД17А, затем отфильтровывается активным фильтром низких частот (коэффициент усиления на постоянном токе равен 1,178) и оцифровывается при помощи 10-разрядного АЦП К1113ПВ1. В результате на вход АЦП при максимальном весе груза с тарой попадает сигнал порядка 10 В. Точная установка общего коэффициента усиления производится подстроечным резистором 3,3 кОм в первом усилительном каскаде.

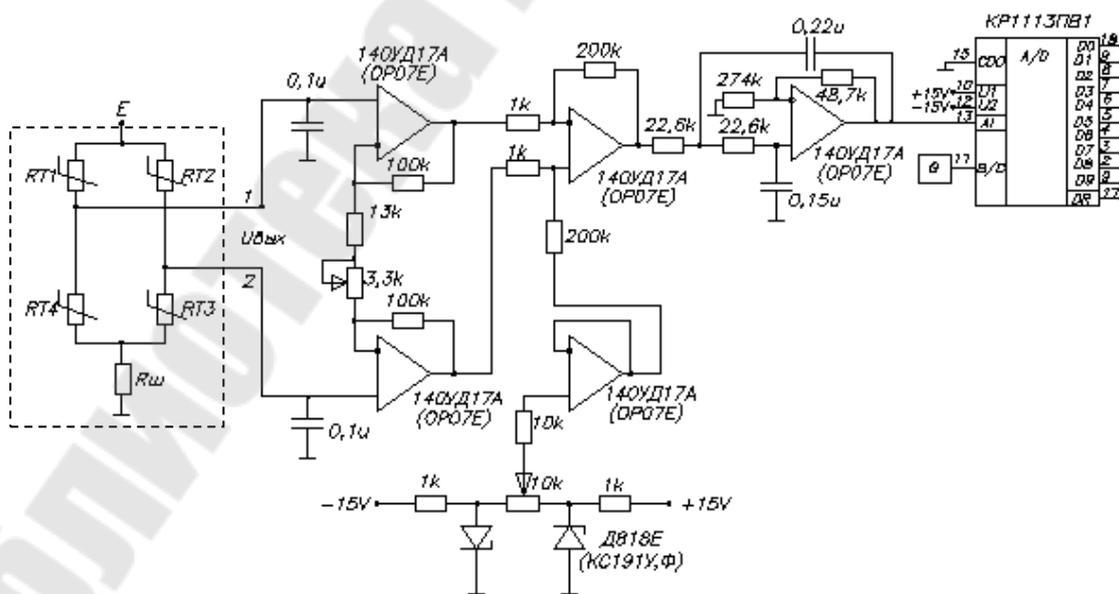


Рис. 3.29. Пример построения измерительной цепи для тензодатчика

3.5.3 Измерительные цепи для емкостных датчиков

Измерительные схемы для емкостных датчиков по принципу функционирования можно разделить на [10]:

- 1) резонансные;
- 2) генераторные;
- 3) мостовые;
- 4) с дифференцированием напряжения треугольной формы;
- 5) зарядно-разрядные.

3.5.3.1 Резонансный способ измерения емкости

Резонансный способ измерения емкости показан на рис. 3.30, где условно обозначены: Γ – генератор синусоидальной частоты, U – напряжение на выходе, C_1 – разделительная емкость, C_x – измеряемая емкость, L – известная индуктивность, V – вольтметр.

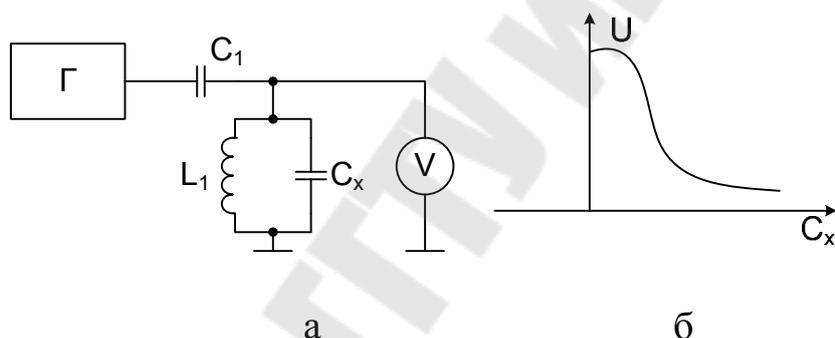


Рис. 3.30. Резонансный способ измерения емкости: а) схема измерения, б) зависимость напряжения на контуре от емкости C_x .

3.5.3.2 Генераторный способ измерения емкости

Генераторный способ измерения емкости, показанный на рис. 3.31, основан на зависимости частоты колебаний LC - или RC -генератора от значения неизвестной ёмкости C_x .

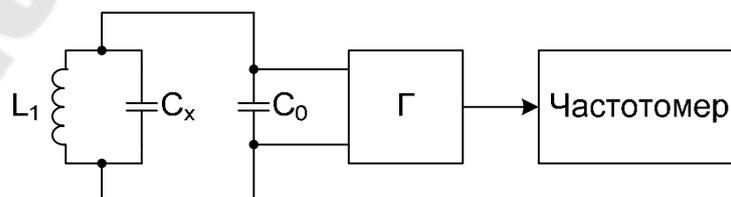


Рис. 3.31. Генераторный способ измерения емкости

$$\Delta f = \frac{f_0}{2(C_0 + C_x)} \cdot \Delta C_x,$$

где f_0 – частота генерации;
 Δf – девиация частоты;
 C_0 – емкость контура;
 C_x – измеряемая емкость;
 ΔC_x – изменение измеряемой емкости.

3.5.3.3 Мостовой способ измерения емкости на переменном токе

Мостовой способ измерения емкости на переменном токе показан на рис. 3.32.

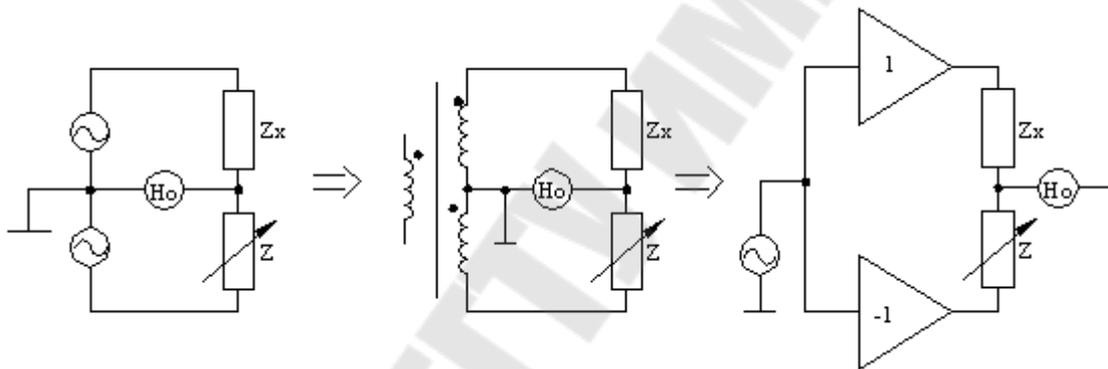


Рис 3.32. Мостовой способ измерения емкости: Z_x – неизвестное комплексное сопротивление, Z – регулируемое известное комплексное сопротивление, 1 – усилитель, -1 – инвертор, НО – нуль-орган.

Достоинство способа: не чувствителен к паразитным емкостям, недостаток: напряжение баланса нелинейно зависит от изменения емкости C_x . В данной схеме амплитуда и фаза сигнала разбаланса зависят от потерь измеряемого конденсатора, поэтому лучше всего использовать прибор, измеряющий силу выходного тока моста [19].

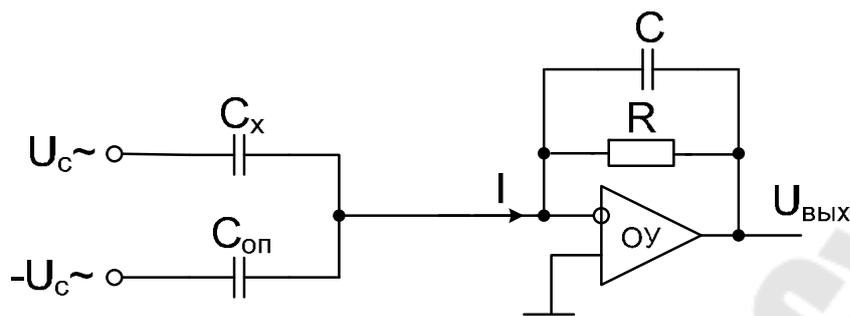


Рис. 3.33. Схема емкостного делителя, применяемого в качестве нуля-органа: $U_{c\sim}$ – напряжение на обкладке конденсатора C_x , $-U_{c\sim}$ – противофазное напряжение на обкладке конденсатора $C_{оп}$, C_x – неизвестная емкость, $C_{оп}$ – опорная емкость, C – конденсатор обратной связи; R – резистор обратной связи по постоянному току.

Выходное напряжение схемы определяется по формуле:

$$U_{вых} = U_{c\sim} \frac{C_x - C_{оп}}{C} = U_{c\sim} \frac{\Delta C_x}{C},$$

где ΔC_x – изменение измеряемой емкости.

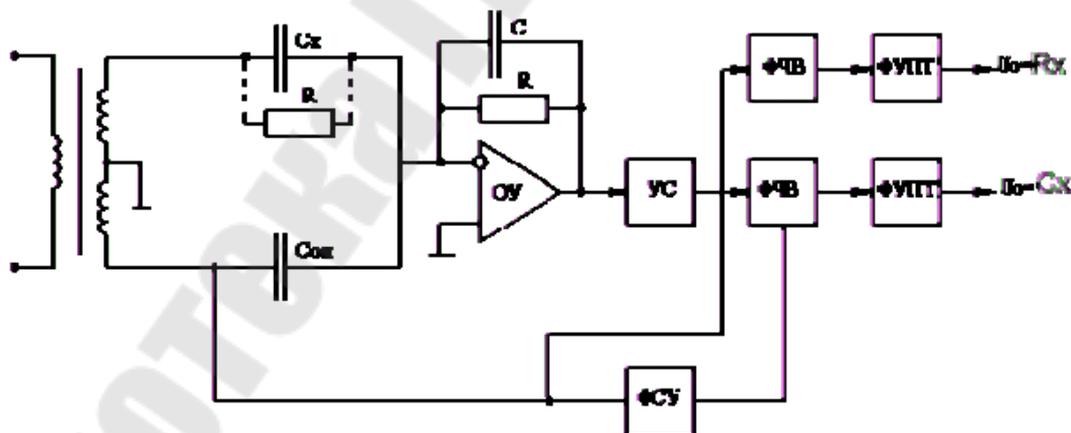


Рис. 3.34. Схема емкостного делителя с двумя квадратурными каналами: ФЧВ – фазочувствительный выпрямитель, ФСУ – фазосдвигающее устройство на 90° , УС – усилитель, ФУПТ – фильтрующий усилитель (выпрямитель и фильтр среднего значения).

3.5.3.4 Способ дифференцирования напряжения треугольной формы

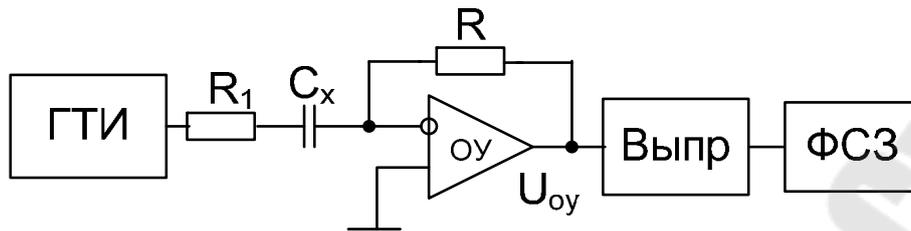


Рис 3.35. Схема, поясняющая способ дифференцирования тока: ГТИ – генератор треугольных импульсов; C_x – емкость датчика; R – резистор обратной связи; R_1 – резистор, необходимый для обеспечения устойчивой работы дифференциатора на ОУ (выбирается на порядок меньше, чем R); Выпр – выпрямитель; ФСЗ – фильтр среднего значения.

Напряжение на выходе ОУ определяется по формуле:

$$U_{Oy} = RC_x \frac{dU_{ГТИ}}{dt},$$

и, при треугольной форме напряжения $U_{ГТИ}$, имеет вид прямоугольных двухполярных импульсов.

Временные диаграммы, поясняющие способ дифференцирования напряжения треугольной формы, показаны на рис. 3.36.

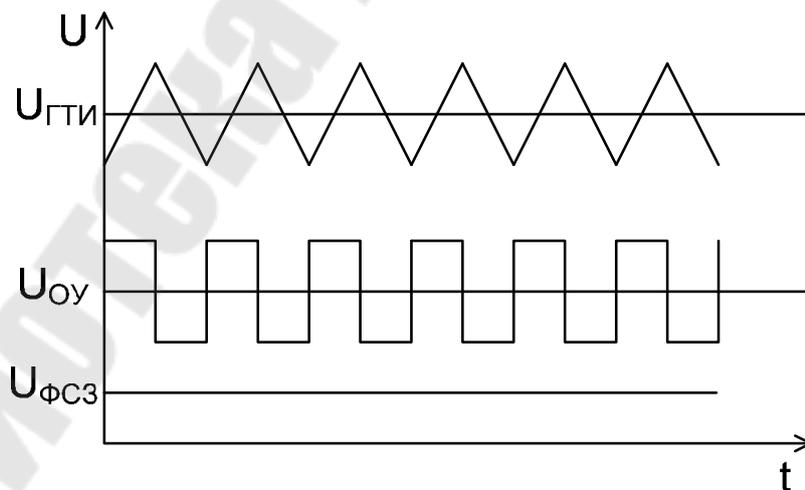


Рис. 3.36. Временные диаграммы, поясняющие способ дифференцирования напряжения треугольной формы

3.5.4 Измерительные цепи для электромагнитных датчиков расхода

В электромагнитных датчиках расхода для защиты от внешних полей применяют экранирование входных усилителей и цепей. Для защиты от емкостных помех уменьшают индуктивность катушек индуктора. Кроме того, применяют разделительные трансформаторы для питания индуктора и измерительной схемы. Для борьбы с трансформаторными помехами используют специальные компенсационные петли, в которых наводятся трансформаторные ЭДС, и которые включаются последовательно с входными сигналами. При этом происходит компенсация квадратурной составляющей. Кроме того, используется фазочувствительное выпрямление, в результате которого среднее значение квадратурной помехи на выходе ФЧВ равно нулю.

Основными требованиями, предъявляемыми к входному усилителю электромагнитного датчика расхода, относятся [9, 12]:

- 1) входной усилитель должен иметь симметричный вход;
- 2) входные сопротивления усилителя по синфазной составляющей должны быть много меньше сопротивления среды;
- 3) входное дифференциальное сопротивление должно быть много больше внутреннего сопротивления датчика.

При проектировании индуктора следует учитывать потери в стали и меди согласно эквивалентной схеме рис. 3.37.

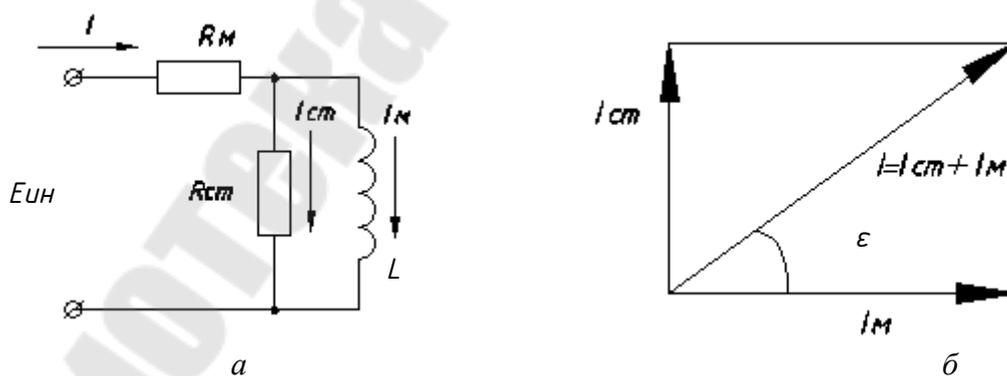


Рис. 3.37. Эквивалентная схема индуктора (а) и векторная диаграмма (б): R_m – активное сопротивление меди, $R_{ст}$ – потери в стали индуктора, L – индуктивность индуктора; $E_{ин}$ – ЭДС индуктора.

Ток I_M , создающий магнитный поток Φ , не совпадает с током индуктора I из-за наличия тока потерь в стали I_{cm} [12]. Данные потери всегда присутствуют при питании индуктора переменным напряжением. Это обстоятельство, наряду с наличием трансформаторной и поляризационных ЭДС, осложняет выделение полезной составляющей выходного сигнала электромагнитного датчика расхода. Полезный сигнал $E_{пол}$ находится в фазе с потоком Φ и с током I_M , и именно к ним необходимо привязываться для выделения полезного сигнала. Часто для этого используется дополнительная «опорная» обмотка $w_{он}$, располагаемая на индукторе (см. рис. 3.38).

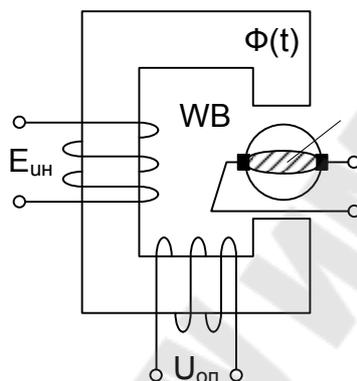


Рис. 3.38. Размещение дополнительной обмотки $w_{он}$ на индукторе.

Напряжение $U_{он}$ на дополнительной обмотке $w_{он}$ имеет вид:

$$U_{он} = k_{он} \frac{d\Phi(t)}{dt} = k_{он} \Phi_m \omega \cos \omega t,$$

где $k_{он}$ – коэффициент пропорциональности, определяемый конструктивными данными обмотки $w_{он}$ (числом витков и эффективной площадью).

При питании индуктора переменным напряжением частотой 25 Гц напряжения $U_{он}$ и $E_{мп}$, определяемое по формуле (1.6), синфазны, а напряжение $E_{пол}$, определяемое по формуле (1.5) – сдвинуто относительно опорного на 90° . Емкостная помеха U_N имеет сетевую частоту (50 Гц), поляризационная ЭДС $E_{поляр}$ представляет собой сигнал постоянного тока.

Функциональная схема расходомера на основе электромагнитного датчика показана на рис. 3.39, а временные диаграммы – на рис. 3.40

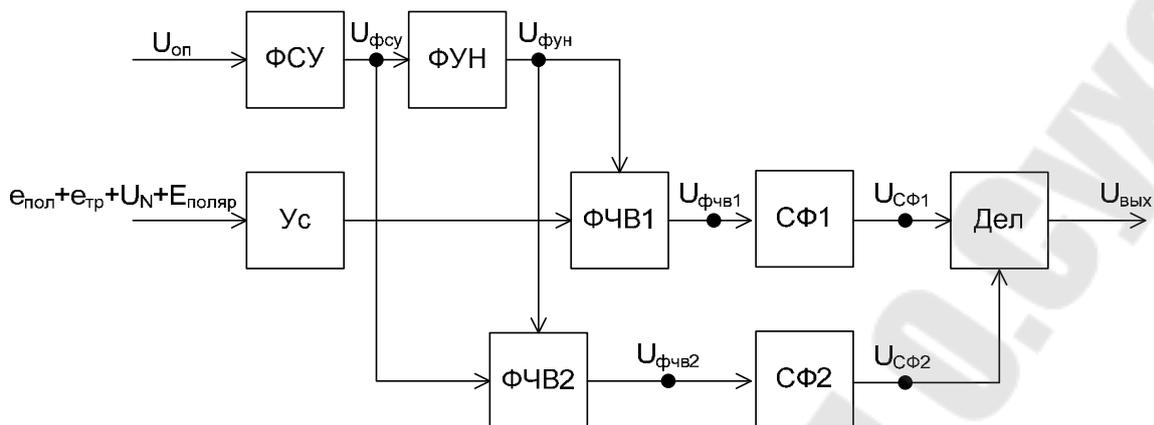


Рис. 3.39. Функциональная схема расходомера на основе электромагнитного датчика: Ус – усилитель напряжения, снимаемого с электродов электромагнитного датчика; ФСУ – фазосдвигающее устройство, служащее для сдвига фазы опорного напряжения $U_{оп}$ на 90° ; ФУН – формирователь управляющего напряжения, формирующий прямоугольные импульсы, фронты которых совпадают с моментами перехода через ноль входного напряжения; ФЧВ1,2 – фазочувствительные выпрямители; СФ1,2 – сглаживающие фильтры; Дел – делитель напряжения $U_{сф1}$ на $U_{сф2}$.

Если в качестве фазосдвигающего устройства использован интегратор напряжения, выходное напряжение на выходе ФСУ имеет вид:

$$U_{фсу} = \frac{1}{RC} \int U_{оп} dt = \frac{1}{RC} \int k_{он} \Phi_m \omega \cos \omega t dt = \frac{k_{он} \Phi_m}{RC} \sin \omega t.$$

Среднее значение напряжения на выходе ФЧВ1, сглаженное фильтром СФ1, будет иметь вид:

$$U_{сф1} = \frac{v l}{s} k_{ус} k_{фчв1} \Phi,$$

где $U_{сф1}$ – среднее значение напряжения на выходе ФЧВ1;
 Φ – среднее значение магнитного потока;
 $k_{ус}$ – коэффициент усиления входного усилителя;
 $k_{фчв1}$ – коэффициент передачи ФЧВ1.

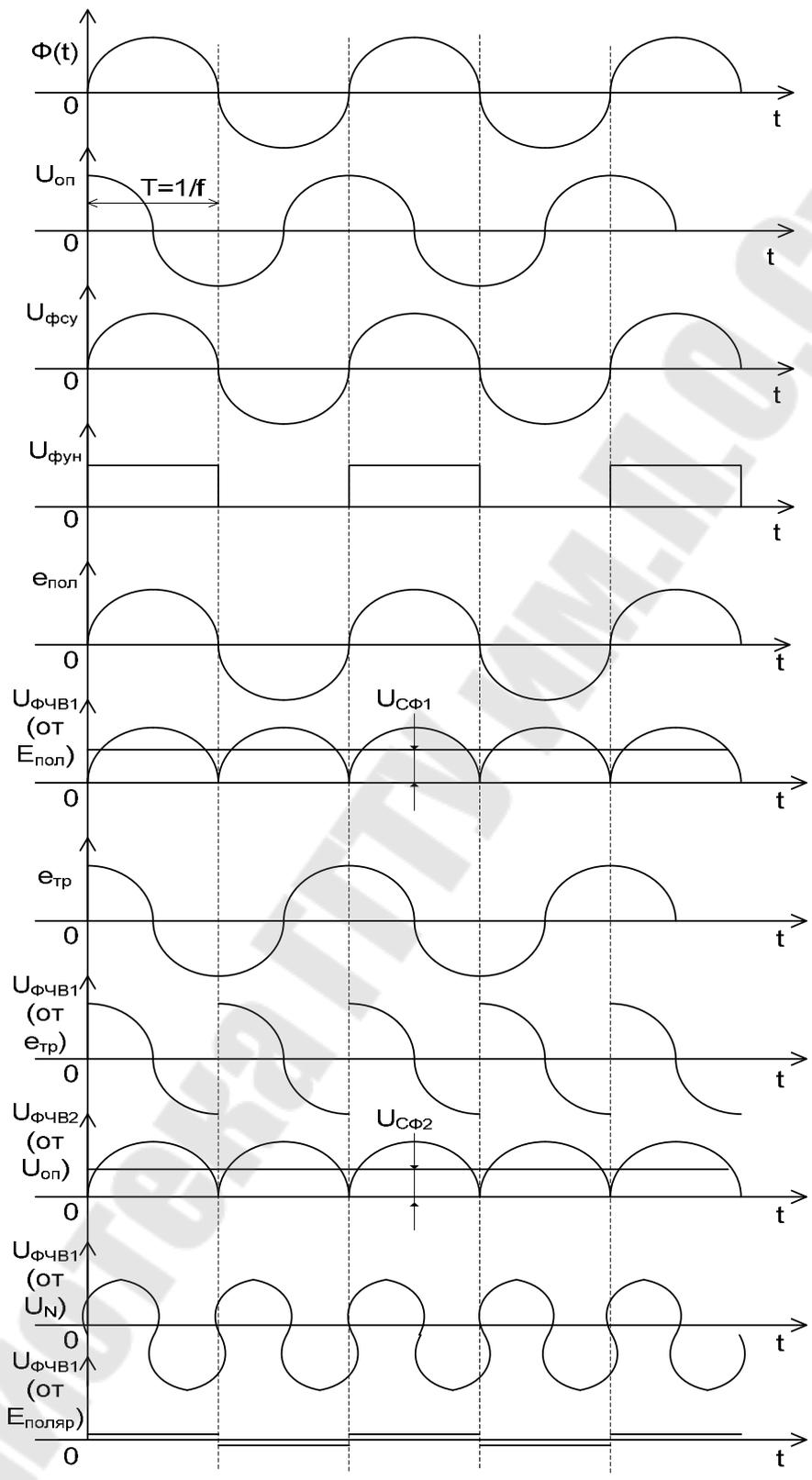


Рис. 3.40. Временные диаграммы, поясняющие работу функциональной схема расходомера

Отметим, что ФЧВ1 подавляет трансформаторную ЭДС $E_{тр}$, емкостную помеху U_N и поляризационную ЭДС $E_{поляр}$.

Среднее значение напряжения на выходе ФЧВ2, сглаженное фильтром СФ2:

$$U_{СФ2} = \frac{k_{он} k_{ФЧВ2} \Phi}{RC},$$

где $U_{СФ2}$ – среднее значение напряжения на выходе ФЧВ2;
 $k_{ФЧВ2}$ – коэффициент передачи ФЧВ2.

На выходе делителя будет напряжение, пропорциональное частотному от деления $U_{СФ1}$ на $U_{СФ2}$:

$$U_{вых} = k_{дел} \frac{\nu l k_{ус} k_{ФЧВ1} \Phi}{s k_{он} k_{ФЧВ2} \Phi} = \frac{\nu l k_{дел} k_{ус} k_{ФЧВ1}}{s k_{он} k_{ФЧВ2}} = \frac{4Q k_{дел} k_{ус} k_{ФЧВ1}}{\pi l s k_{он} k_{ФЧВ2}}.$$

Выходное напряжение пропорционально расходу Q и не зависит от значения магнитного потока Φ и частоты напряжения питания индуктора.

Схемные реализации измерительных цепей для электромагнитных датчиков расхода, реализованные в составе серийно выпускаемых расходомеров, приведены в [12].

4 Проектирование микроконтроллерных модулей

Проектирование микроконтроллерного устройства (МКУ) рекомендуется начинать с аппаратной части. Необходимо выбрать схему включения микроконтроллера, разработать схемы ввода сигналов от датчиков, подключения элементов индикации и управления, сопряжения с интерфейсом. Затем следует разработать блок-схемы алгоритмов программ и написать их на языке Ассемблера.

4.1 Схемы подключения микроконтроллера

Для работы микроконтроллеров семейства MCS-51 необходимо:

- 1) подключить времязадающую цепь для работы внутреннего тактового генератора;
- 2) обеспечить сброс при включении электропитания;
- 3) подключить память программ (внутреннюю или внешнюю).

На рис. 4.1 приведена типовая схема подключения микроконтроллера KM1816BE751, имеющего внутреннюю память программ объемом 4 Кбайт.

Для обеспечения генерации тактовой частоты f_{CLK} к выводам XTAL1 и XTAL2 подключен кварцевый резонатор ZQ1. Частота резонатора f_{ZQ} выбирается из условия $f_{ZQ} = f_{CLK}$ и должна быть в диапазоне 4...12 МГц [28]. Конденсаторы C2, C3 служат для обеспечения запуска внутреннего генератора. Цепочка C1, R1 обеспечивает сброс МК при подаче электропитания. С помощью кнопки SB1, расположенной на пульте управления, сброс МК может выполнить оператор в любой момент времени. На вывод EA подан высокий уровень, что разрешает работу внутренней памяти программ. Конденсатор C4 служит для фильтрации высокочастотных помех, возникающих на выводах источника питания при работе микросхемы.

К выводам порта P0 присоединены «подтягивающие» резисторы R2-R9, которые обеспечивают ток для входов микросхем ТТЛ, подключенных к этому порту, при высоком логическом уровне, когда все линии P0 находятся в z-состоянии. Порты P1, P2, P3 имеют внутренние «подтягивающие» резисторы.

На рис. 4.2 приведена типовая схема подключения МК KP1830BE31, не имеющего внутренней памяти программ. Микросхема DD3 выполняет функции внешней памяти программ объемом 2 Кбайт. Регистр DD2 служит для запоминания (фиксации) младшего

байта адреса ячейки памяти. На вывод EA подан низкий уровень для разрешения работы внешней памяти программ. Порт P0 в этой схеме включения работает в динамическом режиме, поэтому «подтягивающие» резисторы на его выводах не нужны [22].

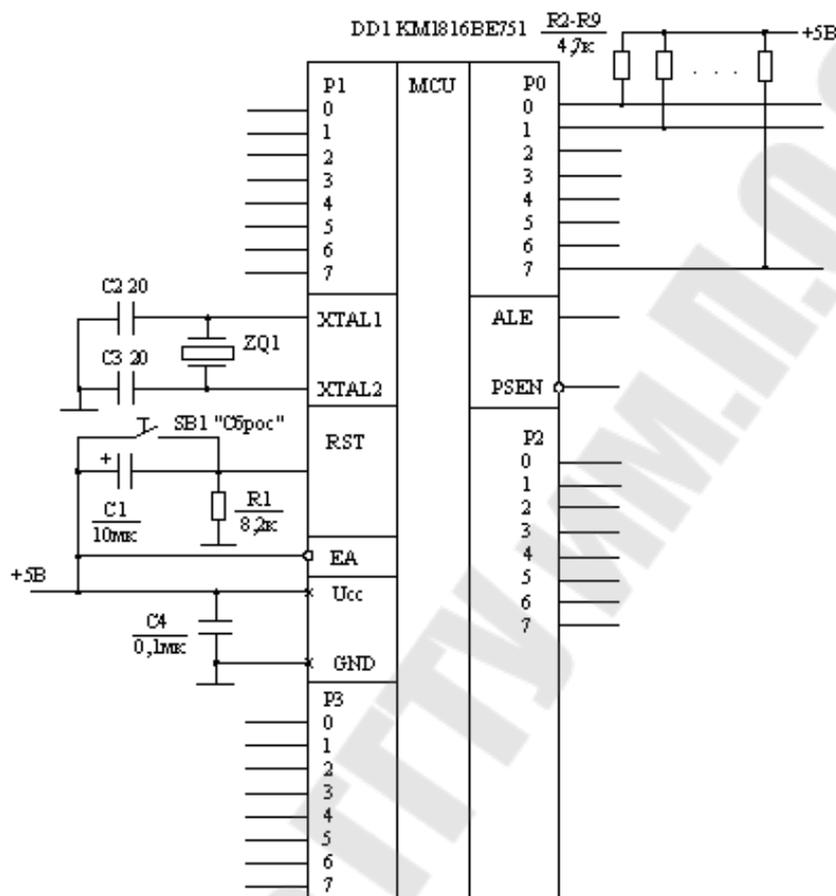


Рис. 4.1. Схема подключения микроконтроллера с внутренней памятью программ

4.2 Расширение возможностей микроконтроллера по вводу-выводу

При разработке МКУ часто возникает необходимость увеличения количества линий ввода-вывода микроконтроллера. Наиболее часто для этих целей используются параллельные регистры микросхем ТТЛ-серий КР1533 и К555, например, КР1533ИР33, К555ИР22, К555ИР23, КР1533ИР37. Обычно регистры подключаются к порту P0 микроконтроллера, который имеет в 2 раза большую нагрузочную способность, чем порты P1, P2 и P3, а также больше функциональных

возможностей [22, 28]. Способ подключения регистров к порту P0 определяется режимом его работы. Порт P0 может работать в одном из двух режимов: статическом и динамическом. При работе в статическом режиме его выходы могут быть в одном из двух состояний: низкого или высокого уровня ТТЛ. В динамическом режиме его выходы могут иметь еще третье или z-состояние. В статическом режиме порт P0 может работать только в МК, имеющих внутреннюю память программ. В динамическом режиме порт P0 работает в МК с внешней памятью программ или внешней памятью данных.

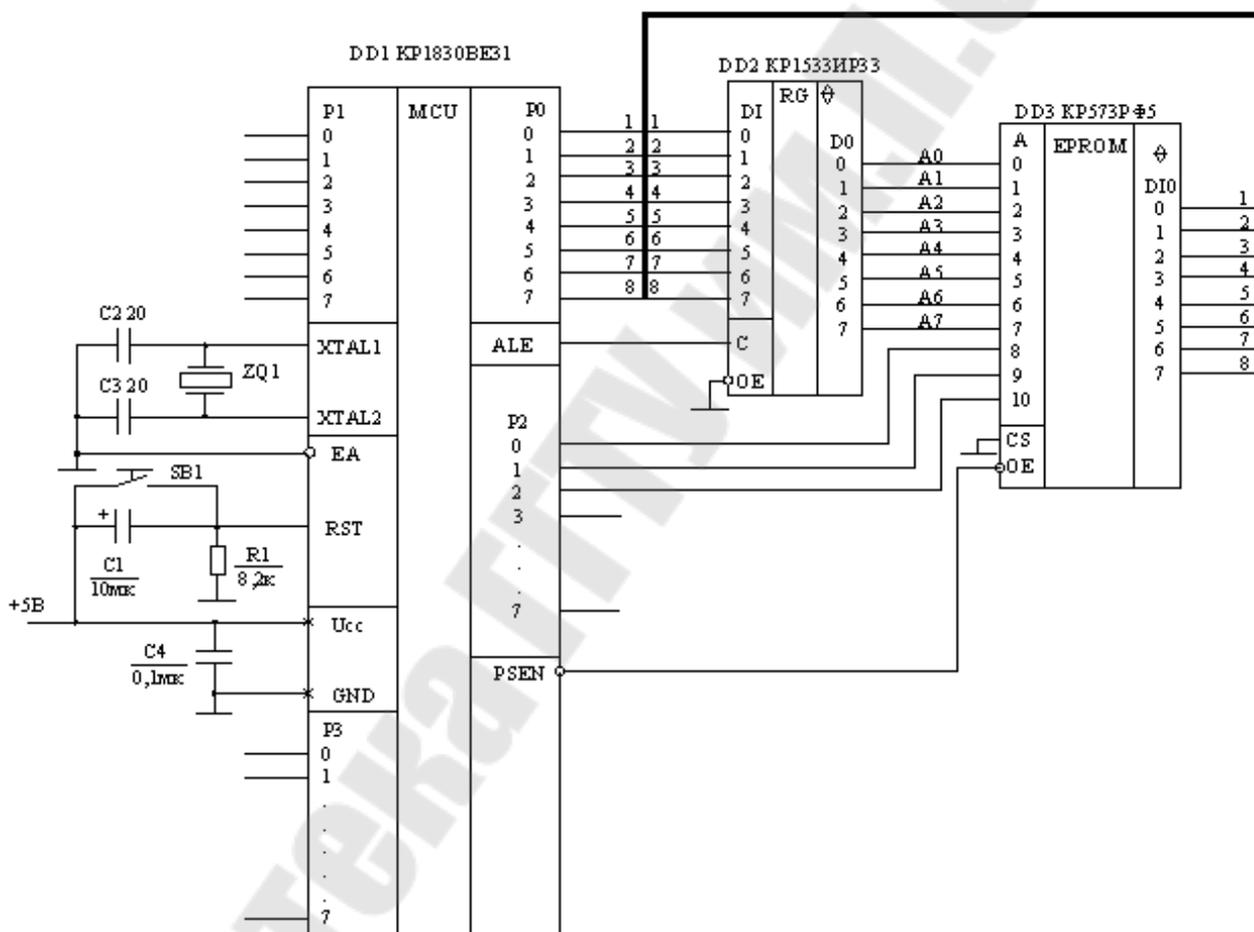


Рис. 4.2. Схема подключения микроконтроллера с внешней памятью программ

На рис. 4.3 приведена схема подключения регистров KP1533ИР33 к МК с целью увеличения количества линий ввода-вывода. МК в этой схеме использует внутреннюю память программ. При этом порт P0 работает в статическом режиме, что требует «подтягивающих» рези-

сторов на его выводах. Управление регистрами производится от порта P2.

Регистр DD2 осуществляет вывод данных из МК, т.е. он выполняет функцию порта вывода в МКС. При сигнале C=1 триггеры регистра открыты («прозрачны») и информация с входов DI поступает на выходы DO, т.е. выполняется вывод данных из МК через порт P0 на внешние устройства системы. При C=0 входы триггеров регистра DD2 закрываются, а информация на выходах DO запоминается (триггеры «защелкиваются»). Для исключения z-состояния выходов DO регистра на вывод OE подается низкий уровень.

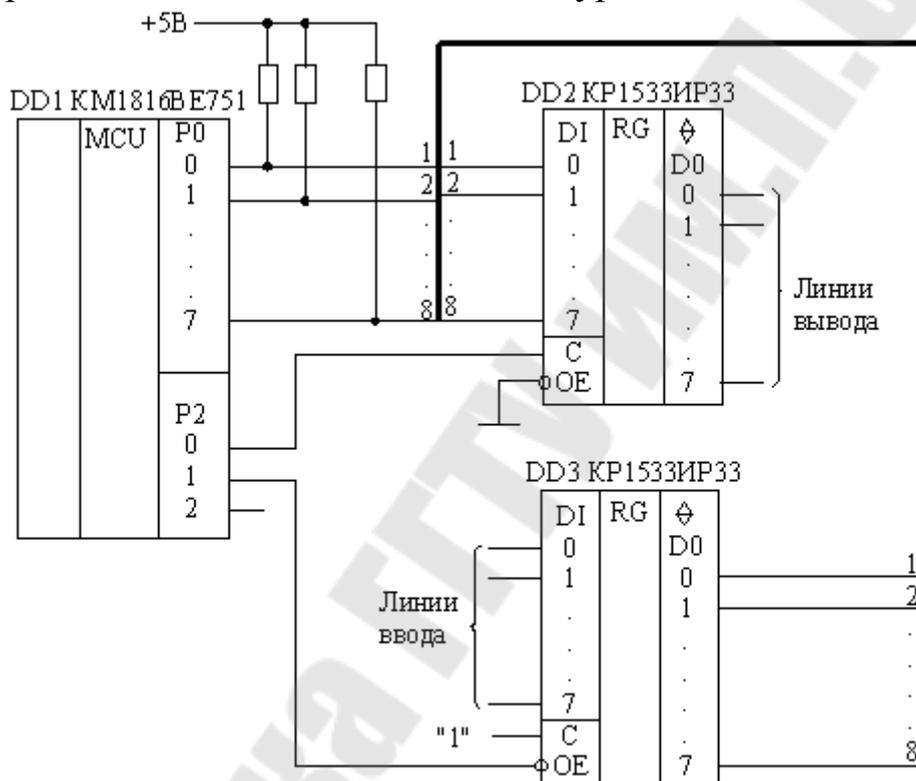


Рис. 4.3. Увеличение линий ввода-вывода МК при статическом режиме работы порта P0

Регистр DD3 осуществляет ввод данных из внешних устройств в МК через порт P0, т.е. он выполняет функцию порта ввода в МКС. На его управляющем входе С постоянно присутствует высокий уровень, поэтому триггеры регистра открыты и принимают информацию с линий ввода. Однако на выходы DO регистра информация поступает через выходные буферы, которые управляются сигналом на выводе OE. При OE=1 выходные буферы DD3 находятся в z-состоянии (закрываются), и выходы DO оказываются отключенными от выводов порта P0 мик-

роконтроллера. Для передачи информации из триггеров DD3 необходимо на OE подать низкий уровень, который откроет выходные буферы регистра.

После сброса МК, например, при включении электропитания, все порты МК настроены на ввод, при этом на их выводах будут высокие уровни (логические 1). Следовательно, в схеме на рис. 4.3 на выходах DD2 будут также логические 1, а выходы DD3 будут в z-состоянии. Обычно в начальном состоянии (после сброса) на линии вывода портов МК выводятся логические нули. Для этого в программу инициализации МК следует включить команды:

```
MOV P0,#0 ; Вывод нулей в порт P0 и на выходы DD2
CLR P2.0 ; Запоминание данных в DD2 (защелкивание
триггеров)
```

Для вывода данных, например, из аккумулятора МК в регистр DD2 используются следующие команды:

```
MOV P0,A ; Вывод в P0
SETB P2.0 ; Открыть триггеры DD2 (вывод в порт DD2)
CLR P2.0 ; Запоминание данных в DD2
```

Ввод данных, например, в аккумулятор из регистра DD3 можно выполнить командами:

```
MOV P0,#0FFH ; Настроить порт P0 на ввод
CLR P2.1 ; Открыть выходные буферы DD3
MOV A,P0 ; Пересылка данных из P0 в аккумулятор
SETB P2.1 ; Закрыть выходные буферы DD3 (отключить
; выходы DD3 от порта P0)
```

Другой метод подключения регистров для увеличения количества линий ввода-вывода заключается в том, что они адресуются как ячейки внешней памяти данных, доступ к которым осуществляется по командам MOVX.

На рис. 4.4 приведена схема увеличения количества линий ввода-вывода МК при работе порта P0 в динамическом режиме. Регистр DD3 служит портом вывода, с программной точки зрения – это ячейка внешней памяти данных, доступная только для записи. Регистр DD4 служит портом ввода, программно – это ячейка внешней памяти данных, доступная только для чтения. Регистр DD2 служит для запоминания адреса ячеек внешней памяти данных, в данном случае портов ввода-вывода. С его выходов снимаются сигналы разрядов A0, A1, ...,

A7 адреса. Если МК использует внешнюю память программ, то этот регистр уже имеется в схеме, он используется для запоминания младшего байта адреса ячеек памяти (микросхема DD2 на рис. 4.2). Если же МК работает с внутренней памятью программ, то этот регистр применяется дополнительно.

При выполнении команды записи во внешнюю память данных
MOVX @Ri,A

автоматически на выводе P3.6 микроконтроллера вырабатывается управляющий сигнал (строб) записи WR. Здесь обозначено Ri – это регистры R0 или R1, их содержимое определяет адрес ячейки внешней памяти данных.

При выполнении команды чтения из внешней памяти данных
MOVX A,@Ri

автоматически на выводе P3.7 микроконтроллера вырабатывается управляющий сигнал (строб) чтения RD. Здесь также Ri – это регистры R0 или R1, содержимое которых определяет адрес ячейки памяти.

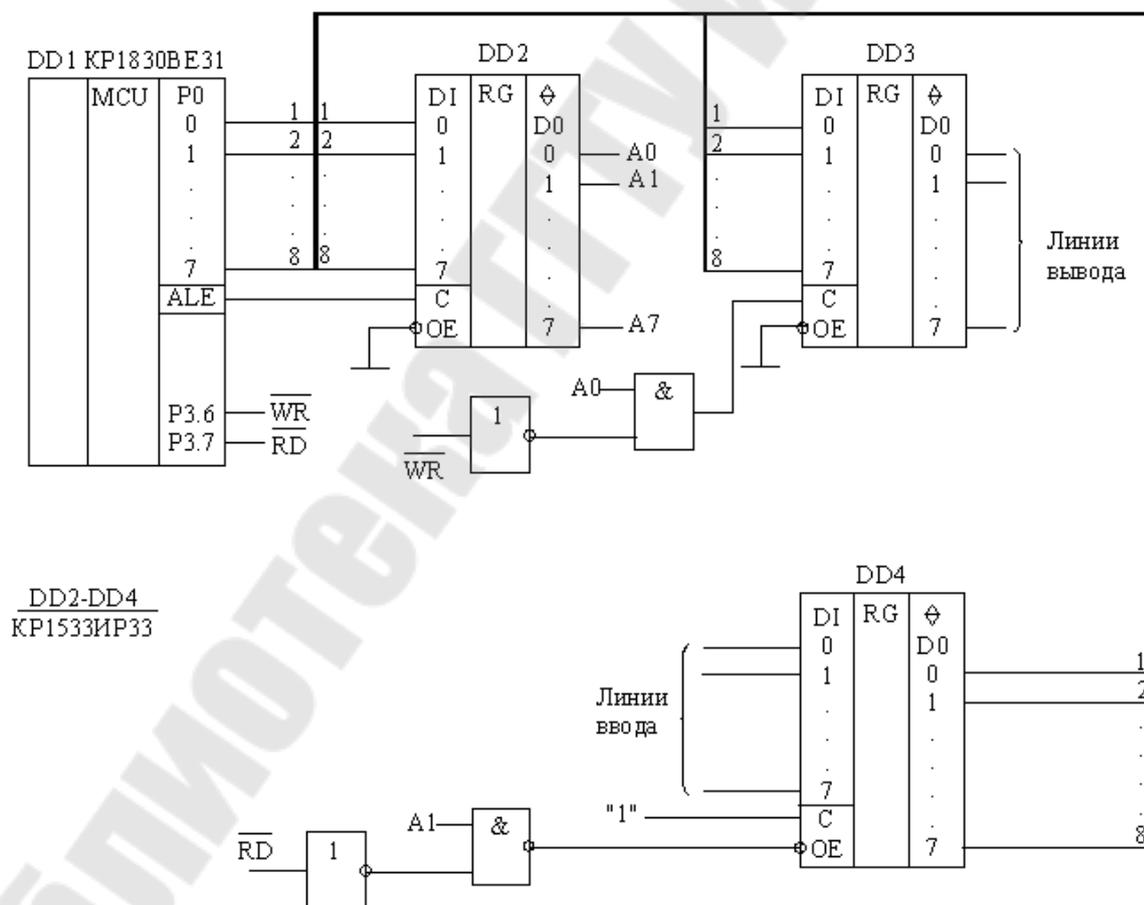


Рис. 4.4. Увеличение количества линий ввода-вывода МК при динамическом режиме работы порта P0

Для схемы на рис. 4.4 адрес регистра DD3 (порта вывода) как ячейки внешней памяти данных будет 00000001B = 01H, а адрес регистра DD4 (порта ввода) будет 00000010B = 02H.

После сброса МК, например, при включении электропитания на выводе OE микросхемы DD4 будет высокий уровень, поэтому выходные буферы регистра находятся в z-состоянии и выходы DD4 отключены от линий порта P0. На выводе S микросхемы DD3 будет низкий уровень и триггеры регистра закрыты. Однако на выходах DO регистра после включения питания могут быть случайные значения, поэтому в программе инициализации МКС следует вывести в DD3 нули.

Для вывода данных из МК в регистр DD3 (порт вывода) можно использовать следующие команды:

```
MOV R0,#01H ; Адрес DD3
```

```
MOVX @R0,A ; Вывод в порт DD3 из аккумулятора
```

Для ввода данных в МК из регистра DD4 можно использовать команды:

```
MOV R0,#02H ; Адрес DD4
```

```
MOVX A,@R0 ; Ввод из порта DD4 в аккумулятор
```

4.3 Схемы ввода цифровых и аналоговых сигналов

Реализация схем ввода сигналов от датчиков МКУ зависит от их количества, а также типа выбранного АЦП. При разработке схемы подключения АЦП следует учитывать разрядность кода и возможность управления выходными буферами микросхемы.

На рис. 4.5 приведена функциональная схема ввода цифровых и аналоговых сигналов при использовании АЦП типа К1113ПВ1.

Микросхема DA1 KP590KH3 является коммутатором аналоговых входных сигналов U1–U4. Переключение входных каналов коммутатора выполняется цифровыми сигналами уровней ТТЛ, подаваемых на адресные входы A1 и A0. Таблица истинности коммутатора имеет вид:

A1	A0	Соединение
0	0	Y=X1
0	1	Y=X2
1	0	Y=X3
1	1	Y=X4

Операционный усилитель DA2 включен по схеме повторителя и служит для устранения влияния низкоомного входа АЦП на коммутатор.

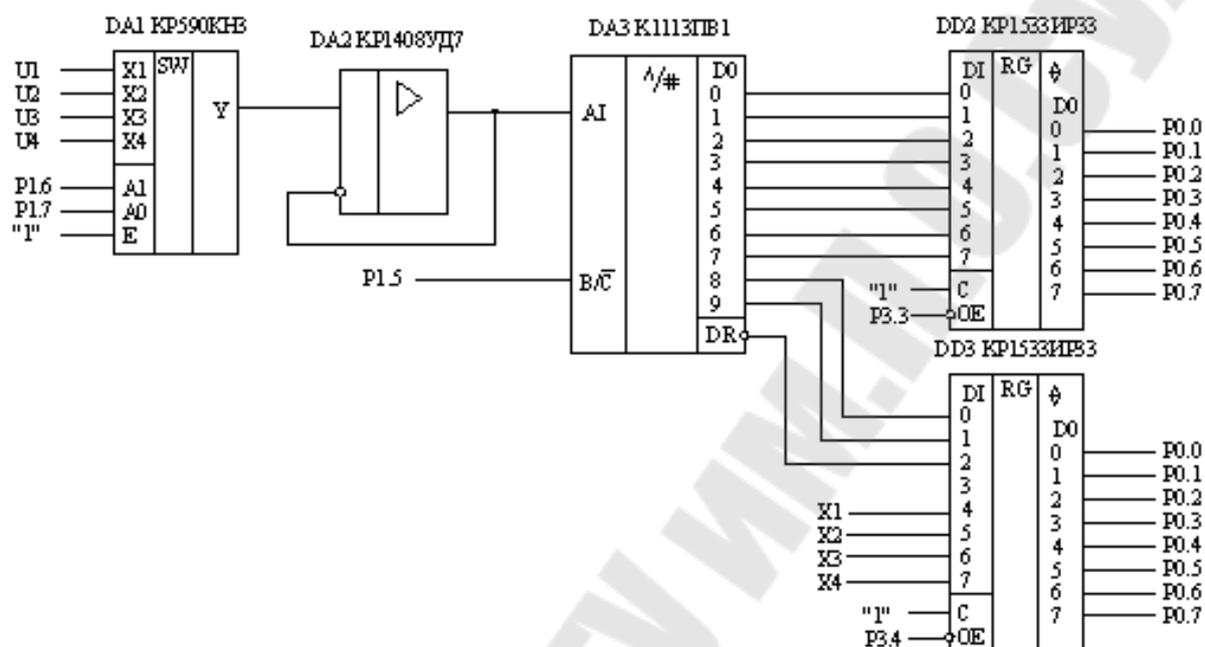


Рис. 4.5. Схема ввода цифровых и аналоговых сигналов с использованием АЦП К1113ПВ1

Особенностью микросхемы К1113ПВ1 является то, что в ней отсутствует возможность управления выходными буферами выдачи цифрового кода [29]. После запуска АЦП выходы буферов будут в z-состоянии. Когда преобразование закончится (сигнал на выводе \overline{DR} станет равным 0), выходы буферов переходят в активный режим и на выводах D0-D9 появится цифровой код, который будет неизменным до нового запуска АЦП. В схеме на рис. 4.5 разряды D0-D7 выходного кода АЦП подаются на входы буферного регистра DD2, а два старших разряда D8, D9 – на входы регистра DD3. Сигнал готовности данных \overline{DR} АЦП и цифровые входные сигналы X1-X4 подаются на входы DD3. Выходы регистров DD2 и DD3 соединены с выводами порта P0 МК. Управление выходными буферами регистров осуществляется от линий P3.3 и P3.4. При P3.3=1, P3.4=1 выходы регистров DD2, DD3 находятся в z-состоянии и они отключены от выводов порта P0. Запуск АЦП выполняется сигналом от линии P1.5. Переключе-

ние каналов коммутатора производят сигналы с линий P1.6, P1.7 микроконтроллера.

На рис. 4.6 приведена функциональная схема ввода аналоговых сигналов при использовании в качестве АЦП микросхемы К1108ПВ1. У нее имеется возможность управлять выходными буферами с помощью сигнала на выводе \overline{ERD} . При $\overline{ERD}=1$ выходы буферов будут в z-состоянии, при $\overline{ERD}=0$ буферы переходят в активный режим и выдают код АЦП.

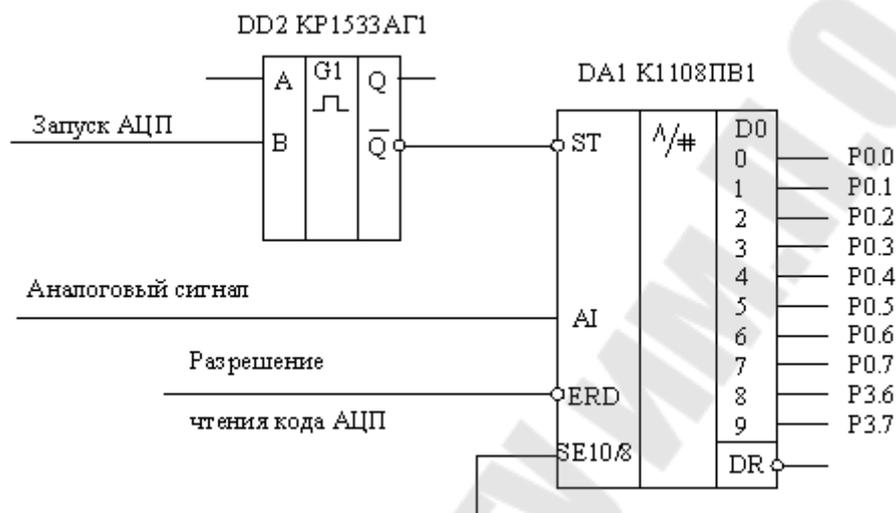


Рис. 4.6. Схема ввода аналоговых сигналов с использованием АЦП К1108ПВ1

В схеме на рис. 4.6 младшие разряды D0-D7 АЦП непосредственно подключены к выводам P0.0-P0.7 МК, а старшие D8, D9 – к выводам P3.6, P3.7. Максимальное время преобразования АЦП К1108ПВ1 составляет 0,9 мкс [29]. Время же выполнения самых коротких команд МК семейства MCS-51 равно 1 мкс при тактовой частоте $f_{CLK}=12$ МГц [22]. Поэтому сигнал готовности \overline{DR} можно не использовать, а сразу же считывать код АЦП после его запуска. Микросхема DD1 К1533АГ1 формирует короткий импульс, необходимый для надежного запуска АЦП.

На практике часто с целью упрощения схем применяется неполное использование выходного кода АЦП. Рассмотрим это на примере 10-разрядного АЦП К1113ПВ1. Возможны 2 варианта снятия 8-разрядного кода. На рис. 4.7,а приведена схема получения 8-разрядного выходного кода при использовании младших разрядов D0-D7 АЦП. Максимальное значение напряжения на входе АЦП, которое будет считываться МКУ, составит 2,56 В, а погрешность преоб-

разования, определяемая единицей младшего разряда кода, не превышает 10 мВ. Диапазон значений выходного кода: 00H...FFH.

В схеме на рис. 4.7,б используются старшие разряды кода АЦП D2-D9. Максимальное значение напряжения на входе АЦП, которое будет считываться МКУ, составит 10,24 В, как и при 10-разрядном использовании АЦП. Диапазон значений выходного кода: 00H...FFH. Однако, погрешность преобразования АЦП, определяемая единицей младшего разряда кода, в этой схеме включения составляет 40 мВ, так как младшие разряды D1,D0 не используются. Если такая погрешность допустима для проектируемой системы, то схема включения по рис. 4.7,б является предпочтительной, так как не уменьшает величину максимального входного напряжения АЦП, и обеспечивают лучшую помехозащищенность системы.

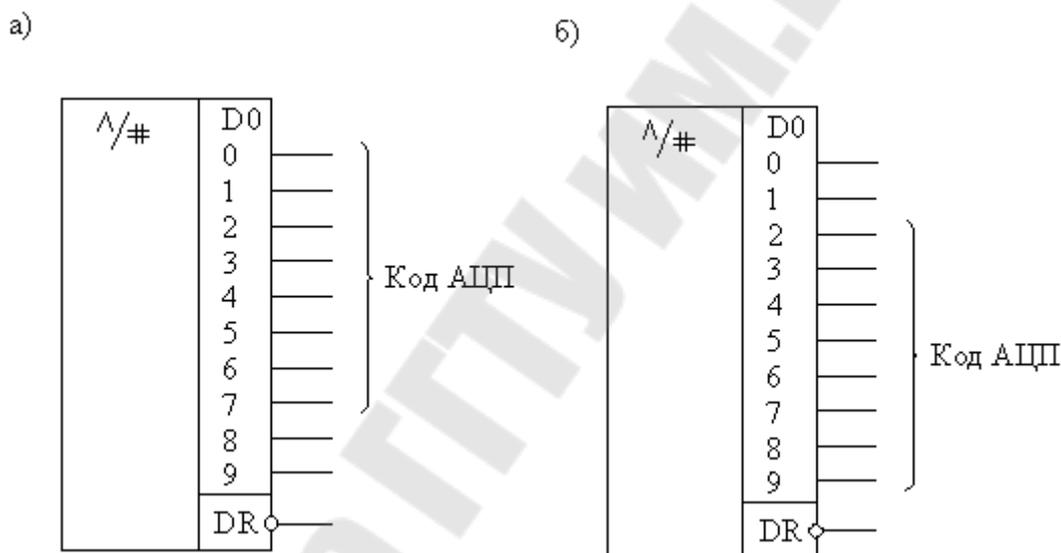


Рис. 4.7. Схемы неполного подключения АЦП К1113ПВ1

4.4 Схемы вывода управляющих сигналов

Часто в МКУ необходимо сформировать управляющие сигналы, которые поступают на исполнительные устройства. Управляющие сигналы – это обычно напряжения ТТЛ-уровней, которые снимаются с портов МК. Однако следует учитывать, что нагрузочная способность портов P1, P2, P3 мала: $I_{вых}^0 \leq 1,6 \text{ мА}$, $I_{вых}^1 \leq 40 \text{ мкА}$ [22]. Емкость нагрузки не должна превышать 150 пФ. Для увеличения нагрузочной способности линий портов МК следует использовать усилительные элементы. Это обычно микросхемы, имеющие выходы с открытым коллектором.

На рис. 4.8 приведены схемы формирования управляющих сигналов МКУ. В схеме на рис. 4.8,а используется повторитель К155ЛП9.

При сигнале на входе уровня логической 1 на выходе будет также 1. В схеме на рис. 4.8,б используется инвертор К155ЛН3. При сигнале на входе уровня логической 1 на выходе будет логический 0, т.е. такая схема требует инверсных входных сигналов для управления.

В некоторых случаях, при значительном расстоянии исполнительного устройства от МКУ, а также исключения влияния помех от наводок на соединительные провода, необходимо гальваническое разделение цепей МК и управляющих сигналов. На рис. 4.8,в приведена схема формирования управляющего сигнала с гальванической развязкой на транзисторной оптопаре АОТ128А. Следует иметь в виду, что источник питания $+U_{п1}$, $-U_{п1}$ должен быть гальванически не связан с источником +5 В питания МК.

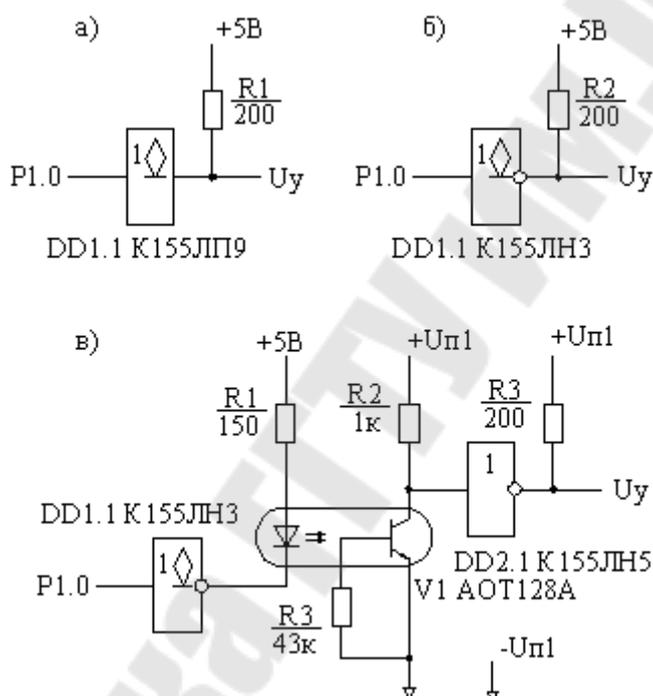


Рис. 4.8. Схемы вывода управляющих сигналов

4.5 Схемы подключения светодиодных индикаторов

В МКУ часто имеются светодиоды для индикации значений различных сигналов. На рис. 4.9 приведены два варианта схем подключения светодиодов индикации. В схеме на рис. 4.9,а для управления светодиодами используются мощные инверторы с открытым коллектором К155ЛН3. Светодиод загорается при поступлении логической 1 на соответствующий вход регистра DD5. Управление регистрами осуществляется по входу С. Если $C = 1$, то триггеры регистра «про-

зрачны», и их выходы повторяют сигналы на входах. При $C = 0$ триггеры «защелкиваются», т.е. запоминают состояния входов в этот момент. После этого сигналы на входах регистра DD5 могут иметь произвольное значение. Это обстоятельство позволяет использовать порт P0 для выполнения других функций, например, для ввода данных из АЦП.

Регистр КР1533ИР33 имеет довольно мощные выходы: ток низкого логического уровня $I^0_{вых} \leq 20$ мА, а ток высокого уровня $I^1_{вых} \leq 100$ мкА [24, 34]. Поэтому можно непосредственно управлять светодиодами без использования инверторов, как показано на рис.4.9,б. Светодиоды будут гореть при низком уровне на выходах регистра. Поэтому на входы регистра необходимо подавать также сигналы низкого уровня, т.е. логические 0. Таким образом, схема на рис. 4.9,б требует для управления светодиодами инверсных сигналов, которые должен выдавать порт P0.

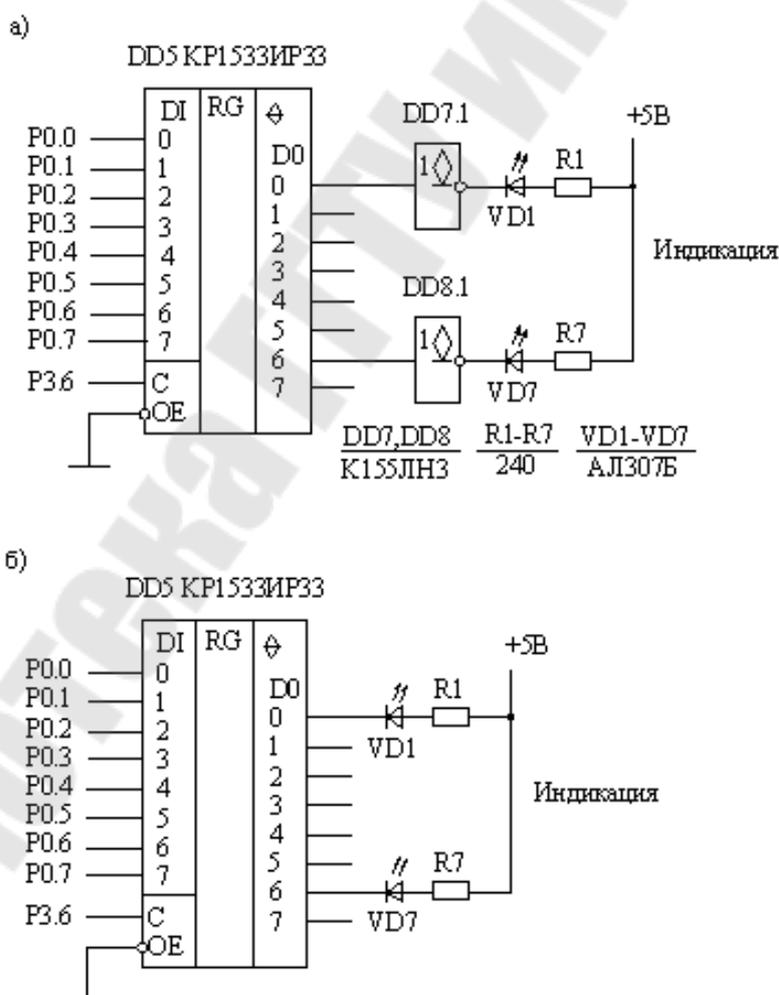


Рис. 4.9. Схемы подключения светодиодов индикации

4.6 Схемы подключения линейного дисплея и клавиатуры

Семисегментные индикаторы (ССИ) широко используются для отображения цифровой и буквенной информации. Семь отображающих элементов ССИ позволяют высвечивать десятичные и шестнадцатеричные цифры, некоторые буквы русского и латинского алфавитов, а также некоторые специальные знаки. Наиболее распространены индикаторы: светодиодные (СДИ), вакуумно-люминесцентные (ВЛИ), жидкокристаллические (ЖКИ), вакуумно-накаливаемые (ИН).

Преобразование двоичных позиционных кодов в семисегментные для ССИ может осуществляться либо программно, либо аппаратно с использованием преобразователей кодов.

Для отображения многосимвольной индикации используются линейные (однострочные) дисплеи. Такие дисплеи представляют собой «линейку», смонтированную из отдельных ССИ. Число знакомест (позиций или разрядов) дисплея определяется в соответствии с требованиями к МКУ.

Существует два способа организации МК с линейными дисплеями: статический и динамический [28].

Первый требует наличия на входах каждого индикатора специальных буферных регистров для хранения кодов выводимых символов. Естественно, что с увеличением разрядности дисплея возрастает число дополнительных микросхем, а, следовательно, и стоимости МКУ.

Второй способ (динамический) основан на том, что любой световой индикатор является инерционным прибором, а человеческому глазу отображаемая на дисплее информация, если ее обновлять с частотой не менее 20 раз в секунду, представляется неизменной. Динамический способ вывода информации на дисплей требует значительно меньших аппаратных затрат, но более сложного программного обеспечения.

Выбор способа управления дисплеем определяется также и видом применяемых ССИ. Так, статический способ управления может применяться с любыми индикаторами: СДИ, ВЛИ, ЖКИ, ИН. Динамический же – только для СДИ и ВЛИ, так индикаторы ЖКИ и ИН являются очень инерционными приборам и не допускают переключения с частотой более нескольких десятков герц.

На рис. 4.10 приведена схема подключения четырехразрядного дисплея на СДИ при статическом управлении. Дисплей предназначен

для отображения только десятичных цифр, поэтому в качестве преобразователей двоичного кода в семисегментный используются дешифраторы КР514ИД2. Индикаторы АЛС333Б имеют отдельные катоды [8]. Индикатор НГ1 отображает младшую десятичную цифру, а НГ4 – старшую. Для высвечивания запятой сегмент h индикатора НГ3 соединен через резистор R22 с общим проводом. Микросхема DD6 является буферным регистром для хранения кодов, выводимых на индикаторы НГ1 и НГ2 с порта P0. Коды для индикаторов НГ3 и НГ4 непосредственно снимаются с порта P2.

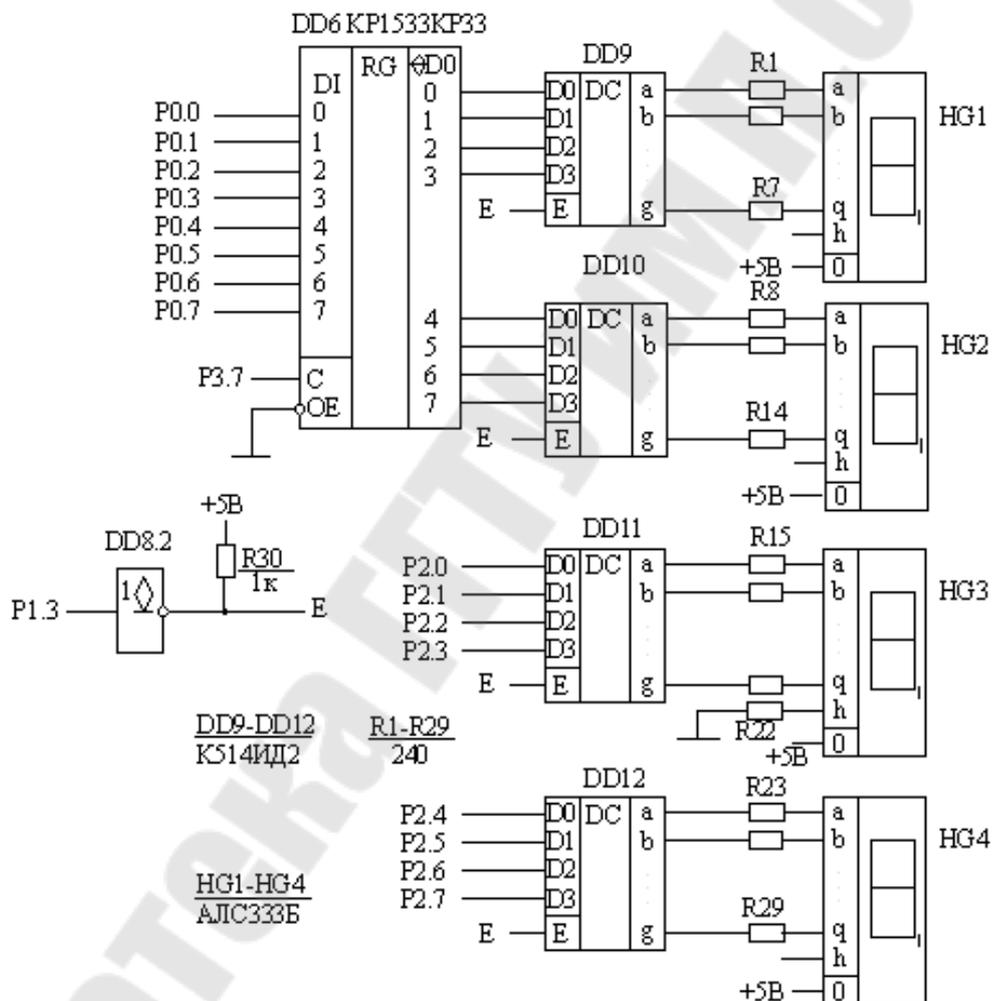


Рис. 4.10. Схема подключения семисегментных светодиодных индикаторов при статическом управлении дисплеем

Вакуумно-люминесцентные индикаторы работают при напряжениях 10...30В и токах сегментов до десятков миллиампер.

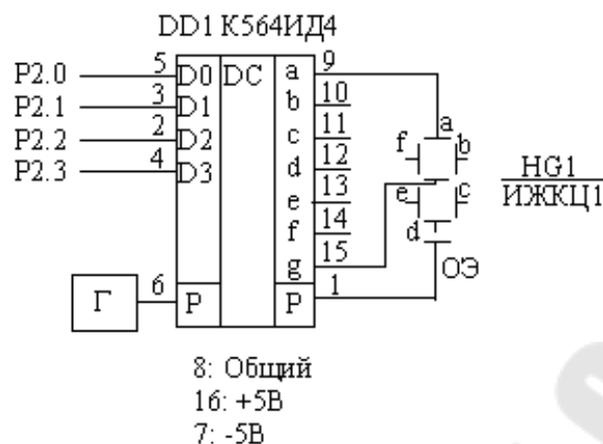


Рис. 4.12. Схема управления ЖКИ

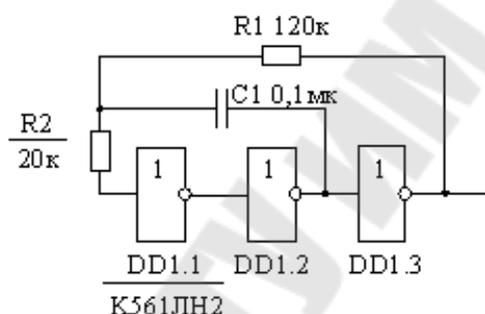


Рис. 4.13. Пример схемы генератора прямоугольных импульсов

Накаливаемые вакуумные индикаторы представляют собой вакуумный баллон, внутри которого расположены элементы отображения в виде вольфрамовых спиралей. Возбуждение индикаторов производится приложением постоянного, переменного или импульсного напряжения между общим выводом и отдельными выводами возбуждаемых сегментов. В любом случае нагрев элемента отображения запаздывает, так что время готовности составляет в среднем 0,2...0,25 секунд. На рис. 4.14 приведена схема подключения к МК накаливаемого вакуумного индикатора при питании переменным напряжением. Микросхема DD1 является преобразователем двоичного кода в семи-сегментный, а транзисторы VT1–VT7 служат усилителями выходного тока дешифратора DD1. Диод VD1 обеспечивает однополярное напряжение, необходимое для работы транзисторов.

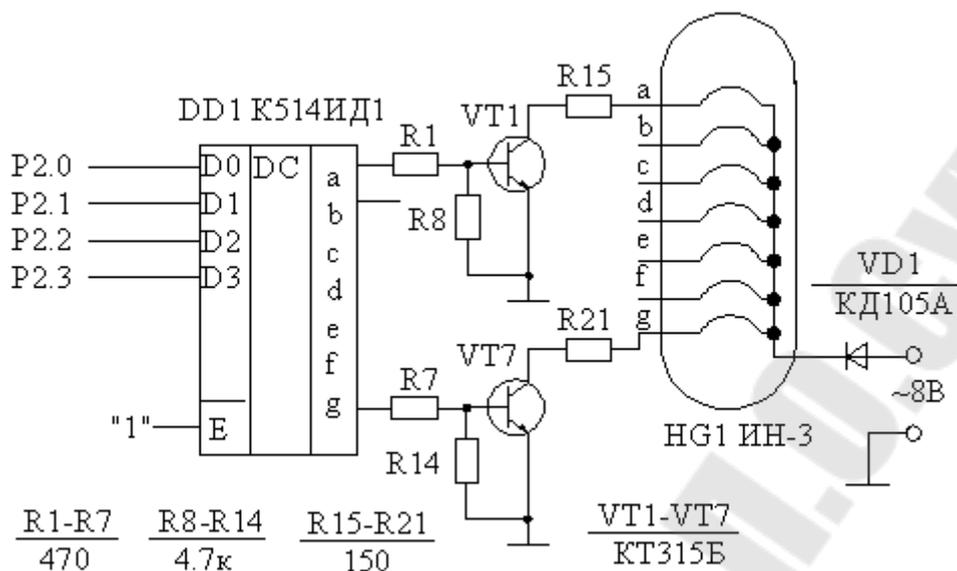


Рис. 4.14. Схема управления семисегментным индикатором накаливания

Часто в МКУ на пульте управления имеется простейшая клавиатура, состоящая из клавиш, а также переключателей (тумблеров) для задания режима работы МКУ. Клавиатуры по методу аппаратной реализации бывают двух видов: кодирующие и не кодирующие [28].

В кодирующих клавиатурах каждый контакт подключается к отдельной линии порта ввода МК. При этом схемным путем формируется код, соответствующий нажатой клавише. Благодаря простоте реализации эти клавиатуры широко применяются при небольшом числе клавиш, как правило, не более 8.

При большом числе клавиш удобнее применять не кодирующие (матричные) клавиатуры, которые представляют собой простую матрицу переключателей (требуемой размерности), включенных на пересечении строк и колонок матриц. Идентификация (кодирование) нажатой клавиши в таких клавиатурах выполняется программой. Так как для идентификации применяется метод сканирования, то такие клавиатуры обычно используются совместно с дисплеями, которые используют динамическое управление индикаторами.

Контакты кодирующих клавиатур (переключателей и кнопок) бывают с фиксацией замкнутого состояния и без фиксации. Первые остаются в нажатом состоянии (замкнуты), вторые размыкаются после отжатия. На рис. 4.15 приведена схема подключения кодирующей клавиатуры, состоящей из переключателей с фиксацией, к порту МК.

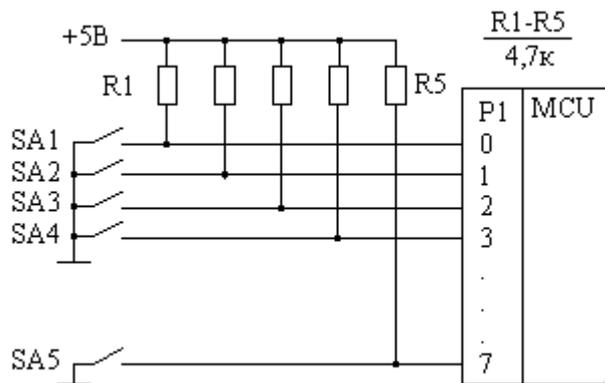


Рис. 4.15. Схема подключения переключателей к МК

Если свободных линий портов МК недостаточно для подключения клавиатуры, то можно использовать дополнительный регистр, как показано на рис. 4.16.

Если в клавиатуре используются контакты без фиксации (кнопки), то необходимы средства (программные или аппаратные) для опроса состояния клавиатуры, т.е. определения момента нажатия кнопки. На рис. 4.17 приведена схема подключения клавиатуры с кнопками, в которой формируется сигнал запроса внешнего прерывания МК в случае нажатия любой клавиши. Линия порта P3.2 в схеме используется как вход запроса прерывания $\overline{INT0}$. При разомкнутых контактах SB1–SB4 на входе $\overline{INT0}=1$. При нажатии любой клавиши замыкается контакт и на входе $\overline{INT0}=0$, т.е. поступает запрос прерывания. Подпрограмма обработки запроса прерывания будет производить идентификацию нажатой клавиши.

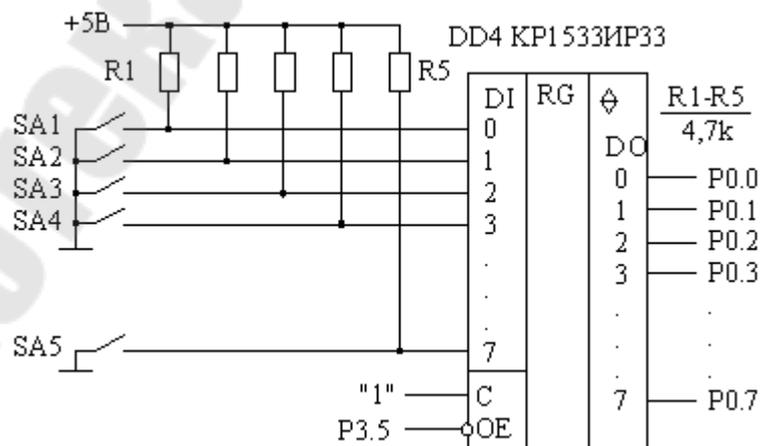


Рис. 4.16. Схема подключения переключателей к регистру ввода

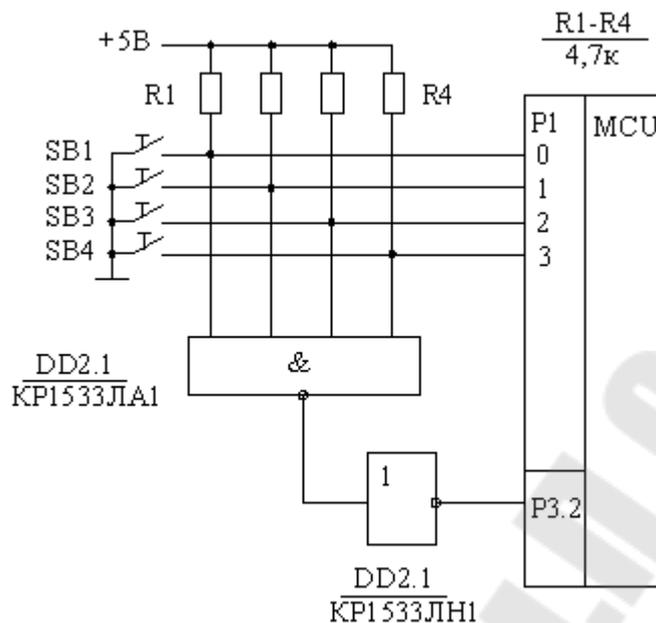


Рис. 4.17. Схема опроса состояния кнопок

При большом количестве сигналов (каналов измерения) можно использовать клавиатуру только с одной клавишей, как показано на рис. 4.18. В исходном состоянии (после инициализации) выбирается, например, канал 1, что отображается на индикаторе дисплея. После каждого нажатия номер канала инкрементируется, т.е. увеличивается на 1. При достижении номера последнего канала счет начинается опять с 1.

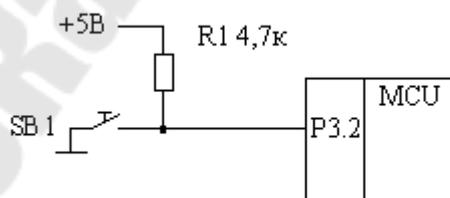


Рис. 4.18. Схема подключения кнопки выбора канала

На рис. 4.19 приведена схема динамического управления дисплеем с семисегментными светодиодными индикаторами. Индикаторы HG1–HG4 используются для отображения значений аналоговых сигналов (например, U1–U4) в десятичном коде. Индикатор HG5 отображает номер аналогового канала. Светодиоды VD1–VD7 отображают значение сигналов X1–Y3, они работают также в динамическом

режиме. Регистр DD5 служит для запоминания кода, выводимого на сегменты индикаторов HG1–HG5 и светодиоды VD1–VD7 с порта P0. В цепях общих электродов HG1–HG5 и светодиодов VD1–VD7 включены транзисторные ключи VT1–VT6. Они управляются кодом сканирования вида «бегущий нуль», который поступает с линий P2.0–P2.5 МК. Микросхемы DD6–DD8 служат для усиления сигналов управления по току.

При использовании динамического способа управления дисплеем удобно код сканирования использовать и для управления клавиатурой, т.е. для идентификации нажатой клавиши. На рис. 4.20 и рис. 4.21 приведены схемы подключения контактов такой клавиатуры.

4.7 Схемы сопряжения с последовательным интерфейсом

Микроконтроллерное устройство может иметь связь с внешним удаленным компьютером через стандартные интерфейсы, например, последовательный интерфейс RS-232C или ИРПС (токовая петля). По запросу внешнего компьютера МК должен передавать данные об измеренных сигналах и другую информацию. Обычно для связи МКС с внешним компьютером используют программный метод управления передачей, так как это позволяет уменьшить число линий связи [28]. В этом случае интерфейс должен обеспечить двустороннюю передачу, т.е. от компьютера к МК (запрос) и от МК к компьютеру (передача данных).

При сопряжении МК со стандартным последовательным интерфейсом необходимо решать следующие проблемы [28]:

- согласование уровней сигналов интерфейса с уровнями ТТЛ МК;
- поддержание стандартной скорости приема-передачи;
- поддержание стандартных форматов посылки;
- поддержание стандартных протоколов обмена.

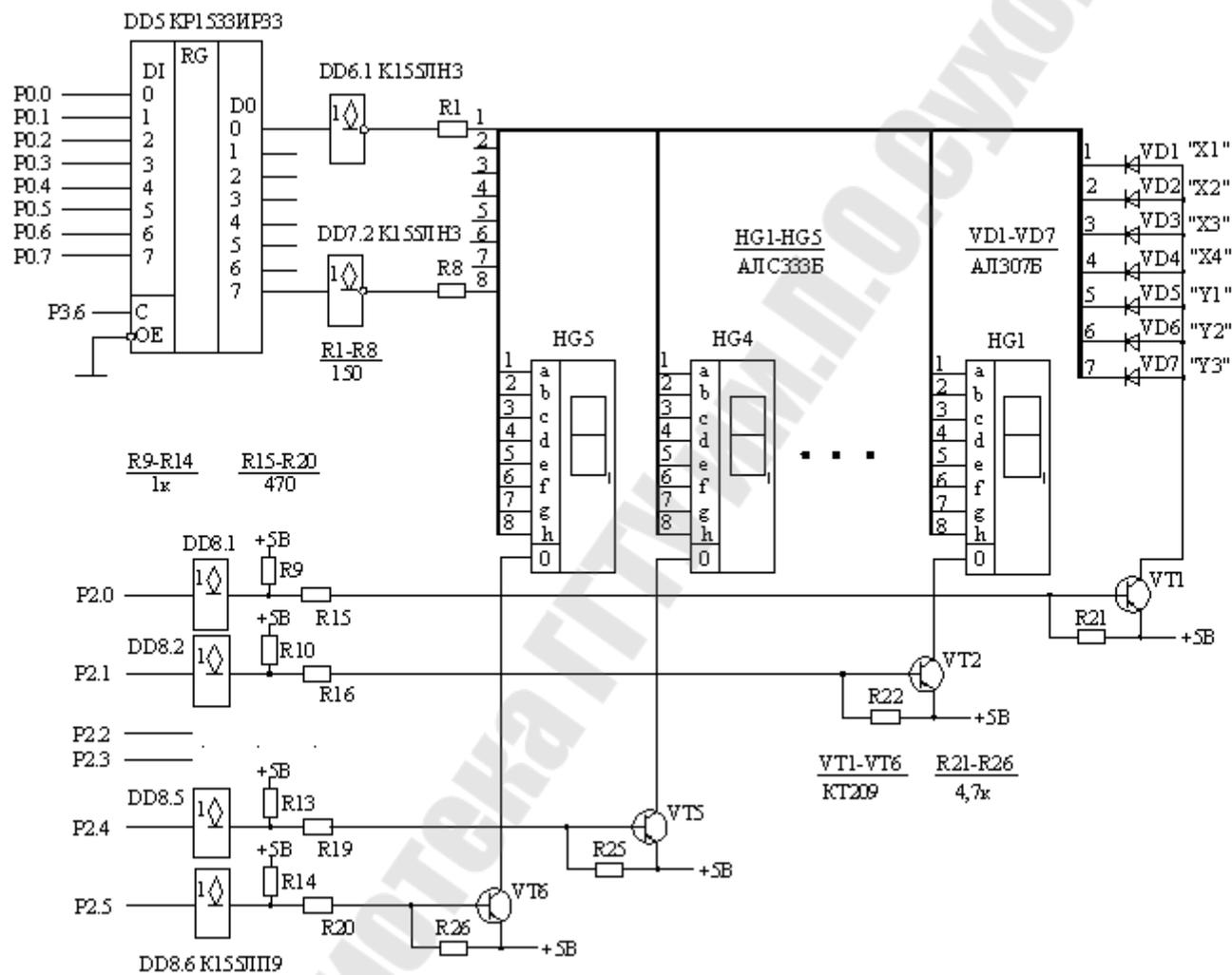


Рис. 4.19. Схема динамического управления светодиодами индикаторами

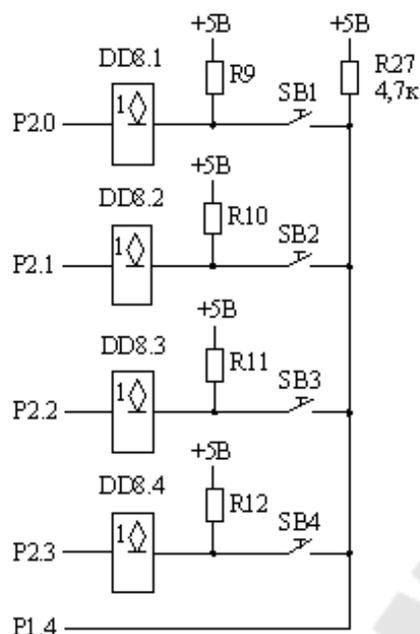


Рис. 4.20. Схема сканирования кнопок

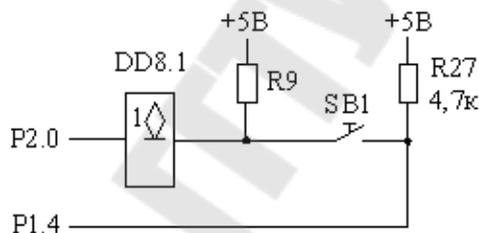


Рис. 4.21. Схема сканирования кнопки выбора канала

На рис. 4.22 приведена схема сопряжения МК51 с интерфейсом RS-232С. Согласование уровней выполняется с помощью микросхемы DD1 КР559ИП20 (прием) и микросхемы DD2 КР559ИП19 (передача), специально разработанных для этой цели. При этом потребуются дополнительные источники электропитания напряжением +12 и -12 В. В схеме используется стандартный разъем DB9S (розетка). Сигналы RxD – принимаемые данные (от компьютера), TxD – передаваемые данные (в компьютер).

На рис. 4.23 приведена схема сопряжения с интерфейсом ИРПС (токовая петля 20 мА). Принимаемые данные (импульсы тока 20 мА в цепи +ПрД/-ПрД) преобразуются в уровни ТТЛ с помощью оптрона V1 и инвертора DD1. Оptron также обеспечивает гальваническую

развязку передатчика (компьютера) и приемника (МК). Передаваемые данные (импульсы тока 20 мА в цепи +ПД/-ПД) образуются из уровня ТТЛ с помощью инвертора DD2 и оптрона V2, который также обеспечивает гальваническую развязку передатчика (МК) и приемника (компьютера). Схема требует дополнительный источник питания Уп1 напряжением 12 В, гальванически не связанный с источником +5В питания МК.

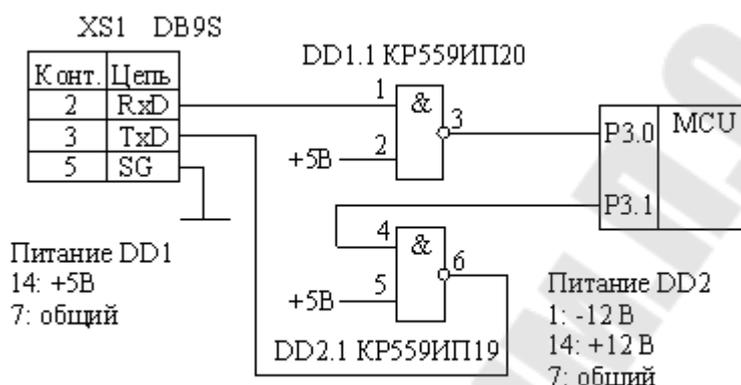


Рис. 4.22. Схема сопряжения МК с интерфейсом RS-232C

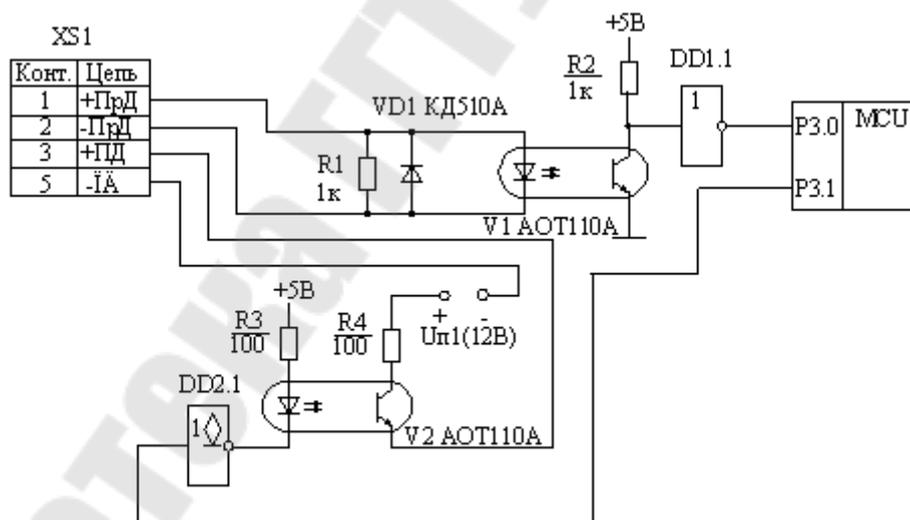


Рис. 4.23. Схема сопряжения МК с интерфейсом ИРПС

5 Реализация информационно-измерительных систем на основе программируемых промышленных контроллеров

5.1 Функциональная схема измерительного преобразователя температуры

Функциональная схема измерительного преобразователя температуры с использованием промышленных преобразователей для ТПС и ТЭП, а также промышленного контроллера для дальнейшей обработки и передачи информации представлена на рис. 5.1.

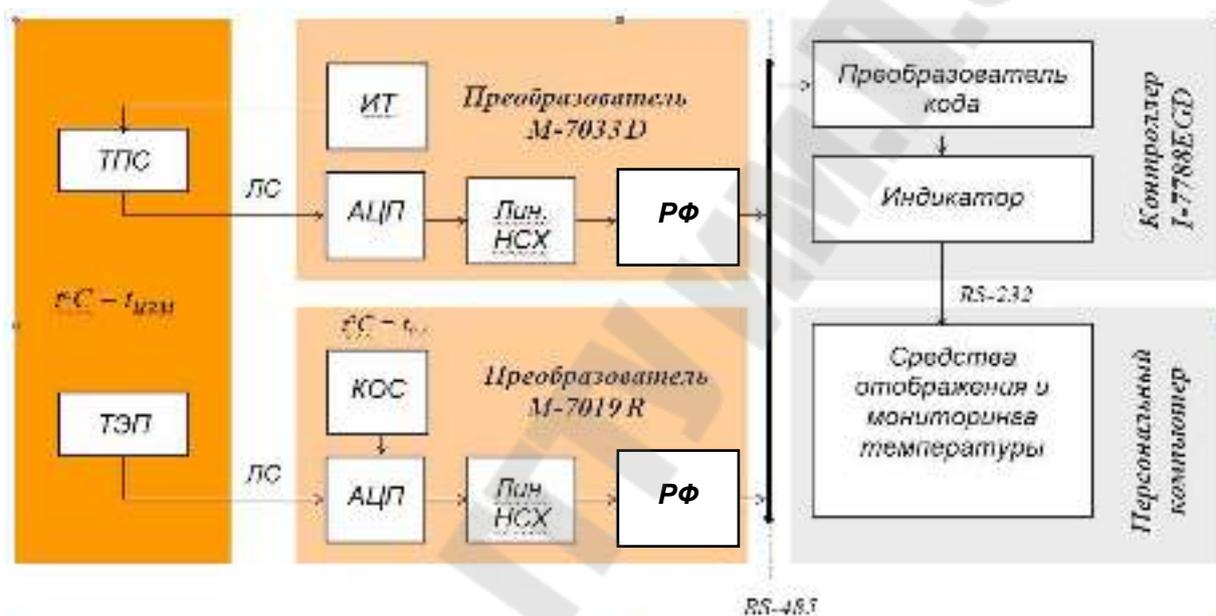


Рис. 5.1. Функциональная схема измерительного преобразователя температуры: ТПС – термопреобразователь сопротивления; ТЭП – термоэлектрический преобразователь (термопара); ЛС – линия связи; ИТ – источник измерительного тока; АЦП – аналого-цифровой преобразователь входного сигнала; РФ – режекторный фильтр (50/60 Гц); Лин. НСХ – линеаризатор номинальной статической характеристики; КОС – компенсатор ЭДС температуры опорного спая ТЭП.

Для преобразования аналоговых сигналов ТПС и ТЭП применены промышленные модули М-7033D и М-7019R фирмы ICP DAS. Для обработки цифровой информации от преобразователей применен контроллер семейства I-7188EGD той же фирмы (целевая платформа). Для программирования контроллеров и преобразователей использована ПЭВМ 1,8 GHz, 1000Mb, WindowsXP (инструментальная платформа).

5.2 Преобразователь сигнала термосопротивления M-7033D

Преобразователь представляет собой 3-канальный модуль аналогового ввода сигнала с термосопротивления со знаковой индикацией, с изоляцией.

Конструкция: пластиковый корпус, монтаж на DIN-рейку, винтовые клеммники съемные для оперативной замены без разборки линий соединения. Внешний вид модуля показан на рис. 5.2.



Рис. 5.2. Внешний вид модуля M-7033D

Таблица 5.1. Каталожные данные модуля I-7033D

Название документа	Имя файла с текстовым описанием от поставщика оборудования	Объем файла
I-7013, 7033, 7015. Руководство пользователя	7013-33-15b17.pdf	1.25 Mb
I-7013, I-7033. Руковод-	7013rus.pdf	447.22 Kb

дство пользователя на русском языке		
I-7013/13D, I-7033/33D. Руководство пользователя	7013_33.pdf	237.69 Kb
Руководство пользователя DCON Utility	DCON_Utility_User_Manual.pdf	6.45 Mb
Интерфейс:	<ul style="list-style-type: none"> • Тип: • Скорость передачи данных: • Максимальная длина линии связи: • Протокол передачи данных: • • Макс. количество модулей в сети: 	
	<ul style="list-style-type: none"> • RS-485 • 1200, 2400, 4800, 9600, 19200, 38400, 57600, 115200 Бит/сек • 1200 м • Совместим с протоколом ADAM-4000, Modbus RTU • 2048 	
Аналоговый ввод		
Каналов аналогового ввода:	<ul style="list-style-type: none"> • Всего: • По мостовой схеме: 	
	<ul style="list-style-type: none"> • 3 • 3 (2/3/4-проводное подключение) 	
Подключаемый датчик:	<ul style="list-style-type: none"> • Термометр сопротивления: • Питание датчика: 	
	<ul style="list-style-type: none"> • Pt 100 a=0.00385, Pt 100 a=0.003916, Pt 1000 a=0.00385, Ni 120 • 200мкА 	
Вход: Полоса пропускания:	15.7 Гц	
АЦП:	<ul style="list-style-type: none"> • Разрядность: • Частота выборки: • Тип преобразования: • Режимы запуска: 	
	<ul style="list-style-type: none"> • 16 бит • 15 выборок/сек • Сигма-дельта преобразование • Встроенный генератор 	
Гальваническая:	3000 В	
Погрешность:	0.1 %	
Коэффициент подавления помехи общего вида:	150 дБ (50/60Hz)	
Коэффициент подавления помехи нормального вида:	100 дБ (50/60Hz)	
Температурный дрейф нуля:	0.5 мкВ/°С	
Встроенный процессор:	Совместим с Intel 8051	
Индикаторы:	4.5 разрядный 7-сегментный дисплей	
Сторожевой таймер:	Да	
Разъемы:	Винтовые клеммы	
Напряжение питания:	+10...+30В	
Потребляемая мощность:	1.6 Вт	

Время наработки на отказ:	80000 ч
Условия эксплуатации:	
• Температура:	• -20...+75 °C
Размеры:	
• Длина:	• 122 мм
• Ширина:	• 72 мм
• Высота:	• 25 мм

Встроенный индикатор отображает измеряемую величину. Текущая конфигурация модуля хранится во встроенной памяти EEPROM, что предотвращает сброс настроек при перебоях с питанием. Встроенный стабилизатор уменьшает влияние напряжения питания на показания. Гальваническая изоляция защищает модуль от электростатики, импульсных помех, развязывает системы питания. Передачу показаний температуры обеспечивает интерфейс передачи данных RS-485. Встроенный режекторный фильтр на частоту 50/60 Гц ослабляет влияние сетевых помех на погрешность измерений. Блок-схема модуля М-7033D представлена на рис. 5.3.

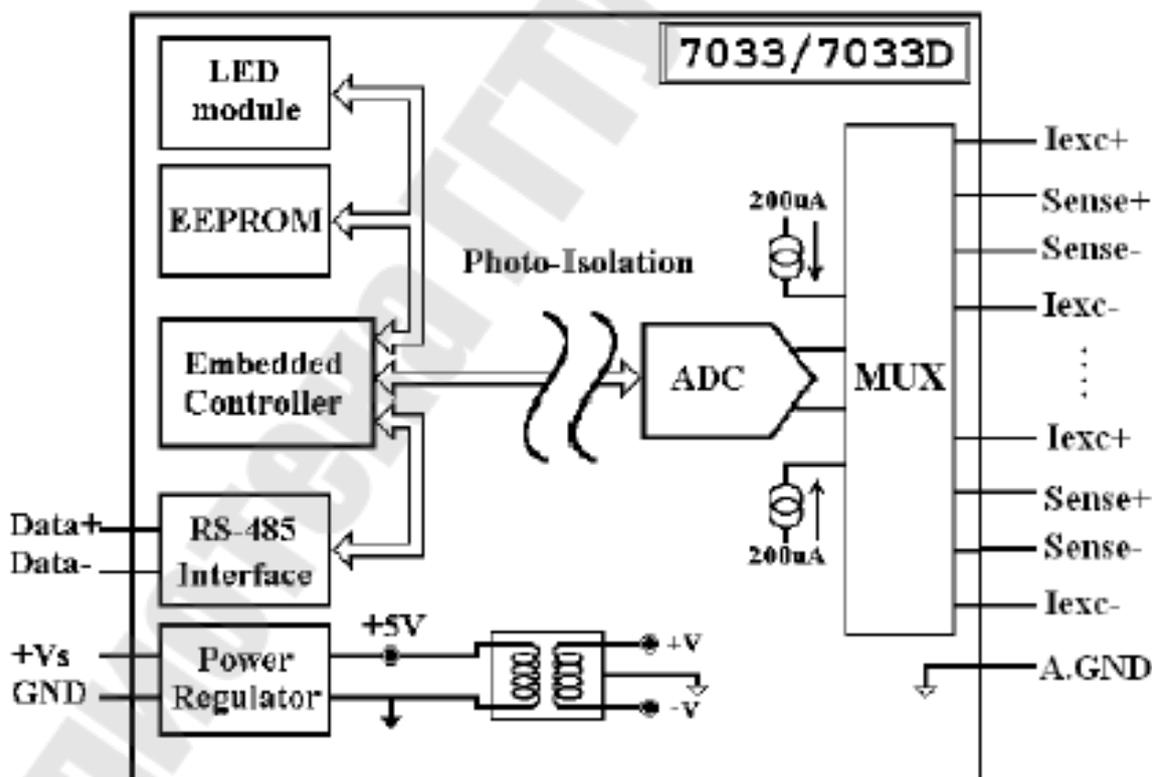


Рис. 5.3. Блок-схема модуля М-7033D

Типы промышленных терморезисторов, поддерживаемых модулем, сведены в табл. 5.2.

Термосопротивления могут быть подключены к модулю по двух-, трех- и четырехпроводной схеме подключения, как показано на рис. 5.4.

Табл. 5.2. Типы промышленных ТПС, поддерживаемых модулем М-7033D

Код типа (Type Code)	Тип термосопротивления	Диапазон температур, °С
20	100Pt, Wt=1,3850	-100...100
21	100Pt, Wt=1,3850	0...100
22	100Pt, Wt=1,3850	0...200
23	100Pt, Wt=1,3850	0...600
24	100Pt, Wt=1,3910	-100...100
25	100Pt, Wt=1,3910	0...100
26	100Pt, Wt=1,3910	0...200
27	100Pt, Wt=1,3910	0...600
28	120Ni, Wt=1,6170	-80...100
29	120Ni, Wt=1,6170	0...100
2A	1000Pt, Wt=1,3850	-200...600
2B	100Cu, Wt=1,4260	-20...150
2C	100Cu, Wt=1,4280	0...200
2D	1000Cu, Wt=1,4260	-20...150
2E	100Pt, Wt=1,3850	-200...200
2F	100Pt, Wt=1,3910	-200...200
80	100Pt, Wt=1,3850	-200...600
81	100Pt, Wt=1,3910	-200...600

Некоторым недостатком данных преобразователей является невозможность использования на отдельных каналах ТПС различных типов, так как тип термосопротивлений конфигурируется для всех каналов одновременно.

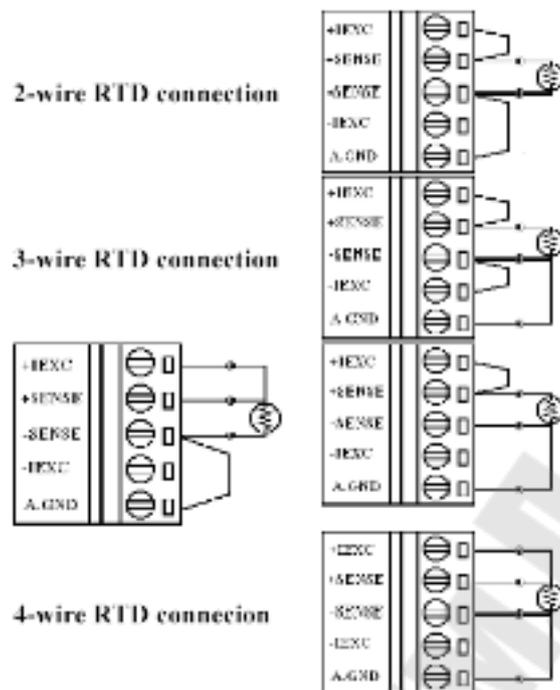


Рис. 5.4. Схемы подключения промышленных ТПС

Так как преобразователь предназначен для использования с predetermined types of TPC, the linearization polynomial for each type of TPC is already stored in EEPROM and is not subject to editing. The general form of the polynomial used for linearization of the TPC NCH is:

$$R = R_0 \left(1 + \alpha_1 (T - T_0) + \alpha_2 (T - T_0)^2 + \dots + \alpha_n (T - T_0)^n \right). \quad (5.1)$$

In the functional scheme shown in Fig. 5.1, a platinum resistance temperature detector TSP-100 is used, connected in a two-wire scheme.

5.3 Преобразователь сигнала термопары M-7019R

The converter is an 8-channel universal module for the input of analog signals, thermocouple signals of types J, K, T, E, R, S, B, N, C with insulation.

Construction: plastic housing, DIN-rail mounting, screw terminals are removable for quick replacement without disassembly of the connection lines. The external view of the module is shown in Fig. 5.5.



Рис. 5.5. Внешний вид модуля М-7019R

Таблица 5.3 Каталожные данные модуля М-7019R

Название документа	Имя файла с текстовым описанием от поставщика оборудования	Объем файла
I-7017, I-7018, I-7019, M-7017, M-7018 и M-7019. Руководство по эксплуатации	7017-18-19-b14.pdf	1.62 Mb
Руководство пользователя DCON Utility	DCON_Utility_User_Manual.pdf	6.45 Mb
Установочные размеры модулей 7000 серии компании ICP DAS	dimension.pdf	155.55 Kb
Модули удаленного ввода/вывода серии I-7000. Общее руководство пользователя	getstart.pdf	4.54 Mb
Утилита настройки модулей I-7000/8000/87K DCON Utility ver. 4.4.0	dcon_utility_setup.zip	3.71 Mb
Интерфейс: <ul style="list-style-type: none"> • Тип: • Скорость передачи данных: 	<ul style="list-style-type: none"> • RS-485 и Modbus RTU • 1200, 2400, 4800, 9600, 19200, 38400, 57600, 115200 Бит/сек • 	

<ul style="list-style-type: none"> • Максимальная длина линии связи: • Протокол передачи данных: • Макс. количество модулей в сети: 	<ul style="list-style-type: none"> • 1200 м • Совместим с протоколом ADAM-4000, Modbus RTU • 256
Каналов аналогового ввода:	
<ul style="list-style-type: none"> • Всего: • Дифференциальных: 	<ul style="list-style-type: none"> • 8 • 8
Подключаемый датчик:	
<ul style="list-style-type: none"> • Термопары типа J: • Термопары типа K: • Термопары типа T: • Термопары типа E: • Термопары типа R: • Термопары типа S: • Термопары типа B: • Термопары типа N: • Термопары типа C: • Термопары типа L: • Термопары типа M: 	<ul style="list-style-type: none"> • -210...+760 °C • -270...+1372 °C • -270...+400 °C • -270...+1000 °C • 0...1768 °C • 0...1768 °C • 0...1820 °C • -270...+1300 °C • 0...+2320 °C • -200...800 °C • -200...100 °C
Диапазоны входного сигнала:	
<ul style="list-style-type: none"> • Биполярного, по напряжению: • Биполярного, по току: 	<ul style="list-style-type: none"> • -0.015...+0.015, -0.05...+0.05, -0.1...+0.1, -0.15.. 0.15, -0.5.. 0.5, -1...1, -2.5.. 2.5, -5..5, -10..10 В • -20...+20 мА
Входное сопротивление:	
<ul style="list-style-type: none"> • При измерении напряжения: • При измерении тока: 	<ul style="list-style-type: none"> • 20 МОм • 125 Ом
Вход:	
<ul style="list-style-type: none"> • Токовый шунт: • Перегрузка по входу: • Полоса пропускания: 	<ul style="list-style-type: none"> • Внешний, 125 Ом • 240 В • 5.24 Гц
АЦП:	
<ul style="list-style-type: none"> • Разрядность: • Частота выборки: • Тип преобразования: • Режимы запуска: 	<ul style="list-style-type: none"> • 16 бит • 8 выборок/сек • Сигма-дельта преобразование • Встроенный генератор
Гальваническая изоляция:	3000 В

Датчик температуры холодного спая:	Встроенный
Погрешность:	0.05 %
Коэффициент подавления помехи общего вида:	86 дБ (50/60Hz)
Встроенный процессор:	Совместим с Intel 8051
Сторожевой таймер:	Да
Разъемы:	Винтовые клеммы
Напряжение питания:	+10...+30В
Потребляемая мощность:	0.9 Вт
Условия эксплуатации:	
• Температура:	• -20...+75 °С
Размеры:	
• Длина:	• 122 мм
• Ширина:	• 72 мм
• Высота:	• 25 мм

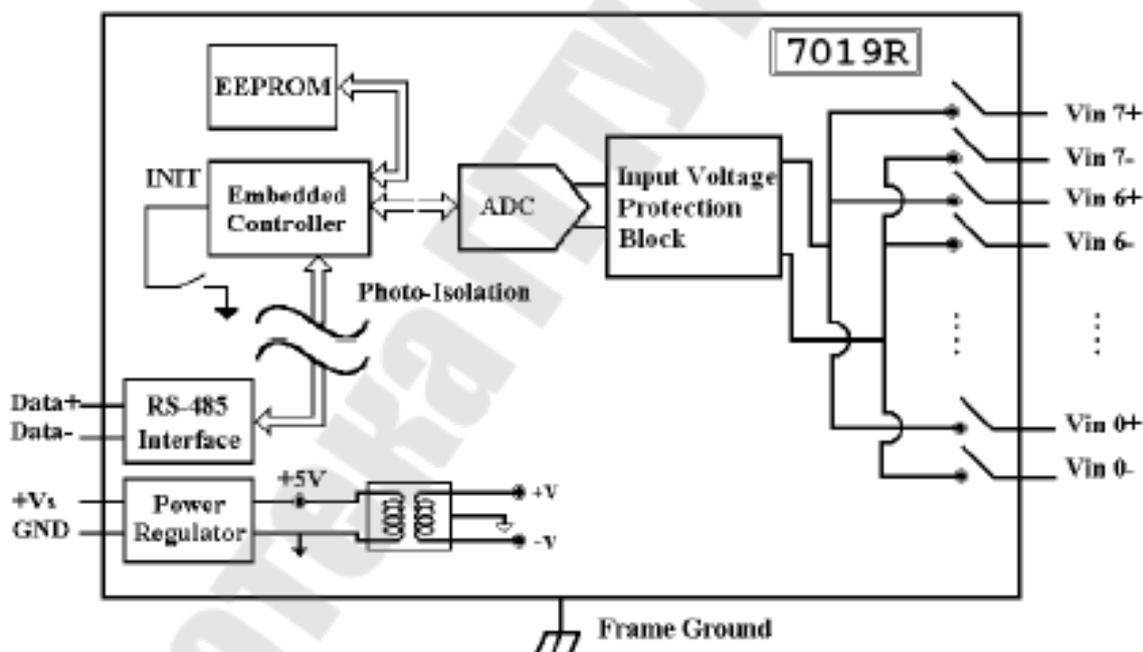


Рис. 5.6. Блок-схема внутреннего устройства М-7019R

Режекторный цифровой фильтр подавляет сетевую помеху в информационном сигнале. Передача информации осуществляется по протоколу RS-485. Доступ конфигурационной памяти EEPROM осуществляется при замыкании контакта INIT на общую шину земли встроенным переключателем.

Модуль М-7019R поддерживает индивидуальное конфигурирование типа ТЭП на канал. Варианты выбора типов термопар при конфигурировании показаны в табл. 5.4.

Таблица 5.4 Типы поддерживаемых входных сигналов М-7019R

Код типа (Type Code)	Тип аналогового входа	Диапазон
00	+/- 15 мВ	-15 мВ...15 мВ
01	+/- 50 мВ	-50 мВ...50 мВ
02	+/- 100 мВ	-100 мВ...100 мВ
03	+/- 500 мВ	-500 мВ...500 мВ
04	+/- 1 В	-1 В...1 В
05	+/- 2.5 В	-2.5 В...2.5 В
06	+/- 20 мА	-20 мА...20 мА
08	+/- 10 В	-10 В...10 В
09	+/- 5 В	-5 В...5 В
0A	+/- 1 В	-1 В...1 В
0B	+/- 500 мВ	-500 мВ...500 мВ
0C	+/- 150 мВ	-150 мВ...150 мВ
0D	+/- 20 мА	-20 мА...20 мА
0E	Термопара тип J	-210...760 °С
0F	Термопара тип K	-270...1372 °С
10	Термопара тип T	-270...400 °С
11	Термопара тип E	-270...1000 °С
12	Термопара тип R	0...1768 °С
13	Термопара тип S	0...1768 °С
14	Термопара тип B	0...1820 °С
15	Термопара тип N	-270...1300 °С
16	Термопара тип C	0...2320 °С
17	Термопара тип L	-200...800 °С
18	Термопара тип M	-200...100 °С
19	Термопара тип L (DIN43710)	-200...900 °С

Каждый измерительный канал может быть сконфигурирован на токовый сигнал или сигнал, передаваемый напряжением. Настройка осуществляется соответствующими переключками, расположенными на плате преобразователя внутри корпуса (рис. 5.7 – 5.9).

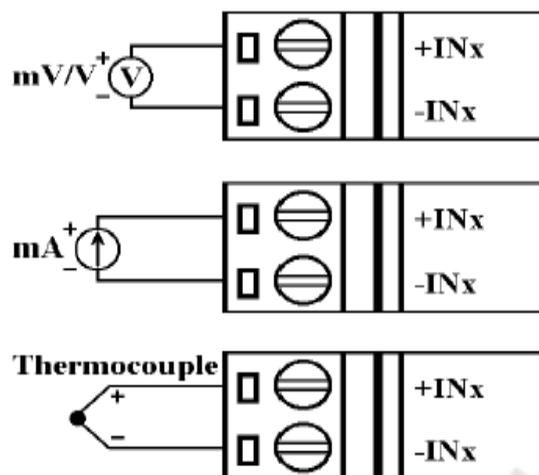


Рис. 5.7 Использование информационных входов М-7019R



Рис. 5.8 Расположение перемычек на плате М-7019R

Channel	0	1	2	3	4	5	6	7
Jumper	JP5	JP6	JP7	JP8	JP9	JP10	JP3	JP4

Рис. 5.9 Соответствие перемычек номерам каналов М-7019R

В функциональной схеме рис. 5.1 использована термопара ТХА-410 (К-типа, соответствует коду [0F]) с наконечником в промышленном исполнении с диапазоном измерения температуры $-200 \div + 800$ °С.

5.4 Конфигурирование модулей ввода аналоговых сигналов М-7033D и М-7019R

Так как оба модуля М-7033D и М-7019R оборудованы лишь интерфейсом RS-485, то для их подключения к персональному компью-

теру и последующей конфигурации использован конвертер интерфейсов RS-232/RS-485 тип I-7520R фирмы ICP DAS.

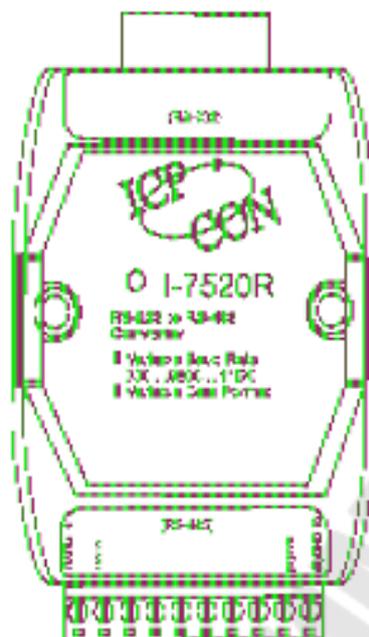


Рис. 5.10. Внешний вид конвертера интерфейсов I-7520R

Таблица 5.5 Каталожные данные конвертера I-7520R

Вход:	
<ul style="list-style-type: none"> Интерфейс: Разъем: 	<ul style="list-style-type: none"> RS-232 DB9 female
Выход:	
<ul style="list-style-type: none"> Интерфейс: Портов: Макс. скорость передачи данных: Разъем: Гальваническая изоляция: 	<ul style="list-style-type: none"> RS-485 1 115.2 Кбод Клеммная колодка 3000 В
Сигналы:	
<ul style="list-style-type: none"> RS-232: RS-485: 	<ul style="list-style-type: none"> TxD, RxD, GND Data+/-
Аппаратное управление потоком данных:	Да
Управление направлением передачи для RS-485:	Да
LED индикаторы:	Power
Напряжение питания:	+10...+30В
Потребляемая мощность:	2.2 Вт
Время наработки на отказ:	120000 ч
Условия эксплуатации:	
<ul style="list-style-type: none"> Температура: 	<ul style="list-style-type: none"> -20...+75 °C
Размеры:	

<ul style="list-style-type: none"> • Длина: • Ширина: • Высота: 	<ul style="list-style-type: none"> • 142 мм • 72 мм • 25 мм
--	--

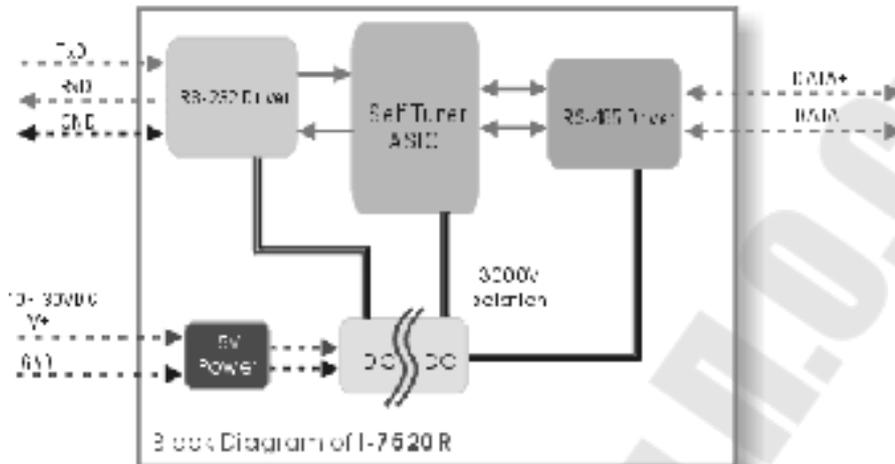


Рис. 5.11. Блок-схема конвертера I-7520R

Конвертер автоматически определяет скорость обмена информацией, а также поддерживает до 256 модулей в сети RS-485. Информационная линия связи имеет оптоэлектронную электрическую развязку до 3000 Вольт.

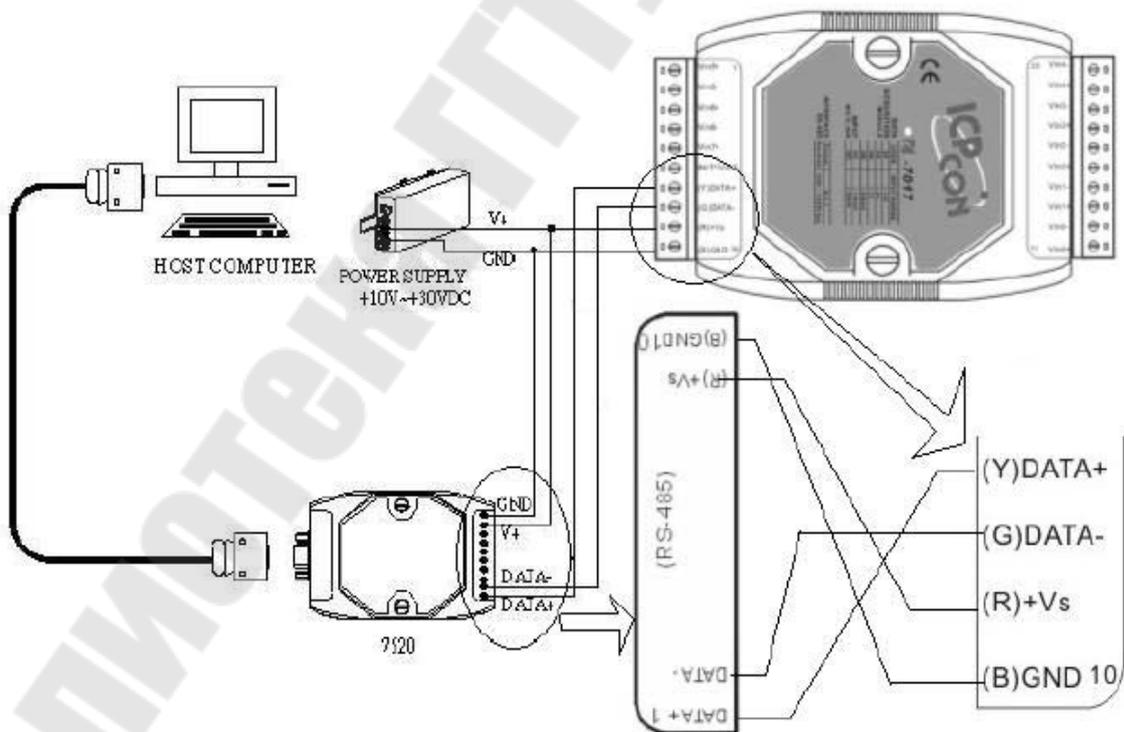


Рис. 5.12. Схема подключения модулей ввода аналоговых сигналов через конвертер RS-232/RS-485 к ПЭВМ

Для конфигурирования модулей необходимо установить на ПК поставляемую вместе с преобразователями программу DCON Utility.

Утилита позволяет:

- произвести поиск модулей в сети RS-485;
- присвоить каждому модулю уникальный номер ID в сети;
- выставить скорость и протокол обмена информацией;
- настроить тип используемых ТЭП и ТПС;
- настроить формат передаваемых данных;
- разрешить/запретить использование встроенного режекторного фильтра.

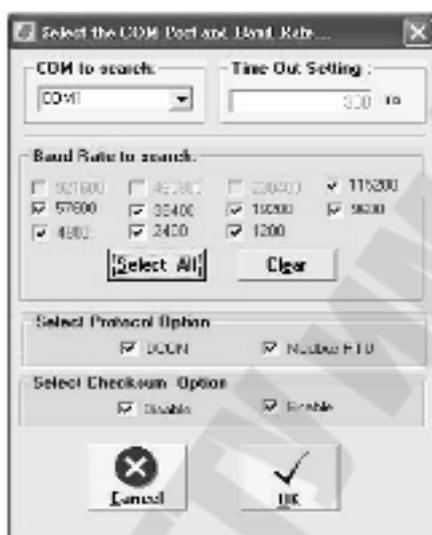


Рис. 5.13. Поиск модулей в сети RS-485

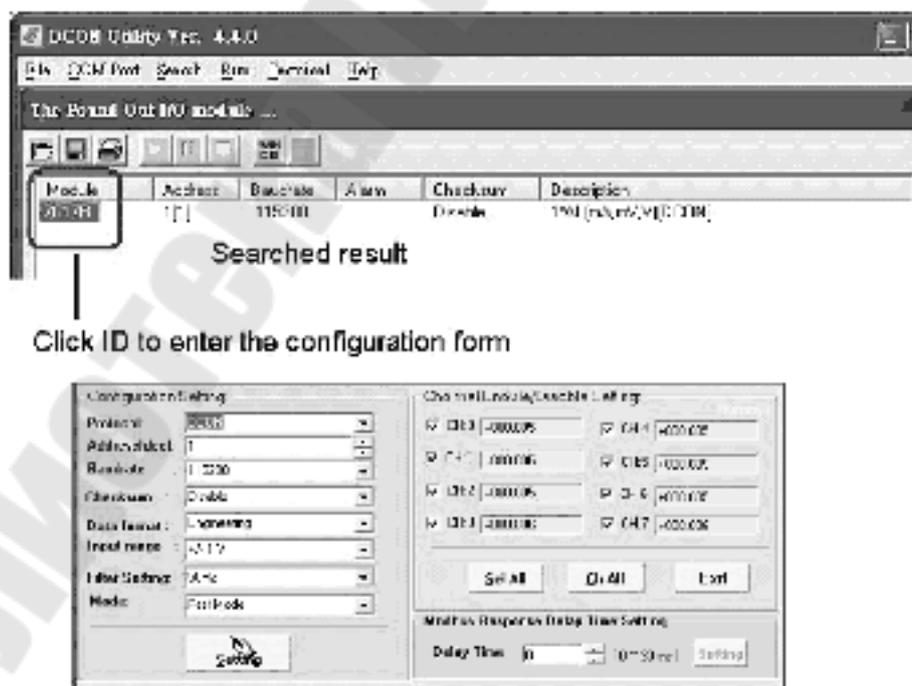


Рис. 5.14. Настройка модулей семейства M-7000 в сети RS-485

Необходимо отметить, что доступ к изменению настроек протокола и скорости обмена, а также формата передачи данных в модулях М-7000 допускается только при разрешенной инициализации (INIT должен быть соединен с шиной земли).

5.5 Калибровка показаний датчиков ТПС и ТЭП

Термопары и термосопротивления различных типов обладают неидентичной воспроизводимостью своих характеристик. Поэтому любой измерительный прибор, построенный на их основе, нуждается в поверке и калибровке показаний. В преобразователях фирмы ICP DAS заложена встроенная методика калибровки показаний термосопротивлений и термопар.

Калибровка показаний ТПС осуществляется любой программой, поддерживающей отсылку команд в СОМ-порт персонального компьютера следующим способом:

- модуль необходимо включить на 30 минут для установления постоянного теплового режима внутренних компонентов;
- модуль должен быть сконфигурирован на тот тип термосопротивления, который необходимо откалибровать;
- разрешить калибровку, послав через конвертер RS-232/RS-485 соответствующую команду DCON протокола (~AAEV, где AA – ID номер контроллера, V = 0/1 – запретить/разрешить калибровку);
- подключить соответствующий резистор для калибровки нуля в зависимости от типа используемого ТПС;
- послать команду калибровки нуля (Zero Calibration) \$AA1, где AA – ID номер контроллера;
- подключить соответствующий резистор для калибровки крутизны характеристики в зависимости от типа используемого ТПС;
- послать команду калибровки крутизны характеристики (Span Calibration) \$AA0, где AA – ID номер контроллера;
- запретить калибровку командой ~AAEV.

Таблица 5.6. Номиналы калибровочных сопротивлений

Type	Zero Calibration Resistor	Span Calibration Resistor
20	0 Ohms	375 Ohms
2A	0 Ohms	3200 Ohms

Данную процедуру повторяют несколько раз до достижения необходимой точности показаний ТПС.

Калибровка показаний ТЭП осуществляется также командами по СОМ-порту персонального компьютера:

- модуль включить на 30 минут для установления постоянного теплового режима внутренних компонентов;
- каналы модуля должны быть сконфигурированы на тот тип термомпар, который необходимо откалибровать;
- разрешить калибровку, пошлав через конвертер RS-232/RS-485 соответствующую команду DCON протокола (~AAEV, где AA – ID номер контроллера, V = 0/1 – запретить/разрешить калибровку);
- подключить соответствующий источник тока/напряжения для калибровки нуля в зависимости от типа используемого ТЭП;
- послать команду калибровки нуля (Zero Calibration) \$AA1 для всех каналов сразу либо команду \$AA0Ci (AA – ID номер контроллера, i – номер канала калибруемого ТЭП) для каждого канала в отдельности;
- подключить соответствующий источник тока/напряжения для калибровки крутизны характеристики в зависимости от типа используемого ТЭП;
- послать команду калибровки крутизны характеристики (Span Calibration) \$AA0 для всех каналов сразу либо команду \$AA1Ci (AA – ID номер контроллера, i – номер канала калибруемого ТЭП) для каждого канала в отдельности;
- запретить калибровку командой ~AAEV.

Таблица 5.7. Значения калибровочных источников тока/напряжения

	Type Code	00	01	02	03	04
V	Zero Input	0mV	0mV	0mV	0mV	0
+1V	Span Input	+15mV	+50mV	+100mV	+500mV	
	Type Code	05	06	08	09	
A	Zero Input	0V	0mA	0V	0V	
+5V	Span Input	+35mV	+2.5V	+20mA	+10V	

Данную процедуру повторяют несколько раз до достижения необходимой точности показаний ТЭП.

5.6 Разработка управляющей части информационно-измерительной системы

Для сбора и обработки информации от датчиков ТЭП и ТПС выбран PC-совместимый промышленный контроллер i-7188EGD фирмы ICP DAS, который поддерживает интерфейсы RS-232 и RS-485, а также имеет возможность обмениваться информацией в сети Ethernet.

Области его применения могут быть самыми разнообразными. Это удаленный контроллер для управления группой модулей серии M-7000. Не обязательно подключать модули напрямую к «большому» управляющему компьютеру или дорогостоящему PLC. I-7188 может собирать данные от модулей удаленного ввода-вывода и первичной обработкой информации. При помощи контроллера I-7188 и группы модулей можно реализовать недорогую автономную замкнутую систему автоматического управления. Контроль и оперативное управление подобной системой можно осуществлять с удаленной рабочей станции (АРМ) через последовательный интерфейс или сеть Ethernet. К контроллеру I-7188 можно подключать не только модули удаленного ввода-вывода, но и любые другие устройства: принтеры, модемы,

POS-терминалы, другие компьютеры и контроллеры, которые могут обмениваться данными через последовательный порт.

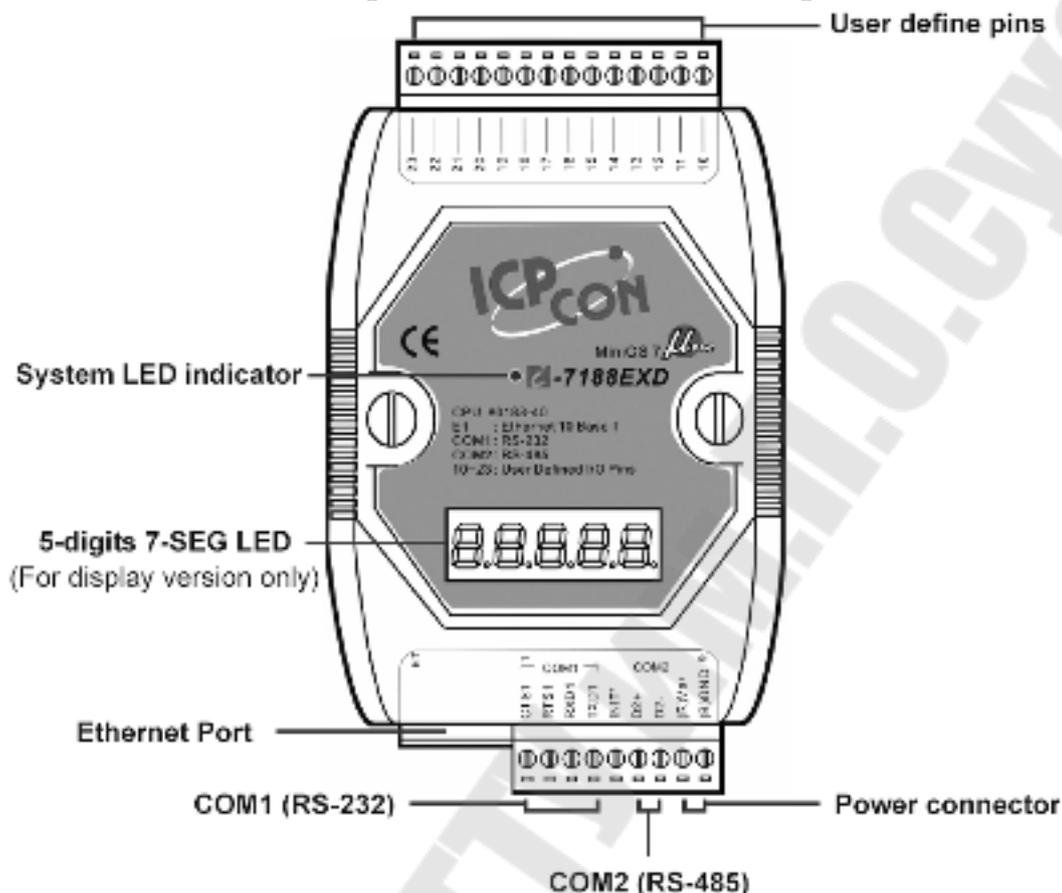


Рис. 5.15. Внешний вид контроллера i-7188EGD

Пятизначный индикатор на лицевой панели позволяет контролировать правильность работы контроллера, а также выводить промежуточные результаты вычислений. Отличительной особенностью данного контроллера является поддержка модулей расширения (мезонинных модулей, вставляемых внутрь корпуса). Это расширяет область его применения и облегчает изменение конфигурации при необходимости реализации на его базе других задач.

Таблица 5.8 Каталожные данные контроллера i-7188EGD

Конструкция:	Пластиковый корпус
Вид монтажа:	Монтаж на DIN рейку, Монтаж на стене
Тип процессора:	80188-совместимый
Максимальная частота процессора:	40 МГц
Оперативная память:	512 кб
Энергонезависимая память	2 кб EEPROM

Электронный диск:	512 кб Flash
Шина расширения:	Локальная шина процессора
Модули расширения:	[X002], [X004], [X005], [X006], [X107], [X109], [X110], [X111], [X119], [X202], [X203], [X303], [X304], [X305], [X310], [X503], [X504], [X505], [X506], [X507], [X508], [X509], [X560], [X600], [X601], [X607], [X608]
Последовательный интерфейс:	<ol style="list-style-type: none"> 1. Тип: RS232, RS485 2. Максимальная скорость: 115200 Бит/сек 3. Разъемы: Винтовые клеммы
Ethernet: стандарты: разъемы:	<ul style="list-style-type: none"> • 10BaseT • RJ-45
Часы реального времени:	Да
Сторожевой таймер:	1.6 сек
Индикаторы:	Светодиоды, 4.5 разрядный 7-сегментный дисплей
Напряжение питания:	+10...+30В
Потребляемая мощность:	3 Вт
Время наработки на отказ:	60000 ч
Программное обеспечение: Операционная система:	<ul style="list-style-type: none"> • Mini OS7 • Лицензия ISaGRAF Target
Условия эксплуатации: Температура:	-25...+75 °С
Условия хранения: Температура:	-40...+80 °С
Размеры: Ширина:	72 мм
Высота:	122 мм
Глубина:	33 мм
Вес:	0.2 кг

Организация локальной управляющей сети может быть различной. Так контроллер имеет три интерфейса (Ethernet, RS-232, RS-485), то топология сети может быть выбрана такой, как показано на рис. 5.16.

Для решения поставленной задачи достаточно пересылать значения температуры от удаленных датчиков ТЭП и ТПС в контроллер i-7188EGD по протоколу RS-485. В сети RS-485 все устройства должны иметь различные ID-адреса во избежание конфликтов между модулями.

Для мониторинга данных температуры контроллер подключается к персональному компьютеру по последовательному протоколу RS-232. Эти функции реализуются драйвером IsaGRAF, встроенным в контроллер. Схемы подключения модулей и контроллера представлены на рис. 5.17 и 5.18.

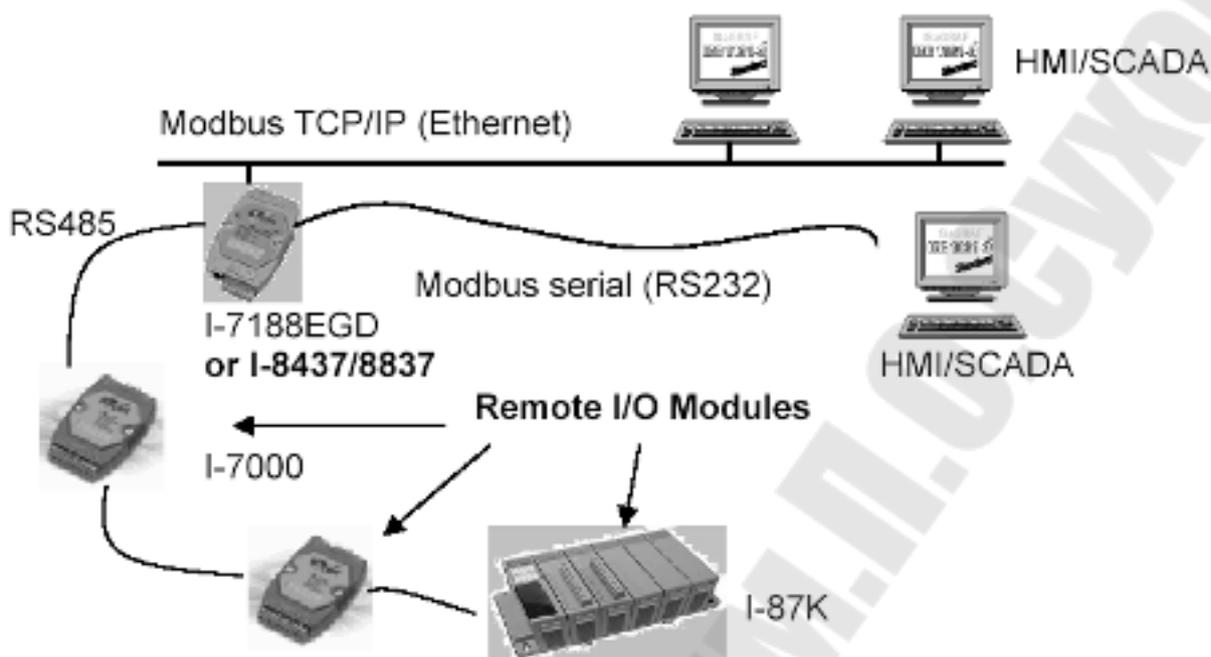


Рис. 5.16. Топология локальной управляющей сети информационно-измерительной системы

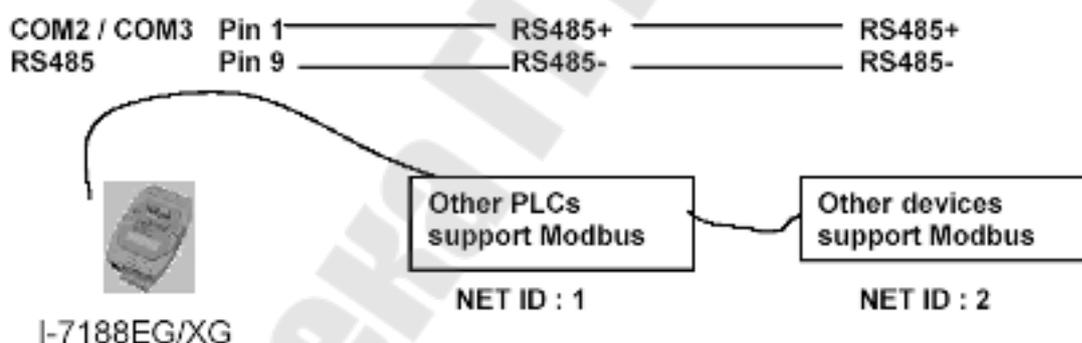


Рис. 5.17. Подключение модулей семейства I-7000 к i-7188EGD

Настройки скорости обмена информацией, количество бит данных и бит четности должны совпадать на персональном компьютере и контроллере i-7188EGD, а так же и между контроллером и модулями преобразователей в сети RS-485.



Рис. 5.18. Подключение персонального компьютера к i-7188EGD

Таким образом, построенная система обмена информацией будет выглядеть соответственно схеме изображенной на рис. 5.19.

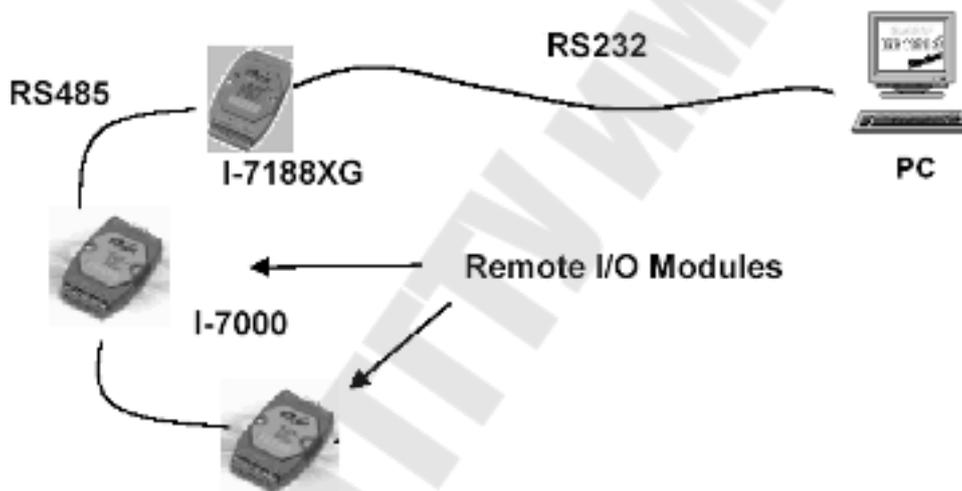


Рис. 5.19. Структура обмена информацией

5.7 Реализация алгоритма работы информационно-измерительной системы с использованием комплекса промышленного программирования IsaGraf

В состав комплекса IsaGraf входят следующие языки программирования:

- SFC (Sequential Function Chart) язык последовательных функциональных схем;
- FC (Flow Chart) язык потоковых диаграмм;
- FBD (Function Block Diagram) диаграмма функциональных блоков;
- LD (Ladder Diagram). язык релейных диаграмм LD.

Для реализации алгоритма работы информационно-измерительной системы использован язык релейных диаграмм, или релейной логики (Ladder Diagrams), используемый для описания логических выражений различного уровня сложности. Язык LD допускает графическое представление булевых выражений. Булевы операторы AND, OR, NOT явно представлены в топологии диаграммы. Булевы выходные переменные присоединены к виткам графика. Редактор Quick LD допускает простой ввод диаграмм при помощи клавиатуры или мыши. Элементы автоматически связываются и размещаются по ступеням самим редактором, пользователю не нужно изображать никаких соединений. Кроме этого, редактор Quick LD размещает ступени диаграммы таким образом, что место, занимаемое диаграммой, всегда оптимально.

Основы языка LD приведены в электронном приложении В.

Функциональный блок I7000_EN подключает поддержку протокола обмена данными между контроллером I7188EGD и преобразователями семейства I7000.



Рис. 5.20. Функциональный блок I7000_EN

Функциональный блок I_7033 предназначен для запроса показаний температуры с контроллера I-7033D. Строка ADR_ определяет адрес модуля, формат запрашиваемых данных и единицу измерений (°C или K). Выходной переменной temp0 присваивается вещественная величина температуры, увеличенная в сто раз, снятая с первого канала. Так как остальные каналы преобразователя не используются, то значения с выходов NI2 и NI3 в переменные не сохраняются.

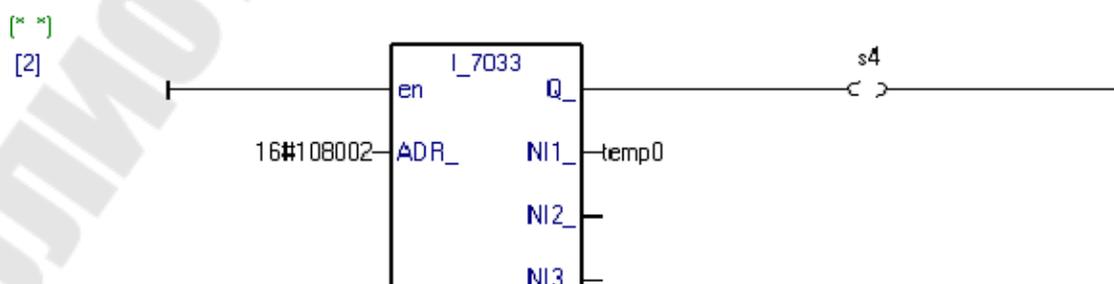


Рис. 5.21. Функциональный блок I_7033

Для приведения показаний к величине реальной температуры произведем деление переменной temp0 на 100 следующим функциональным блоком. Таким образом, в переменной T_7033D будет находиться значение, эквивалентное температуре ТПС.

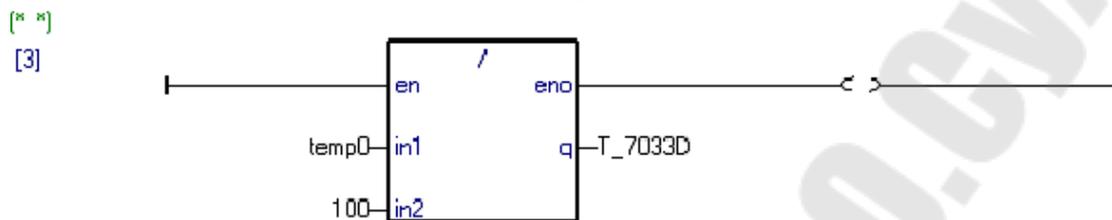


Рис. 5.22. Функциональный блок деления

Для получения показаний температуры ТЭП воспользуемся функциональным блоком I_7019. Строка ADR_ так же определяет адрес модуля, формат запрашиваемых данных и единицу измерений (°С, К). Выходной переменной temp1 присваивается вещественная величина температуры, увеличенная в сто раз, снятая с первого канала преобразователя ТЭП. Так как остальные каналы преобразователя не используются, то значения с выходов NI2-NI8 в переменные не сохраняются.

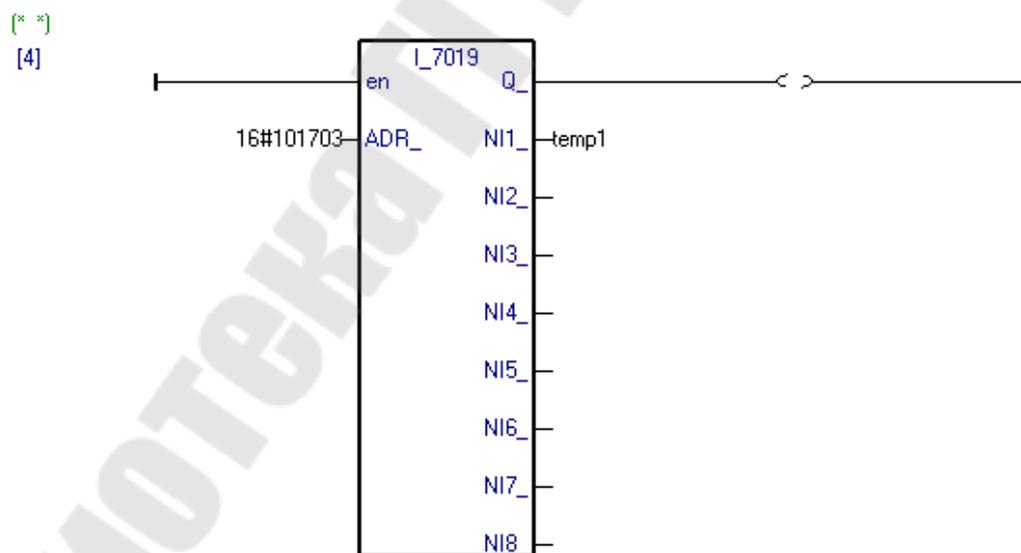


Рис. 5.23. Функциональный блок I_7019

Аналогично ТПС преобразуем показания температуры термопары:

(* *)
[5]

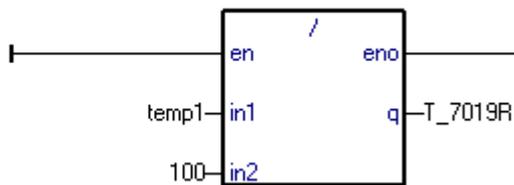


Рис. 5.24. Функциональный блок деления

Таким образом, в переменных T_7033D и T_7019R будут находиться показания температур ТПС и ТЭП соответственно. Дальнейшая обработка показаний температуры расширена возможностью задать данные переменные глобальными и назначить им статические адреса. Это позволит производить архивирование данных и позволит другим приложениям SCADA-систем считывать данные показания.

Приложение А

Полиномы для аппроксимации номинальных статических характеристик термопреобразователей сопротивления и термоэлектрических преобразователей

Таблица А.1

Полиномы для аппроксимации номинальных статических характеристик преобразования термопреобразователей сопротивления

Материал ТПС	W_{100}	Диапазон температур	Полином	Коэффициенты полинома
Pt	1,3910	-200...0 °C	$W_t = 1 + At + Bt^2 + C(t-100)t^3$	$A = 3,9692 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ $B = -5,8290 \cdot 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$ $C = -4,3303 \cdot 10^{-12} \text{ } ^\circ\text{C}^{-4}$
		0...600 °C	$W_t = 1 + At + Bt^2$	
		600...1100 °C	$W_t = 1 + At + Bt^2$	$A = 3,9692 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ $B = -5,8621 \cdot 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$
	1,3850	-200...0 °C	$W_t = 1 + At + Bt^2 + C(t-100)t^3$	$A = 3,9083 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ $B = -5,7750 \cdot 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$ $C = -4,1830 \cdot 10^{-12} \text{ } ^\circ\text{C}^{-4}$
		0...850 °C	$W_t = 1 + At + Bt^2$	
	Cu	1,4280	-200...-185 °C	$W_t = 1 + A(t-13.7)$
-185...-100 °C			$W_t = 1 + \alpha t + Bt(t-10) + Ct^3$	$A = 4,2775 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ $B = -5,4136 \cdot 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$ $C = 9,8265 \cdot 10^{-10} \text{ } ^\circ\text{C}^{-3}$
-100...-10 °C			$W_t = 1 + \alpha t + Bt(t-10)$	
-10...200 °C			$W_t = 1 + \alpha t$	
1,4260		-50...200 °C	$W_t = 1 + \alpha t$	$\alpha = 4,26 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
Ni	1,6170	-60...100 °C	$W_t = 1 + At + Bt^2$	$A = 5,4963 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ $B = 6,7556 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$
		100...180 °C	$W_t = 1 + At + Bt^2 + C(t-100)t^2$	$C = 9,2004 \cdot 10^{-9} \text{ } ^\circ\text{C}^{-3}$

Таблица А.2

Полиномы для аппроксимации номинальных статических характеристик преобразования термопар термоэлектрических преобразователей

Тип ТЭП	Материал термоэлектродов	Диапазон температур	Полином	Коэффициенты полинома
ТПП 13 (R)	Сплав платино-родий ПР-13 (87% Pt + 13% Rh) / платина (Pt)	-50...1064,18 °C	$E = \sum_{k=0}^9 a_k t^k$	$a_0 = 0$ $a_1 = 5,28961729765 \cdot 10^0$ $a_2 = 1,39166589782 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = -2,38855693017 \cdot 10^{-5}$ $a_4 = 3,56916001063 \cdot 10^{-8}$ $a_5 = -4,62347666298 \cdot 10^{-11}$ $a_6 = 5,00777441034 \cdot 10^{-14}$ $a_7 = -3,73105886191 \cdot 10^{-17}$ $a_8 = 1,57716482367 \cdot 10^{-20}$ $a_9 = -2,81038625251 \cdot 10^{-24}$

Продолжение табл. А.2

Тип ТЭП	Материал термо-электродов	Диапазон температур	Полином	Коэффициенты полинома
		1064,18...1664,50 °С	$E = \sum_{k=0}^5 a_k t^k$	$a_0 = 2,95157925316 \cdot 10^3$ $a_1 = -2,52061251332 \cdot 10^0$ $a_2 = 1,59564501865 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = -7,64085947576 \cdot 10^{-6}$ $a_4 = 2,05305291024 \cdot 10^{-9}$ $a_5 = -2,93359668173 \cdot 10^{-13}$
		1664,50...1768,10 °С	$E = \sum_{k=0}^4 a_k t^k$	$a_0 = 1,52232118209 \cdot 10^5$ $a_1 = -2,68819888545 \cdot 10^2$ $a_2 = 1,71280280471 \cdot 10^{-1}$ $a_3 = -3,45895706453 \cdot 10^{-5}$ $a_4 = -9,34633971046 \cdot 10^{-12}$
ТПП 10 (S)	Сплав платино-родий ПР-10 (90% Pt + 10% Rh) / платина (Pt)	-50...1064,18 °С	$E = \sum_{k=0}^8 a_k t^k$	$a_0 = 0$ $a_1 = 5,40313308631 \cdot 10^0$ $a_2 = 1,25934289740 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = -2,32477968689 \cdot 10^{-5}$ $a_4 = 3,22028823036 \cdot 10^{-8}$ $a_5 = -3,31465196389 \cdot 10^{-11}$ $a_6 = 2,55744251786 \cdot 10^{-14}$ $a_7 = -1,25068871393 \cdot 10^{-17}$ $a_8 = 2,71443176145 \cdot 10^{-21}$
		1064,18...1664,50 °С	$E = \sum_{k=0}^4 a_k t^k$	$a_0 = 1,32900444085 \cdot 10^5$ $a_1 = 3,34509311344 \cdot 10^0$ $a_2 = 6,54805192818 \cdot 10^{-3}$ $a_3 = -1,64856259209 \cdot 10^{-6}$ $a_4 = 1,29989605174 \cdot 10^{-11}$
		1664,50...1768,10 °С	$E = \sum_{k=0}^4 a_k t^k$	$a_0 = 1,46628232636 \cdot 10^5$ $a_1 = -2,58430516752 \cdot 10^2$ $a_2 = 1,63693574641 \cdot 10^{-1}$ $a_3 = -3,30439046987 \cdot 10^{-5}$ $a_4 = -9,43223690612 \cdot 10^{-12}$
ТПР (B)	Сплав платино-родий ПР-30 (70% Pt + 30% Rh) / сплав платино-родий ПР-6 (94% Pt + 6% Rh)	0...630,62 °С	$E = \sum_{k=0}^6 a_k t^k$	$a_0 = 0$ $a_1 = -2,4650818346 \cdot 10^{-1}$ $a_2 = 5,9040421171 \cdot 10^{-3}$ $a_3 = -1,3257931636 \cdot 10^{-6}$ $a_4 = 1,5668291901 \cdot 10^{-9}$ $a_5 = -1,6944529240 \cdot 10^{-12}$ $a_6 = 6,2990347094 \cdot 10^{-16}$
		630,62...1820 °С	$E = \sum_{k=0}^8 a_k t^k$	$a_0 = -3,8938168621 \cdot 10^3$ $a_1 = 2,8571747470 \cdot 10^1$ $a_2 = -8,4885104785 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = 1,5785280164 \cdot 10^{-4}$ $a_4 = -1,6835344864 \cdot 10^{-7}$ $a_5 = 1,1109794013 \cdot 10^{-10}$ $a_6 = -4,4515431033 \cdot 10^{-14}$ $a_7 = 9,8975640821 \cdot 10^{-18}$ $a_8 = -9,3791330289 \cdot 10^{-21}$

Продолжение табл. А.2

Тип ТЭП	Материал термо-электродов	Диапазон температур	Полином	Коэффициенты полинома
ТЖК (J)	Железо (Fe) / сплав кон-стантан (55% Cu + 45% Ni, Mn, Fe)	-210...760 °C	$E = \sum_{k=0}^8 a_k t^k$	$a_0 = 0$ $a_1 = 5,0381187815 \cdot 10^1$ $a_2 = 3,0475836930 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = -8,5681065720 \cdot 10^{-5}$ $a_4 = 1,3228195295 \cdot 10^{-7}$ $a_5 = -1,7052958337 \cdot 10^{-10}$ $a_6 = 2,0948090697 \cdot 10^{-13}$ $a_7 = -1,2538395336 \cdot 10^{-16}$ $a_8 = 1,5631725697 \cdot 10^{-20}$
		760...1200 °C	$E = \sum_{k=0}^5 a_k t^k$	$a_0 = 2,9645625681 \cdot 10^5$ $a_1 = -1,4976127786 \cdot 10^3$ $a_2 = 3,1787103924 \cdot 10^0$ $a_3 = -3,1847686701 \cdot 10^{-3}$ $a_4 = 1,5720819004 \cdot 10^{-6}$ $a_5 = -3,0691369056 \cdot 10^{-10}$
ТМКн * (T)	Медь (Cu) / сплав кон-стантан (55% Cu + 45% Ni, Mn, Fe)	-270...0 °C	$E = \sum_{k=0}^{14} a_k t^k$	$a_0 = 0$ $a_1 = 3,8748106364 \cdot 10^1$ $a_2 = 4,4194434347 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = 1,1844323105 \cdot 10^{-4}$ $a_4 = 2,0032973554 \cdot 10^{-5}$ $a_5 = 9,0138019559 \cdot 10^{-7}$ $a_6 = 2,2651156593 \cdot 10^{-8}$ $a_7 = 3,6071154205 \cdot 10^{-10}$ $a_8 = 3,8493939883 \cdot 10^{-12}$ $a_9 = 2,8213521925 \cdot 10^{-14}$ $a_{10} = 1,4251594779 \cdot 10^{-16}$ $a_{11} = 4,8768662286 \cdot 10^{-19}$ $a_{12} = 1,0795539270 \cdot 10^{-21}$ $a_{13} = 1,3945027062 \cdot 10^{-24}$ $a_{14} = 7,9795153927 \cdot 10^{-28}$
		0...400 °C	$E = \sum_{k=0}^8 a_k t^k$	$a_0 = 0$ $a_1 = 3,8748106364 \cdot 10^1$ $a_2 = 3,3292227880 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = 2,0618243404 \cdot 10^{-4}$ $a_4 = -2,1882256846 \cdot 10^{-6}$ $a_5 = 1,0996880928 \cdot 10^{-8}$ $a_6 = -3,0815758772 \cdot 10^{-11}$ $a_7 = 4,5479135290 \cdot 10^{-14}$ $a_8 = -2,7512901673 \cdot 10^{-17}$

Продолжение табл. А.2

Тип ТЭП	Материал термо-электродов	Диапазон температур	Полином	Коэффициенты полинома
ТНН (N)	Сплав них-росил [(83,49-84,89)% Ni + (13,7-14,7)% Cr + (1,2-1,6)% Si + Fe, C, Mg]/ сплав нисил [(94,98-95,53)% Ni + 0,02% Cr + (4,2-4,6)% Si + Fe, C, Mg]	-270...0 °C	$E = \sum_{k=0}^8 a_k t^k$	$a_0= 0$ $a_1= 2,6159105962 \cdot 10^1$ $a_2= 1,0957484228 \cdot 10^{-2}$ $a_3= -9,3841111554 \cdot 10^{-5}$ $a_4= -4,6412039759 \cdot 10^{-8}$ $a_5= -2,6303357716 \cdot 10^{-9}$ $a_6= -2,2653438003 \cdot 10^{-11}$ $a_7= -7,6089300791 \cdot 10^{-14}$ $a_8= -9,3419667835 \cdot 10^{-17}$
		0...1300 °C	$E = \sum_{k=0}^{10} a_k t^k$	$a_0= 0$ $a_1= 2,5929394601 \cdot 10^1$ $a_2= 1,5710141880 \cdot 10^{-2}$ $a_3= 4,3825627237 \cdot 10^{-5}$ $a_4= -2,5261169794 \cdot 10^{-7}$ $a_5= 6,4311819339 \cdot 10^{-10}$ $a_6= -1,0063471519 \cdot 10^{-12}$ $a_7= 9,9745338992 \cdot 10^{-16}$ $a_8= -6,0863245607 \cdot 10^{-19}$ $a_9= 2,0849229339 \cdot 10^{-22}$ $a_{10}= -3,0682196151 \cdot 10^{-26}$
ТХА (K)	Сплав хромель Т НХ9,5 (90,5% Ni + 9,5% Cr)/ сплав алюминель Н Мц АК-2-2-1 (94,5% Ni + 5,5% Al, Si, Mn, Co)	-270...0 °C	$E = \sum_{k=0}^{10} a_k t^k$	$a_0= 0$ $a_1= 3,9450128025 \cdot 10^1$ $a_2= 2,3622373598 \cdot 10^{-2}$ $a_3= -3,285890678 \cdot 10^{-4}$ $a_4= -4,9904828777 \cdot 10^{-6}$ $a_5= -6,7509059173 \cdot 10^{-8}$ $a_6= -5,7410327428 \cdot 10^{-10}$ $a_7= -3,1088872894 \cdot 10^{-12}$ $a_8= -1,0451609365 \cdot 10^{-14}$ $a_9= -1,9889266878 \cdot 10^{-17}$ $a_{10}= -1,6322697486 \cdot 10^{-20}$
		0...1372 °C	$E = \sum_{k=0}^9 a_k t^k + c_1 \cdot e^{-0,5 \left(\frac{t-126,9686}{65} \right)^2}$	$a_0= -1,7600413686 \cdot 10^1$ $a_1= 3,8921204975 \cdot 10^1$ $a_2= 1,8558770032 \cdot 10^{-2}$ $a_3= -9,9457592874 \cdot 10^{-5}$ $a_4= 3,1840945719 \cdot 10^{-7}$ $a_5= -5,6072844889 \cdot 10^{-10}$ $a_6= 5,6075059059 \cdot 10^{-13}$ $a_7= -3,2020720003 \cdot 10^{-16}$ $a_8= 9,7151147152 \cdot 10^{-20}$ $a_9= -1,2104721275 \cdot 10^{-23}$ $c_1= 1,185976 \cdot 10^2$

Продолжение табл. А.2

Тип ТЭП	Материал термо-электродов	Диапазон температур	Полином	Коэффициенты полинома
ТХКн (E)	Сплав хромель ТНХ9,5 (90,5% Ni + 9,5% Cr) / сплав константан (55% Cu + 45% Ni, Mn, Fe)	-270...0 °C	$E = \sum_{k=0}^{13} a_k t^k$	$a_0 = 0$ $a_1 = 5,8665508708 \cdot 10^1$ $a_2 = 4,5410977124 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = -7,7998048686 \cdot 10^{-4}$ $a_4 = -2,5800160843 \cdot 10^{-5}$ $a_5 = -5,9452583057 \cdot 10^{-7}$ $a_6 = -9,3214058667 \cdot 10^{-9}$ $a_7 = -1,0287605534 \cdot 10^{-10}$ $a_8 = -8,0370123621 \cdot 10^{-13}$ $a_9 = -4,3979497391 \cdot 10^{-15}$ $a_{10} = -1,6414776355 \cdot 10^{-17}$ $a_{11} = -3,9673619510 \cdot 10^{-20}$ $a_{12} = -5,5827328721 \cdot 10^{-23}$ $a_{13} = -3,4657842013 \cdot 10^{-26}$
		0...1000 °C	$E = \sum_{k=0}^{10} a_k t^k$	$a_0 = 0$ $a_1 = 5,8665508710 \cdot 10^1$ $a_2 = 4,5032275582 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = 2,8908407212 \cdot 10^{-5}$ $a_4 = -3,3056896652 \cdot 10^{-7}$ $a_5 = 6,5024403270 \cdot 10^{-10}$ $a_6 = -1,9197495504 \cdot 10^{-13}$ $a_7 = -1,2536600497 \cdot 10^{-15}$ $a_8 = 2,1489217569 \cdot 10^{-18}$ $a_9 = -1,4388041782 \cdot 10^{-21}$ $a_{10} = 3,5960899481 \cdot 10^{-25}$
ТХК (L)	Сплав хромель ТНХ9,5 (90,5% Ni + 9,5% Cr) / сплав копель МНМц 43-0,5 (56% Cu + 44% Ni)	-209...809 °C	$E = \sum_{k=0}^8 a_k t^k$	$a_0 = -1,18525793501 \cdot 10^{-1}$ $a_1 = 6,33040074968 \cdot 10^1$ $a_2 = 6,01543083712 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = -7,89448388399 \cdot 10^{-5}$ $a_4 = 9,06846456260 \cdot 10^{-8}$ $a_5 = -2,98823148611 \cdot 10^{-11}$ $a_6 = -2,23683533648 \cdot 10^{-13}$ $a_7 = 3,74726881481 \cdot 10^{-16}$ $a_8 = -1,76318367088 \cdot 10^{-19}$
ТМК (M)	Медь (Cu) / сплав копель МНМц 43-0,5 (56% Cu + 44% Ni)	-200...100 °C	$E = \sum_{k=0}^3 a_k t^k$	$a_0 = 0$ $a_1 = 4,26719754290 \cdot 10^1$ $a_2 = 5,03608729939 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = -4,60777599659 \cdot 10^{-5}$

Тип ТЭП	Материал термо-электродов	Диапазон температур	Полином	Коэффициенты полинома
ТСС (I)	Никелевый сплав силх НХК 9-0,9 [(87,6-89,2)% Ni + (8,8-9,8)% Cr + (0,6-1,2)% Si + 1% Mn, Fe]/ никелевый сплав силин НК 2,4 [(91,8-92,6)% Ni + (2,0-2,8)% Si + 1% Mn, Fe]	0...800 °С	$E = \sum_{k=0}^8 a_k t^k$	$a_0 = 0$ $a_1 = 3,04692856274 \cdot 10^1$ $a_2 = 2,06350597325 \cdot 10^{-1}$ $a_3 = -1,65862501906 \cdot 10^{-3}$ $a_4 = 6,89760425469 \cdot 10^{-6}$ $a_5 = -1,61750002260 \cdot 10^{-8}$ $a_6 = 2,16875003268 \cdot 10^{-11}$ $a_7 = -1,55357145347 \cdot 10^{-14}$ $a_8 = 4,61309531573 \cdot 10^{-18}$
ТВР (А-1)	Сплав вольфрам-рений ВР-5 (95% W + 5% Re)/ сплав вольфрам-рений ВР-20 (80% W + 20% Re)	0...2500 °С	$E = \sum_{k=0}^8 a_k t^k$	$a_0 = 0$ $a_1 = 1,19435051836 \cdot 10^1$ $a_2 = 1,68410967598 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = -2,89938389081 \cdot 10^{-5}$ $a_4 = 2,96419895577 \cdot 10^{-8}$ $a_5 = -1,96255650085 \cdot 10^{-11}$ $a_6 = 7,90725442212 \cdot 10^{-15}$ $a_7 = -1,75055944005 \cdot 10^{-18}$ $a_8 = 1,62662768814 \cdot 10^{-22}$
ТВР (А-2)	Сплав вольфрам-рений ВР-5 (95% W + 5% Re)/ сплав вольфрам-рений ВР-20 (80% W + 20% Re)	0...1800 °С	$E = \sum_{k=0}^8 a_k t^k$	$a_0 = 0$ $a_1 = 1,16304584656 \cdot 10^1$ $a_2 = 2,13594292968 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = -4,42889525583 \cdot 10^{-5}$ $a_4 = 5,50209346003 \cdot 10^{-8}$ $a_5 = -4,23367650638 \cdot 10^{-11}$ $a_6 = 1,88788449744 \cdot 10^{-14}$ $a_7 = -4,36589567090 \cdot 10^{-18}$ $a_8 = 3,89801668841 \cdot 10^{-22}$
ТВР (А-3)	Сплав вольфрам-рений ВР-5 (95% W + 5% Re)/ сплав вольфрам-рений ВР-20 (80% W + 20% Re)	0...1800 °С	$E = \sum_{k=0}^8 a_k t^k$	$a_0 = 0$ $a_1 = 1,16742612555 \cdot 10^1$ $a_2 = 1,81130871988 \cdot 10^{-2}$ $a_3 = -3,35363110576 \cdot 10^{-5}$ $a_4 = 3,66239063835 \cdot 10^{-8}$ $a_5 = -2,45089702195 \cdot 10^{-11}$ $a_6 = 9,10989494490 \cdot 10^{-15}$ $a_7 = -1,56063017767 \cdot 10^{-18}$ $a_8 = 6,35519147419 \cdot 10^{-23}$

Приложение Б

Относительная диэлектрическая проницаемость различных твердых, жидких и газообразных сред

Таблица Б.1

Значения относительной диэлектрической проницаемости различных твердых, жидких и газообразных сред*

Вещество	ϵ_r
Бакелит	4,5
Битум	2,5–3
Бумага сухая	2–2,5
Гетинакс	5–6
Каучук	2,4
Кварц	3,5–4,5
Керамика конденсаторная	10–200
Метатитанат бария	2000
Парафин	2–2,3
Плексиглас (оргстекло)	3,5
Полистирол	2,4–2,6
Полихлорвинил	3
Полиэтилен	2,3–2,4
Сегнетова соль	500
Слюда	5,7–7
Стекло	4–16
Текстолит	–
Фарфор	4,5–4,7
Шеллак	3,5
Эбонит	2,5–3
Янтарь	2,8
Бензин	2
Вода дистиллированная	81
Масло вазелиновое	2
Масло касторовое	4,6–4,8
Масло трансформаторное	2,2
Скипидар	2,2
Спирт этиловый	27
Азот	1,00054
Воздух (сухой)	1,00025
Гелий	1,00007
Кислород	1,00055
Углекислый газ	1,0009

* – при температуре 20 °С, для низких частот; для газов – при атмосферном давлении 760 мм рт. ст.

Основы языка LD

Программа на языке LD представлена списком ступеней, на которых расположены контакты и витки. Ниже приведены основные компоненты LD диаграммы:

┌— Головная часть ступени (левая шина питания)

Каждая ступень начинается с левой шины питания, начальное значение которой истинно. Редактор Quick LD автоматически создаёт левую шину питания, когда первый контакт ступени создан пользователем. Каждая ступень может иметь логическое имя, которое может использоваться в качестве метки для инструкций прыжка.

┌┐ Контакты

Контакты изменяют поток булевых данных в соответствии со значением булевой переменной. Имя переменной изображено над символом контакта.

Следующие типы контактов поддерживаются редактором Quick LD:

- ┌┌ прямой контакт
- ┌┐ инвертированный контакт
- ┌┐ контакт с определением положительного (переднего) фронта
- ┌┐ контакт с определением отрицательного (заднего) фронта
- ┌○ Витки

Виток представляет действие. Состояние ступени (состояние связи в левой части витка) используется для изменения булевой переменной. Имя переменной изображено над символом витка.

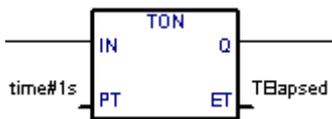
Следующие типы витков поддерживаются редактором Quick LD:

- ┌┌ прямой виток
- ┌┐ инвертированный виток
- ┌(┌ "установить" виток действия
- ┌(┐ "сбросить" виток действия
- ┌(┌ виток с определением положительного (переднего) фронта
- ┌(┐ виток с определением отрицательного (заднего) фронта

┌┐ Функциональные блоки

Блок диаграммы LD может представлять функцию, функциональный блок, подпрограмму или оператор. Его первые (входной и

выходной) параметры всегда соединены со ступенью. Другие параметры описаны вне прямоугольника блока.



—| Конец ступени (правая шина питания)

Ступень заканчивается правой шиной питания. Редактор Quick LD автоматически вставляет правую шину питания, когда пользователь помещает виток в диаграмму.

→»| Символ прыжка

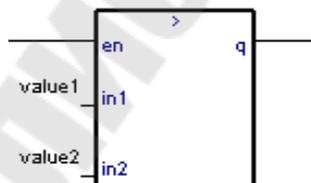
Символ прыжка всегда ссылается на метку ступени, т.е. имя этой ступени, определённое где-либо в этой же диаграмме. Он помещается в конце ступени. Если состояние ступени истинно, выполнение диаграммы прямо перейдёт к помеченной ступени. Следует иметь в виду, что обратные прыжки опасны, так как они могут привести к блокированию цикла PLC в некоторых случаях.

⌞ Символ возврата

Символ возврата размещается в конце ступени. Он означает, что выполнение программы должно быть остановлено, если значение ступени истинно.

⌘ Ввод «EN»

В некоторых операторах, функциях и функциональных блоках первый ввод не имеет булевского типа данных. Так как первый ввод всегда должен быть соединен со ступенью, то другой ввод автоматически вставляется на первую позицию, называемую «EN». Блок выполняется только в том случае, если ввод «EN» истинен. Ниже приведён пример оператора сравнения и его эквивалент на языке ST:



⌘ Вывод «ENO»

```
IF rung_state THEN
```

```
  q := (value1 > value 2);
```

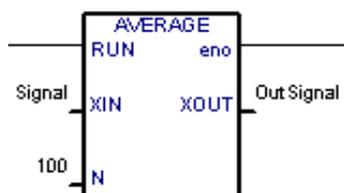
```
ELSE
```

```
  q := FALSE;
```

```
END_IF;
```

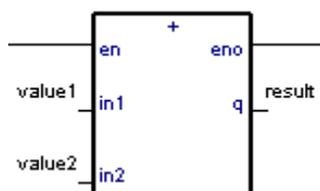
(* продолжить ступень с состоянием q *)

В некоторых операторах, функциях или функциональных блоках первый вывод не имеет булевого типа данных. Поскольку первый вывод всегда должен быть соединён со ступенью, другой вывод автоматически вставляется на первую позицию. Он называется «ENO». Этот вывод всегда находится в том же состоянии, что и первый ввод блока. Ниже приведён пример функционального блока AVERAGE и его эквивалент на языке ST :



```
AVERAGE(rung_state, Signal, 100);
OutSignal := AVERAGE.XOUT;
eno := rung_state;
(* продолжить шину с состоянием eno *)
```

В некоторых случаях одновременно необходимы как EN, так и ENO. Ниже приведён пример арифметического оператора и его эквивалент на ST:



```
IF rung_state THEN
    result := (value1 + value2);
END_IF;
eno := rung_state;
(* продолжить шину с состоянием eno *)
```

ИИИ Ограничения редактора Quick LD

Редактор ISaGRAF Quick LD не позволяет продолжить ступень (вставить новый контакт или виток) вправо от витка. Если одной ступени требуется сразу несколько выводов, то соответствующие витки должны быть параллельны.

Список литературы

1. ГОСТ 13384–93 (СНГ). Преобразователи измерительные для термоэлектрических преобразователей и термопреобразователей сопротивления. Общие технические требования и методы испытаний. – Введ. 01.01.1996. – Мн.: Межгос. совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 1996.
2. ГОСТ 26.011–80 (СССР). Средства измерений и автоматизации. Сигналы тока и напряжения электрические непрерывные входные и выходные. – Введ. 01.01.1982. – М.: Государственный комитет СССР по стандартам, 1982.
3. ГОСТ 3044–94 (СНГ). Преобразователи термоэлектрические. Номинальные статические характеристики преобразования. – Введ. 01.01.1997. – Мн.: Белстандарт, 1996.
4. ГОСТ 6651–94 (СНГ). Термопреобразователи сопротивления. Общие технические требования и методы испытаний. – Введ. 01.01.1996. – Мн.: Межгос. совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 1996.
5. ГОСТ 8.401–80 (СССР). Классы точности средств измерений. Общие требования. – Введ. 01.07.1981. – М.: Государственный комитет СССР по стандартам, 1981.
6. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоиздат. – 1988.
7. Гутников В. С. Фильтрация измерительных сигналов. – Л.: Энергоатомиздат. – 1990.
8. Иванов В.И., Аксенов А.И., Юшин А.М. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы: Справочник. – Энергоатомиздат. – 1989.
9. Измерения в промышленности. Справ. изд. В 3-х кн. Кн. 2. Способы измерения и аппаратура: Пер. с нем./ Под ред. Профоса П. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Металлургия. – 1990.
10. Измерение электрических и неэлектрических величин: Учеб. пособие для вузов./ Н.Н. Евтихийев, Я.А. Купершмитдт, В.Ф. Папуловский, В.Н. Скугоров; Под общ. ред. Н.Н. Евтихьева. – М.: Энергоатомиздат. – 1990.
11. Каржавин А. В., Улановский А. А. Термоэлектрическая термометрия. Основы, проблемы, развитие. / Сб. докл. 1-ой Всероссийской конф. «Температура–2001», г. Подольск. – 2001.
12. Карпов В.А. Электромагнитные расходомеры: Учеб. пособие по курсу «Методы и техника научного эксперимента». – Гомель, ГПИ, 1998. – 70 с. (м/ук № 2265).

13. Карпов В.А., Крышнев Ю.В. Практическое руководство к лабораторным работам № 3 – 8 «Проектирование фильтров нижних частот Чебышева и Баттерворта» по дисциплине «САПР устройств промышленной электроники» для студентов специальности Т.07.02.01. – Гомель, ГПИ им. П.О. Сухого. – 1998 (м/ук № 2235).

14. Карпов В.А., Крышнев Ю.В. Практическое руководство к лабораторным работам № 9 – 12 «Проектирование преобразователей «напряжение-ток»» по дисциплине «САПР устройств промышленной электроники» для студентов специальности Т.07.02.01. – Гомель, ГГТУ им. П.О. Сухого. – 2000. (м/ук № 2435).

15. Карпов В.А., Крышнев Ю.В. Проектирование измерительного преобразователя для датчика температуры. Практическое руководство и задания к курсовой работе по дисциплине «САПР устройств промышленной электроники» для студентов специальностей Т.07.02.00, 1-36 04 02 01. – Гомель, ГГТУ им. П.О. Сухого. – 2005 (м/ук № 3163).

16. Куликовский К.Л., Купер В.Я. Методы и средства измерений: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергоатомиздат. – 1986.

17. Ладик А.И., Сташевич А.И. Знакосинтезирующие индикаторы: Справочник. – М.: Радио и связь. – 1993.

18. Лебедев О.Н. Микросхемы памяти и их применение. – М.: Радио и связь. – 1990.

19. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: (Измерительные преобразователи). – Л., Энергоатомиздат. – 1983.

20. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация. Пер. с англ. – М.: Мир. – 1984.

21. Микропроцессоры и микропроцессорные комплекты интегральных микросхем: Справочник. В 2 т. / Под ред. В.А. Шахнова. – М.: Радио и связь. – 1988.

22. Однокристалльные микроЭВМ. Справочник/ А.В.Боборыкин, Т.П. Липовецкий и др. – М.: МИКАП. – 1994.

23. Пайтон А. Дж., Уолш В. Аналоговая электроника на ОУ. Практическое руководство. – Пер. с англ. – М.: БИНОМ. – 1994.

24. Полупроводниковые БИС запоминающих устройств: Справочник/Под ред. А.И. Гордонова и М.Н. Дьякова. – М.: Радио и связь. – 1987.

25. Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования Micro-Cap V. – Изд. «Солон». – 1997.

26. Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммутационные устройства РЭА. Справочник / Н.Н. Акимов, Е.П. Ващуков, В.А. Прохоренко, Ю.П. Ходоренок. – Мн.: Беларусь. – 1994.
27. Резисторы: Справочник. Под ред. И.И. Четверткова и Н.Я. Четверткова – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь. – 1991.
28. Сташин В.В., Урусов А.В., Мологонцева О.Ф. Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микроконтроллерах. – М.: Энергоатомиздат. – 1990.
29. Федорков Б.Г., Телец В.А., Дегтяренко В.П. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналогоцифровые преобразователи. – М.: Радио и связь. – 1985.
30. Хорн П. Проектирование активных фильтров: пер с англ. – М.: Мир. – 1984.
31. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х томах с дополнением. – Пер. с англ. – Т. 1. – М.: Мир. – 1983.
32. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х томах с дополнением. – Пер. с англ. – Т. 2. – М.: Мир. – 1983.
33. Цифровые интегральные микросхемы. Справочник / М.И. Богданович, И.Н. Грель, В.А. Прохоренко, В.В. Шалимо. – Мн.: Беларусь. – 1991.
34. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы. Справочник./ С.В. Якубовский, Л.И. Ниссельсон и др.; под ред. С.В. Якубовского. – М.: Радио и связь. – 1989.
35. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Советское радио. – 1979.
36. Щербаков В.И., Грездов Г.И. Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник. – К.: Техніка. – 1983.
37. Bonnie C. Baker. Precision Temperature Sensing with RTD Circuits. – Microchip Technology Inc. – 2003.
38. Bonnie C. Baker. Thermistors in Single Supply Temperature Sensing Circuits. – Microchip Technology Inc. – 2002.
39. Bonnie C. Baker. Single Supply Temperature Sensing with Thermocouples. – Microchip Technology Inc. – 2003.
40. URL: <http://autex.spb.ru/analogdevices/spice>. – Дата доступа: 23.03.2009.
41. URL: <http://www.gaw.ru>. – Дата доступа: 23.03.2009.

Содержание

	стр
1 Характеристики первичных измерительных преобразователей неэлектрических величин	3
1.1 Датчики температуры.....	3
1.1.1 Термометры сопротивления металлические ...	3
1.1.2 Термометры сопротивления полупроводниковые.....	7
1.1.3 Термоэлектрические преобразователи	10
1.2 Тензометрические преобразователи	14
1.3 Емкостные преобразователи.....	17
1.4 Электромагнитные расходомеры.....	21
2 Моделирование первичных измерительных преобразователей в системе Micro-CAP	24
2.1 Моделирование в системе Micro-CAP датчиков температуры	24
2.1.1 Способы моделирования в системе Micro-CAP термопреобразователей сопротивления	24
2.1.2 Способы моделирования в системе Micro-CAP термисторов и ИМС температурных датчиков ...	26
2.1.3 Способы моделирования в системе Micro-CAP термоэлектрических преобразователей	27
2.2 Моделирование в системе Micro-CAP тензометрических преобразователей	29
2.3 Моделирование в системе Micro-CAP емкостных датчиков	29
2.4 Моделирование в системе Micro-CAP сигнала электромагнитного датчика расхода	30
3 Проектирование измерительных цепей для датчиков неэлектрических величин	32
3.1 Измерительные усилители на основе ОУ.....	32
3.1.1 Помехи общего и нормального вида	32
3.1.2 Дифференциальный усилитель на ОУ	35
3.1.3 Схема ДУ с регулировкой коэффициента усиления на дополнительном ОУ	38
3.1.4 ИУ на одном ОУ с регулировкой коэффициента усиления.....	39
3.1.5 ИУ на двух ОУ без синфазного сигнала на	

входах ОУ	41
3.1.6 ИУ на двух ОУ с высоким входным сопротивлением	43
3.1.7 ИУ на основе трех ОУ (классическая схема инструментального усилителя).....	45
3.1.8 Интегральные инструментальные усилители	47
3.2 Схемы с Т-образной цепью отрицательной обратной связи.....	49
3.3 Измерители среднего значения переменного напряжения	51
3.4 Фазочувствительные выпрямители.....	52
3.5 Измерительные цепи для датчиков неэлектрических величин	53
3.5.1 Измерительные цепи для датчиков температуры	53
3.5.2 Измерительные цепи для тензорезисторов ...	62
3.5.3 Измерительные цепи для емкостных датчиков	66
3.5.4 Измерительные цепи для электромагнитных датчиков расхода.....	70
4 Проектирование микроконтроллерных модулей	75
4.1 Схемы подключения микроконтроллера	75
4.2 Расширение возможностей микроконтроллера по вводу-выводу	76
4.3 Схемы ввода цифровых и аналоговых сигналов	81
4.4 Схемы вывода управляющих сигналов	84
4.5 Схемы подключения светодиодных индикаторов ..	85
4.6 Схемы подключения линейного дисплея и клавиатуры	87
4.7 Схемы сопряжения с последовательным интерфейсом	94
5 Реализация информационно-измерительных систем на основе программируемых промышленных контроллеров	98
5.1 Функциональная схема измерительного преобразователя температуры	98
5.2 Преобразователь сигнала термосопротивления М-7033D	99
5.3 Преобразователь сигнала термопары М-7019R	103
5.4 Конфигурирование модулей ввода аналоговых сиг-	

налов М-7033D и М-7019R	108
5.5 Калибровка показаний датчиков ТПС и ТЭП	112
5.6 Разработка управляющей части информационно-измерительной системы	114
5.7 Реализация алгоритма работы информационно-измерительной системы с использованием комплекса промышленного программирования IsaGraf	118
Приложение А Полиномы для аппроксимации номинальных статических характеристик термопреобразователей сопротивления и термоэлектрических преобразователей	122
Приложение Б Относительная диэлектрическая проницаемость различных твердых, жидких и газообразных сред	128
Приложение В Основы языка LD	129
Список литературы	132

Крышнев Юрий Викторович
Виноградов Эдуард Михайлович
Никеев Александр Иванович
Ежов Владимир Дмитриевич

**МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ
И МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ
УПРАВЛЯЮЩИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ
УСТРОЙСТВА**

**Методические указания
к курсовому проекту
для студентов специальности 1-36 04 02
«Промышленная электроника»,
специализации 1-36 04 02 01 «Микроэлектронные
и микропроцессорные устройства»
(с электронными приложениями)
дневной и заочной форм обучения**

Подписано к размещению в электронную библиотеку
ГГТУ им. П. О. Сухого в качестве электронного
учебно-методического документа 13.01.10.

Рег. № 60Е.

E-mail: ic@gstu.by

<http://www.gstu.by>