

Министерство образования Республики Беларусь

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

Кафедра «Промышленная электроника»

**КОМПЛЕКСНЫЙ КУРСОВОЙ ПРОЕКТ  
ПО ДИСЦИПЛИНАМ СПЕЦИАЛИЗАЦИИ  
«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 управляющие  
и информационные устройства»  
дневной и заочной форм обучения**

Электронный аналог печатного издания

Гомель 2010

УДК 621.38(075.8)  
ББК 32.859я73  
К63

*Рекомендовано к изданию научно-методическим советом  
факультета автоматизированных и информационных систем  
ГГТУ им. П. О. Сухого  
(протокол № 6 от 13.04.2009 г.)*

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

Рецензент: канд. техн. наук, доц. каф. «Промышленная электроника»  
ГГТУ им. П. О. Сухого *Г. И. Селиверстов*

**Комплексный** курсовой проект по дисциплинам специализации «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» днев. и заоч. форм обучения / Ю. В. Крышнев [и др.]. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2010. – 78 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.

ISBN 978-985-420-930-2.

Содержат необходимые сведения по характеристикам первичных измерительных преобразователей неэлектрических величин и измерительным целям для них; микроконтроллерным модулям и средствам отображения результатов измерений.

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 форм обучения.

УДК 621.38(075.8)  
ББК 32.859я73

ISBN 978-985-420-930-2

© 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, такие внешние воздействия, 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  $t = 100$  °С;  $R_0$  – сопротивление при  $t = 0$  °С;  $\Delta t^{\circ} = 100$  °С, 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  $l$ , 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.

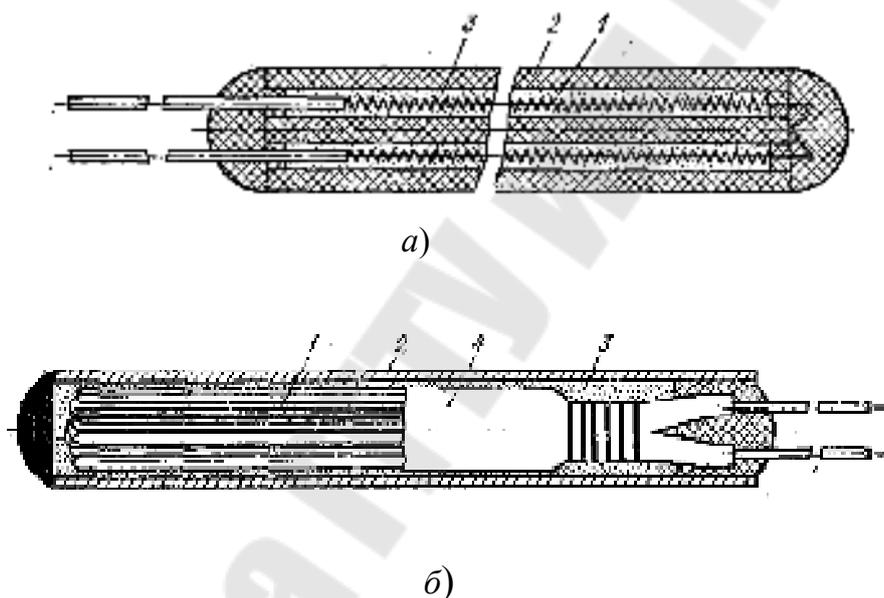


Рис. 1.1. Конструкции чувствительных элементов ТПС

Конструктивные разновидности погружаемых ТПС рассмотрены в [10], [15], [16]. 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 определенных температурных отрезках может быть описана интерполяционным уравнением [4]. Интерполяционные уравнения для ТПС приведены в [15]. Вид интерпо-

ляционного уравнения и его коэффициенты зависят от материала ТПС и характеристического отношения сопротивлений  $W_{100}$ . На рис. 1.2 показан пример НСХ, построенной по табличным данным.

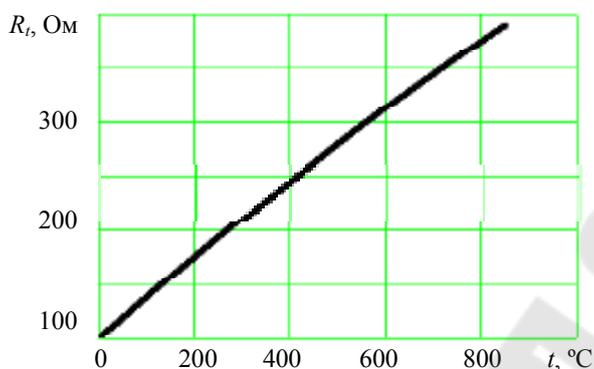


Рис. 1.2. НСХ платинового ТПС с  $R_0 = 100 \text{ Ом}$ ,  $W_{100} = 1,385$

В обозначении ТПС указываются тип используемого материала (П – платина, М – медь, Н – никель) и номинальное сопротивление при  $0^\circ\text{C}$ . 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  $0^\circ\text{C}$  не более  $0,1\%$  его номинального значения, в промышленных приборах, выбирается из ряда [4]:

$0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 2,0; 3,0; 5,0; 10,0; 15,0; 20,0; 50,0 \text{ мА}$ .

По точности воспроизводимости своей градуировочной характеристики и по допускаемому отклонению сопротивления  $R_0$  от номинального ТПС делятся на классы допуска  $A, B$  и  $C$  [4].

Конструктивно ТПС может иметь 2, 3 или 4 внешних вывода (рис. 1.3).

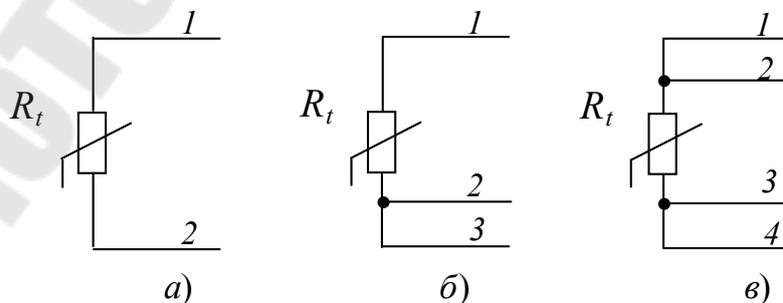


Рис. 1.3. Разновидности конструктивного исполнения выводов ТПС: а – двухпроводная схема; б – трехпроводная схема; в – четырехпроводная схема

### 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.

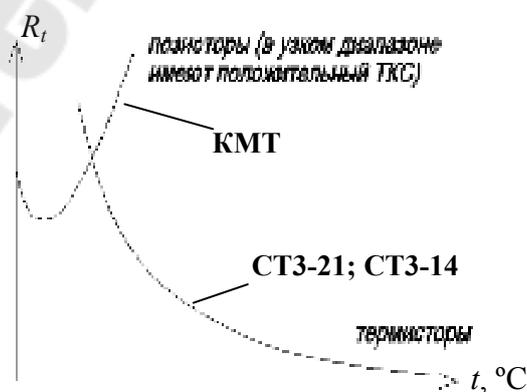


Рис. 1.4. Примеры характеристик термисторов

### 1.1.3. Термоэлектрические преобразователи

Явление термоэлектричества было открыто Зеебеком в 1823 г. Если два разнородных проводника соединить между собой (рис. 1.5), и концы этих проводников будут находиться под разными температурами, то в такой цепи будет течь ток под действием ЭДС  $E$ , которую называют термоЭДС [9], [11], [16], [32]:

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

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 [15].

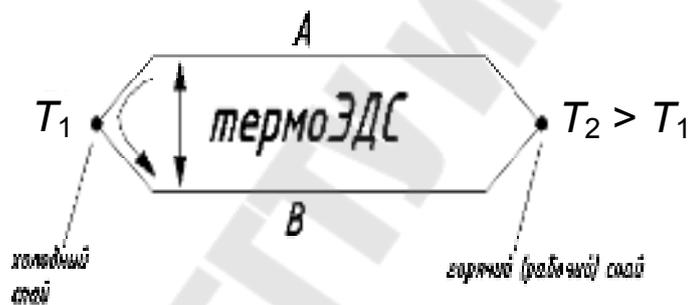


Рис. 1.5. Возникновение термоЭДС

Проводник  $A$  положителен по отношению к проводнику  $B$ , если ток течет от проводника  $A$  к  $B$  в более холодном спае.

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

Измерения проводят амперметром, либо милливольтметром. Часто измерения проводят по схеме, показанной на рис. 1.6.

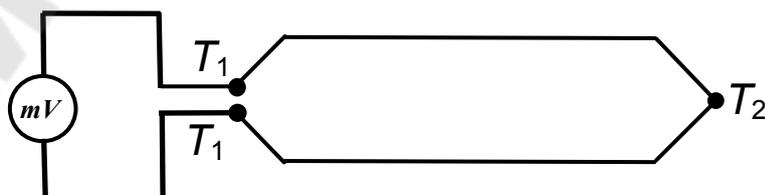


Рис. 1.6. Схема измерения термоЭДС

Традиционное конструктивное устройство промышленной термопары [10] показано на рис. 1.7, *а*; внешний вид современного кабельного термопарного термопреобразователя [11] – на рис. 1.7, *б*. На рис. 1.7, *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. 1.7, *б* пара термоэлектродов *1* помещена внутрь гибкой металлической трубки *2* и изолирована уплотненным плавленным 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.

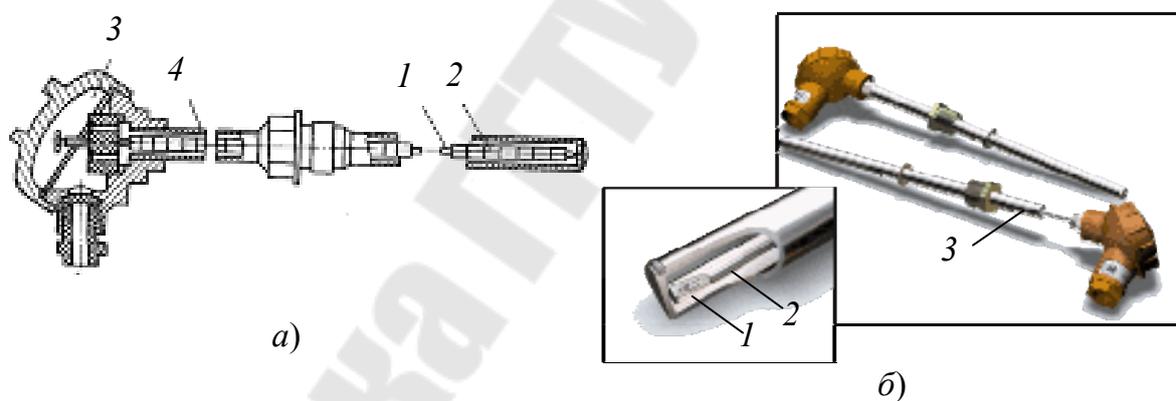


Рис. 1.7. Устройство промышленной термопары

Номинальные статические (градуировочные) характеристики термопар всех типов приведены в стандарте [3]. НСХ таблично описывает зависимость термоЭДС (мкВ) от измеряемой температуры (°С) при условии, что опорный спай находится при температуре 0 °С (рис. 1.8).

Градуировочные характеристики термопар в широком диапазоне температур нелинейны. Аналитически каждая НСХ на определенных температурных отрезках описывается интерполяционным уравнением [15]. 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).

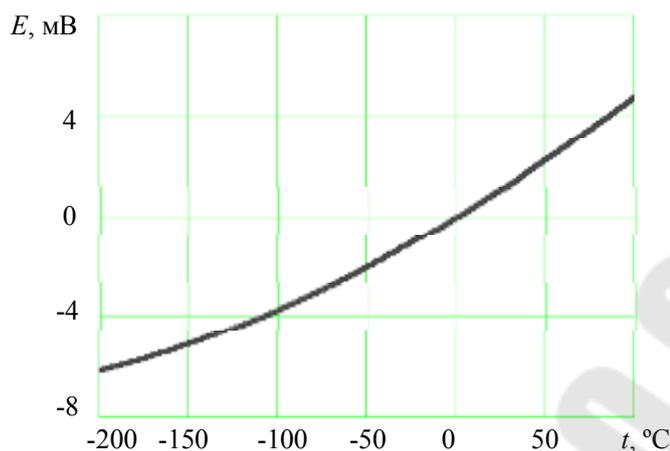


Рис. 1.8. Номинальная статическая характеристика термопары ТМК (М)

Например, интерполяционное уравнение для термопары типа ТМК (М) медь–копель при  $t \text{ } ^\circ\text{C} = (-200 \dots 100) \text{ } ^\circ\text{C}$  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 мкВ, а температура  $t$  – в  $^\circ\text{C}$ .

## 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  $\varepsilon_R$  – относительное изменение сопротивления тензорезистора;  $\varepsilon_l$  – 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;  $\Delta l$  – изменение длины проводника;  $\Delta S$  – изменение сечения 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  $\varepsilon_l$  длины тензорезистора в пределах упругих деформаций не превышает  $2,5 \cdot 10^{-3}$ , а  $\varepsilon_R$  не превышает значений  $(1,25...10) \cdot 10^{-3}$ , т. е. 1 %.

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

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

где  $R_0$  – сопротивление ненагруженного тензорезистора.

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.

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

По конструкции тензорезисторы делятся на проволочные, фольговые и пленочные (рис. 1.9). Примеры обозначения проволочного и фольгового тензорезисторов представлены на рис. 1.10, 1.11.

Для проволочных тензорезисторов диапазон сопротивлений  $R_0$  составляет 20...500 Ом. Для фольговых тензорезисторов диапазон  $l$  (база) составляет 0,6...10 мм, их недостатком является малое сопротивление.

Пленочные тензорезисторы изготавливаются путем 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 пленочных тензорезисторов применяются как металлические, так и полупроводниковые материалы. Полу-

проводниковые тензорезисторы представляют собой тонкие полоски из кремния  $p$ -типа, вырезанные в направлении кристаллографической оси.

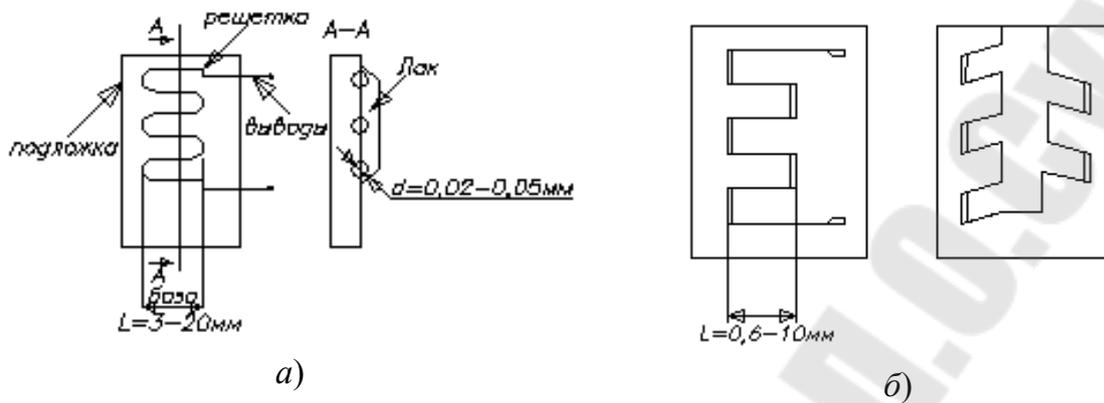


Рис. 1.9. Конструкции тензорезисторов: *а* – проволочного; *б* – фольгового

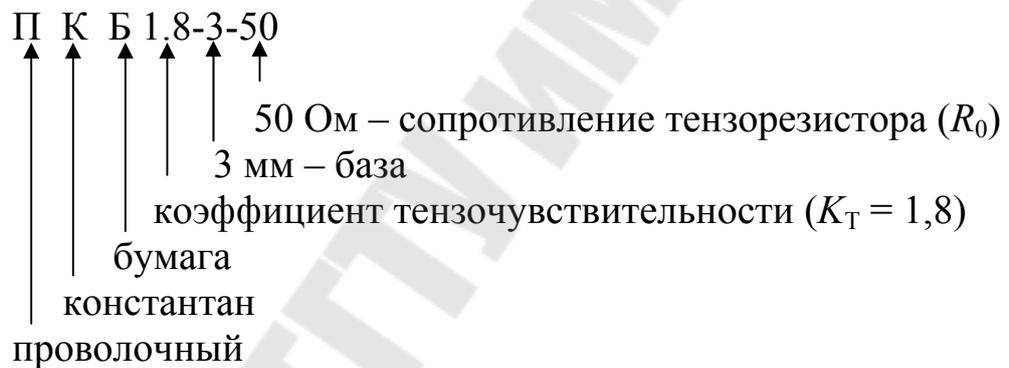


Рис. 1.10. Пример обозначения проволочного тензорезистора

Для фольговых тензорезисторов (рис. 1.9, б) диапазон  $l$  (база) составляет 0,6...10 мм. Недостаток – малое сопротивление.

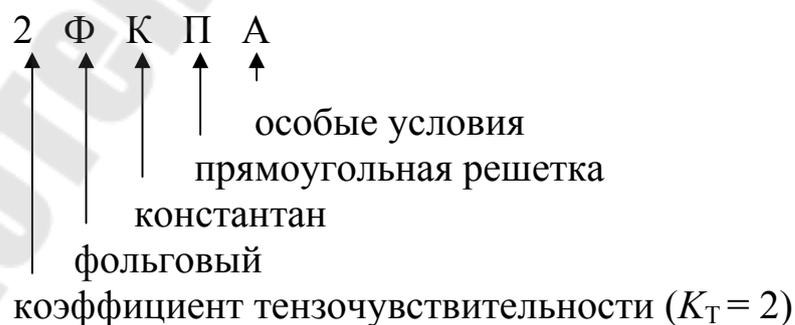


Рис. 1.11. Пример обозначения фольгового тензорезистора

### 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);  $\varepsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость среды между обкладками;  $Q$  – активная площадь обкладок;  $\delta$  – расстояние между обкладками.

Изменение любого из параметров  $\delta$ ,  $Q$ ,  $\varepsilon_r$  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  $\delta$ :

$$s = \left| \frac{dC}{dQ} \right| = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0}{\delta}. \quad (1.4)$$

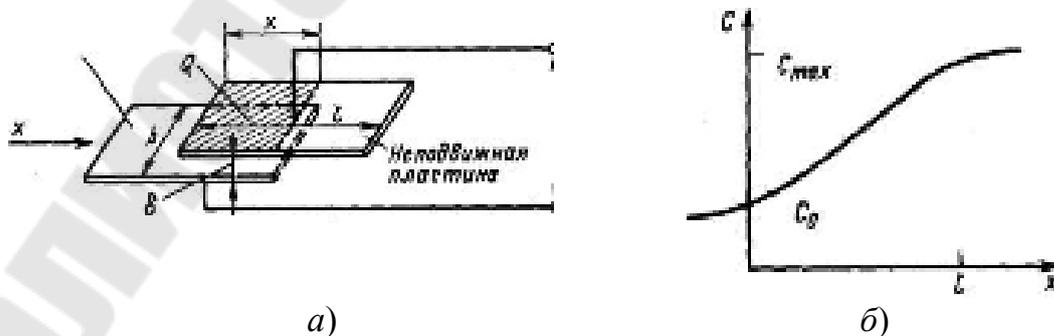


Рис. 1.12. Конструкция и характеристика емкостного датчика с прямоугольными электродами: а – принцип действия; б – изменение емкости

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

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

$$s = \left| \frac{dC}{d\delta} \right| = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{Q}{\delta^2}.$$

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

Если перемещать диэлектрическую пластину в зазоре плоского конденсатора (рис. 1.13, *a*), то можно получить преобразователь с переменной диэлектрической проницаемостью. Емкость такого преобразователя определяется как емкость двух параллельно включенных конденсаторов. Один из них ( $C_\varepsilon$ ) 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  $\varepsilon_r$  имеет толщину  $\delta$ , равную расстоянию между электродами, то функция преобразования преобразователя описывается выражением:

$$C = C_0 + C_\varepsilon = \varepsilon_0 \frac{Q + Q_\varepsilon (\varepsilon_r - 1)}{\delta},$$

где  $Q$  – площадь электродов;  $Q_\varepsilon$  – 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.

Номинальная емкость емкостных преобразователей обычно лежит в пределах от единиц до сотен пикофард. На частоте 50 Гц внутреннее сопротивление преобразователя достигает значений более  $10^7$  Ом.

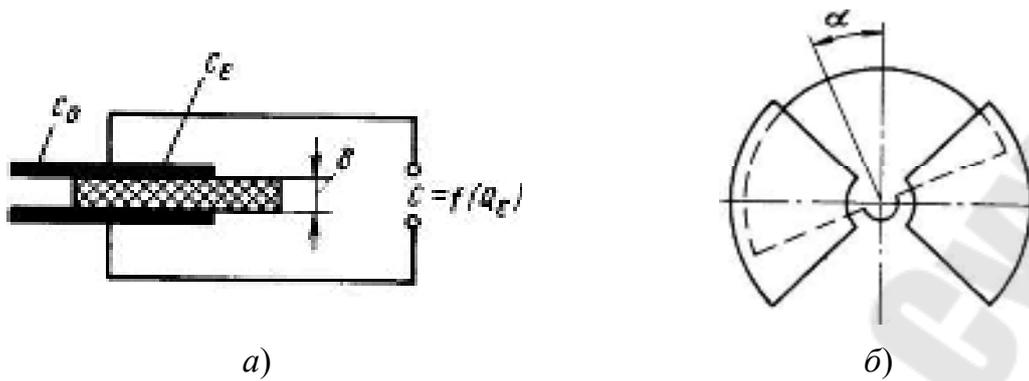


Рис. 1.13. Конструкции емкостных датчиков: а – с перемещаемой диэлектрической пластиной; б – с переменной площадью электродов

### 1.4. Электромагнитные расходомеры

Электромагнитные расходомеры применяются для измерения в трубопроводах объемного расхода электропроводных жидкостей, а также растворов с мелкодисперсионными неферромагнитными частицами, удельная проводимость которых составляет от 0,001 до 10 См/м. 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).

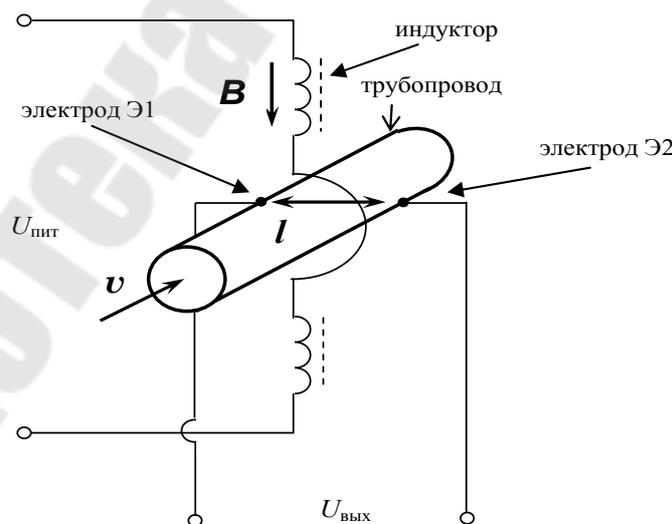


Рис. 1.14. Принцип действия электромагнитного расходомера:  $l$  – расстояние между электродами;  $v$  – скорость жидкости;  $B$  – индукция магнитного поля

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:

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

где  $s$  – эффективная площадь воздушного зазора.

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 таких неполяризуемых электродов, 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:

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

где  $\Phi$  – магнитный поток;  $k_{\text{тр}}$  – коэффициент пропорциональности, определяемый конструктивными данными, эффективной площадью контура, образованного внутренним сопротивлением  $R_{\text{вн}}$  среды относительно точек расположения электродов, соединительными проводами и  $R_{\text{вх}}$  измерительного преобразователя;  $\omega$  – круговая частота питания индуктора.

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

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

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

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

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

где  $Q$  – объемный расход, м<sup>3</sup>/ч;  $B$  – магнитная индукция, Тл;  $l$  – диаметр трубы, мм;  $S$  – сечение трубы, мм<sup>2</sup>;  $v$  – скорость потока, м/ч.

## 2. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ ДАТЧИКОВ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

### 2.1. Измерительные усилители на основе операционных усилителей (ОУ)

#### 2.1.1. 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 искажен 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.

Напряжение помехи общего вида  $U_{ОВ}$  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  $U_{ОВ}$  обусловлено гальванической или емкостной связью источника сигнала с какой-либо точкой ИУ.

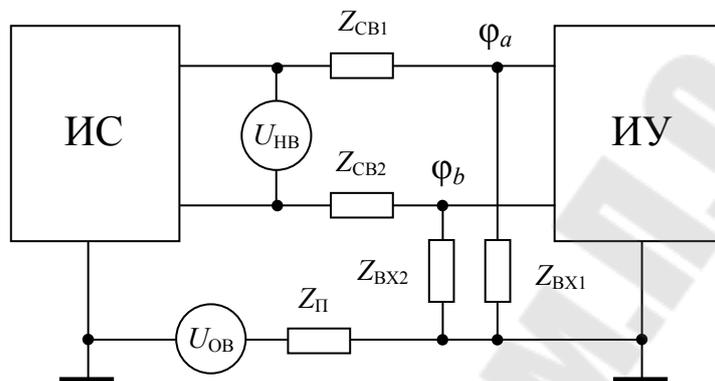


Рис. 2.1. Эквивалентная схема действия помех общего и нормального вида: ИС – источник сигнала; ИУ – измерительный усилитель;  $Z_{CB1}$ ,  $Z_{CB2}$  – комплексные сопротивления линий связи;  $Z_{ВХ1}$ ,  $Z_{ВХ2}$  – комплексные сопротивления входов ИУ;  $U_{ОВ}$  – помеха общего вида;  $U_{НВ}$  – помеха нормального вида;  $Z_{П}$  – комплексное внутреннее сопротивление источника помехи  $U_{ОВ}$

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

Напряжение помехи нормального вида  $U_{НВ}$  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 ( $Z_{CB1} \neq Z_{CB2}$ ), которые могут возникнуть за счет 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 учетом  $Z_{ВЫХ.диф} ИС = 0$ ;  $Z_{ВХ.диф} ИУ = \infty$ ;  $Z_{П} = 0$ ;  $Z_{ВХ1} \gg Z_{CB1}$ ;  $Z_{ВХ2} \gg Z_{CB2}$  показана на рис. 2.2.

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  $Z_{CB1}$  и  $Z_{CB2}$  на частоте помех;

2) гальваническое разделение ИУ и ИС с помощью разделительного трансформатора (для сигналов переменного тока) или с помощью конденсатора, поочередно коммутируемого к выходу ИС и к входу ИУ (для сигналов постоянного тока).

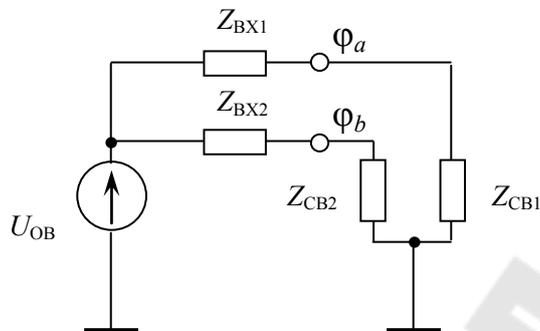


Рис. 2.2. Эквивалентная схема влияния помехи общего вида

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

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

$$\varphi_a - \varphi_b = U_{OB} \cdot \left( \frac{Z_{CB1}}{Z_{BX1} + Z_{CB1}} - \frac{Z_{CB2}}{Z_{BX2} + Z_{CB2}} \right) =$$

$$= U_{OB} \cdot \frac{Z_{CB1} \cdot (Z_{BX2} + Z_{CB2}) - Z_{CB2} \cdot (Z_{BX1} + Z_{CB1})}{(Z_{BX1} + Z_{CB1}) \cdot (Z_{BX2} + Z_{CB2})} =$$

$$= U_{OB} \cdot \frac{Z_{CB1} \cdot Z_{BX2} - Z_{CB2} \cdot Z_{BX1}}{(Z_{BX1} + Z_{CB1}) \cdot (Z_{BX2} + Z_{CB2})} \approx U_{OB} \cdot \frac{Z_{CB1} \cdot Z_{BX2} - Z_{CB2} \cdot Z_{BX1}}{Z_{BX1} \cdot Z_{BX2}}.$$

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. 2.3):

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

где  $k_{\partial}$  – коэффициент усиления дифференциального сигнала;  $k_{\text{сф}}$  – коэффициент усиления синфазного сигнала.

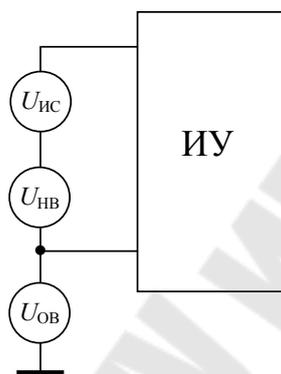


Рис. 2.3. Определение КОСС измерительного усилителя:  $U_{\text{ис}}$  – полезный сигнал;  $U_{\text{нв}}$  – помеха нормального вида;  $U_{\text{ов}}$  – помеха общего вида

В зависимости от типа датчика требуемый  $\text{КОСС}_{\text{ИУ}}$  должен составлять 40...120 дБ ( $10^2 \dots 10^6$  раз). Например, для таких применений, как усиление сигналов тензодатчиков и термопар, необходим  $\text{КОСС}_{\text{ИУ}}$  порядка 100...120 дБ.

### 2.1.2. Дифференциальный усилитель на ОУ

Схема дифференциального усилителя (ДУ) на операционном усилителе [6], [23], [32], [36] показана на рис. 2.4.

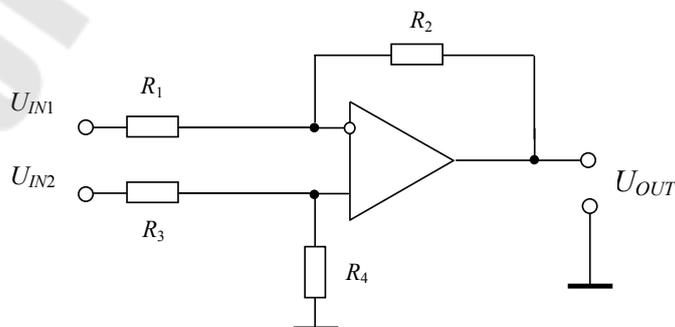


Рис. 2.4. Схема дифференциального усилителя на ОУ

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

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:

$$k_{\partial} = n.$$

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 КОСС ОУ.

1. Для обеспечения высокого КОСС<sub>ДУ</sub> 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 приведенной погрешностей ДУ целесообразно по возможности уменьшать сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ .

2. В процессе начальной регулировки ИУ обычно производят устранение аддитивной погрешности ОУ путем 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]:

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

где  $\Delta t^{\circ}$  – изменение температуры окружающего воздуха по отношению к нормальной температуре.

В модели ОУ Micro-Cap7 [25]:

$U_{\text{CM}} - \text{VOFF}$ ,

$i_{\text{BX}} - \text{IBIAS}$ ,

$\Delta i_{\text{BX}} - \text{IOFF}$ .

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

Например, для ОУ К140УД14:  $U_{\text{CM}} = 2$  мВ,  $TKU_{\text{CM}} = 15$  мкВ/°С,  $\Delta i_{\text{BX}} = 0,2$  мкА,  $TK\Delta i_{\text{BX}} = 2,5$  нА/°С.

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

$$\text{VOFF} = 2\text{m} + 15\text{u} * (\text{TEMP} - 27),$$

$$\text{IOFF} = 0.2\text{u} + 2.5\text{n} * (\text{TEMP} - 27).$$

3. В качестве ОУ в схеме ДУ следует использовать ОУ с высоким КОСС, например: К153УД5А ( $\mu\text{A}725$ ) – 100 дБ, К140УД17 (OP07E) – 110 дБ, К140УД13 – 90 дБ, К140УД14 (LM108) – 85 дБ.

В модели ОУ Micro-Cap 7 КОСС обозначается CMRR, причем задается 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<sub>ДУ</sub> около 60 дБ.

### 2.1.3. Схема ДУ с регулировкой коэффициента усиления на дополнительном ОУ

Недостатком схемы ДУ является сложность регулировки коэффициента усиления  $k_{\partial}$  (необходимо одновременно изменять  $R_2$  и  $R_4$  в равном процентном соотношении). Для более эффективной регулировки  $k_{\partial}$  ДУ может быть дополнен повторителем с резистивным делителем (рис. 2.5).

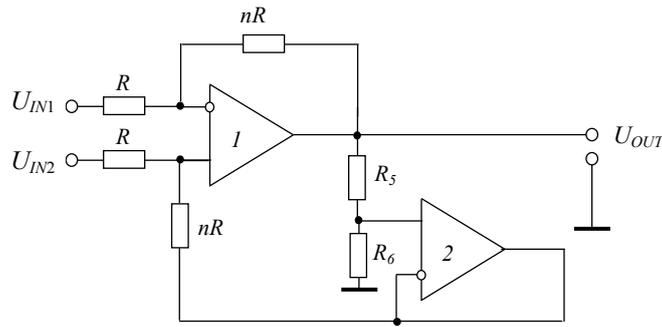


Рис. 2.5. Схема дифференциального усилителя с регулировкой коэффициента усиления на дополнительном ОУ

В схеме на рис. 2.5 коэффициент усиления определяется по формуле:

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

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:

$$U_{OUT \max} \leq \left( 1 + \frac{R_5}{R_6} \right) \cdot U_{сф \max \text{ ОУ} 2}.$$

#### 2.1.4. Измерительный усилитель 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. 2.6 [32], [36].

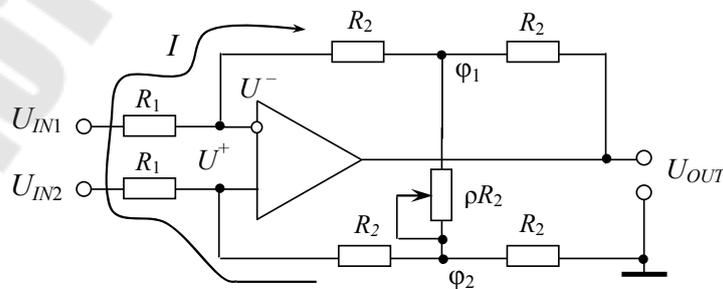


Рис. 2.6. Схема измерительного усилителя на одном ОУ с регулировкой коэффициента усиления ( $I$  – ток, протекающий в цепи от  $\phi_2$  до  $\phi_1$ )

В данной схеме коэффициент усиления определяется по формуле:

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

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

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

Недостатком схемы является то, что введенная цепь регулировки усиления дополнительно ухудшает КОСС<sub>ИУ</sub>.

### 2.1.5. Измерительный усилитель на двух ОУ без синфазного сигнала на входах ОУ

В схеме на рис. 2.7 ОУ1 работает как инвертирующий усилитель, а ОУ2 – как инвертирующий сумматор.

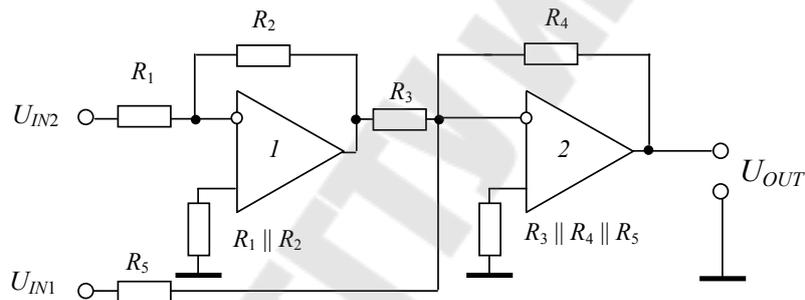


Рис. 2.7. Схема измерительного усилителя на двух ОУ без синфазного сигнала на входах ОУ

При соблюдении условия

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

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

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. 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  $k_{\partial}$  и снижают КОСС<sub>ИУ</sub>;

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 необходимо выбирать ОУ1 и ОУ2 с высокой скоростью нарастания  $V_{U_{\text{ВЫХ}}}$ ;

4) различная глубина ООС усилителей ОУ1 и ОУ2, что также ухудшает частотные свойства.

### 2.1.6. Измерительный усилитель на двух ОУ с высоким входным сопротивлением

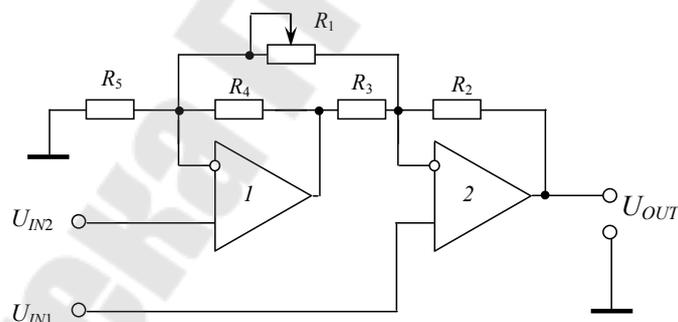


Рис. 2.8. Схема измерительного усилителя на двух ОУ с высоким входным сопротивлением

При соблюдении условия

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

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

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  $k_{\partial}$ .
- 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<sub>иу</sub>.

Недостатки схемы:

- 1) различное быстродействие по входам 1 и 2;
- 2) различная глубина ООС усилителей ОУ1 и ОУ2, что 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  $U_{IN2}$ .

### 2.1.7. Измерительный усилитель на основе трех ОУ (классическая схема инструментального усилителя)

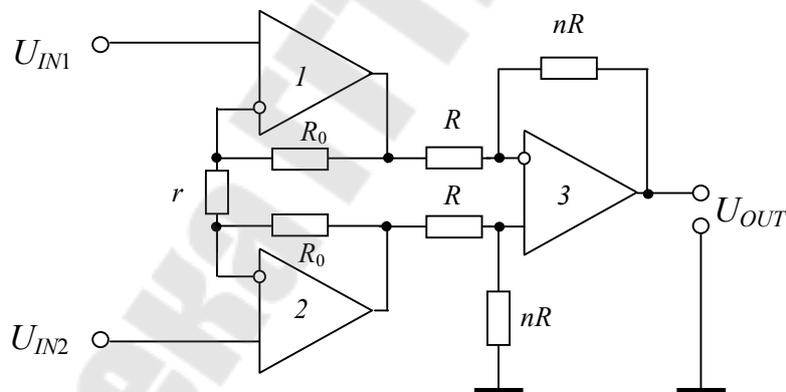


Рис. 2.9. ИУ на основе трех ОУ (классическая схема инструментального усилителя)

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<sub>иу</sub>;

2) возможна регулировка  $k_{\partial}$  одним резистором  $r$  без влияния на КОСС<sub>ИУ</sub>;

3) глубина ООС ОУ1 и ОУ2 одинакова и неизменна при регулировке  $k_{\partial}$ .

Подобная структура инструментального усилителя на трех 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.

### 2.1.8. Интегральные инструментальные усилители

В современных интегральных инструментальных усилителях (LF0036, AD521, AD620, LT1167 и др.) применяется другой принцип формирования выходного сигнала (рис. 2.10). Разность входных напряжений выделяется на выходе за счет использования внутреннего прецизионного преобразователя  $\Delta U_{\text{вх}} \rightarrow \Delta I$ , выполненного на основе транзисторного дифференциального каскада с токовым зеркалом в коллекторах и источниками тока в эмиттерах. Резистор, регулирующий  $k_{\partial}$ , включен между эмиттерами транзисторов входного каскада и выведен наружу для регулировки (рис. 2.11). КОСС таких ИУ абсолютно не зависит от внешнего резистора и составляет 100...120 дБ, входное сопротивление – более 100 МОм.

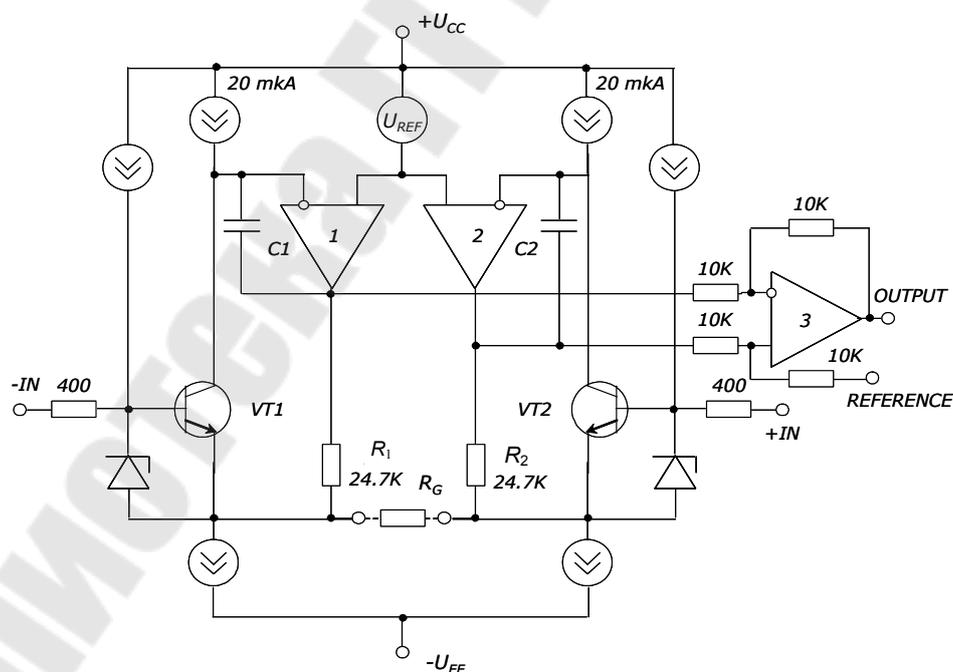


Рис. 2.10. Структура интегрального инструментального усилителя

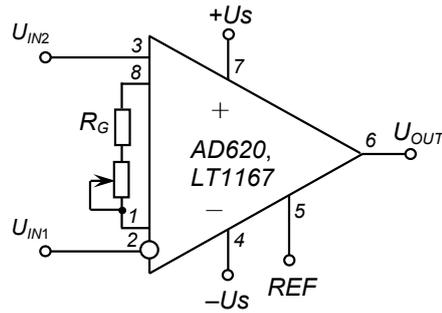


Рис. 2.11. Схема включения прецизионных инструментальных усилителей LT1167 и AD620: 1, 8 – выводы сопротивления  $R_G$ ; 2 – инвертирующий вход; 3 – неинвертирующий вход; 4 – «минус» напряжения питания; 7 – «плюс» напряжения питания; 5 – вывод опорного напряжения; 6 – выход

Усиление дифференциального сигнала:

$$U_{OUT} = (U_{IN2} - U_{IN1}) \left( \frac{49,4 \cdot 10^3}{R_G} \right) + 1.$$

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. 2.12):

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

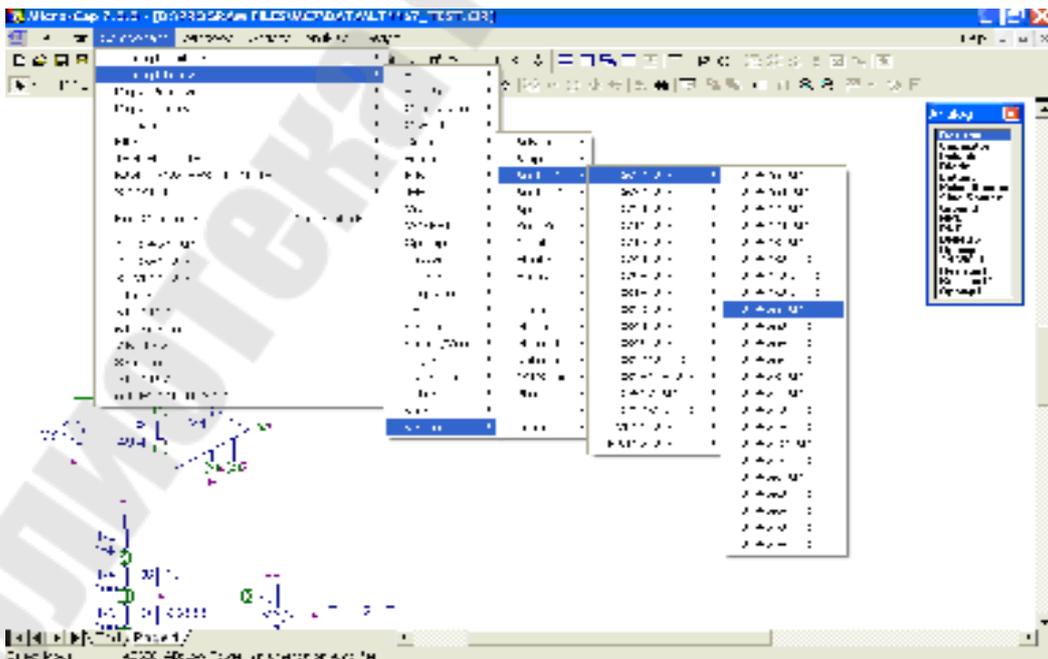


Рис. 2.12. Вставка модели инструментального ОУ в Micro-CAP

## 2.2. 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].

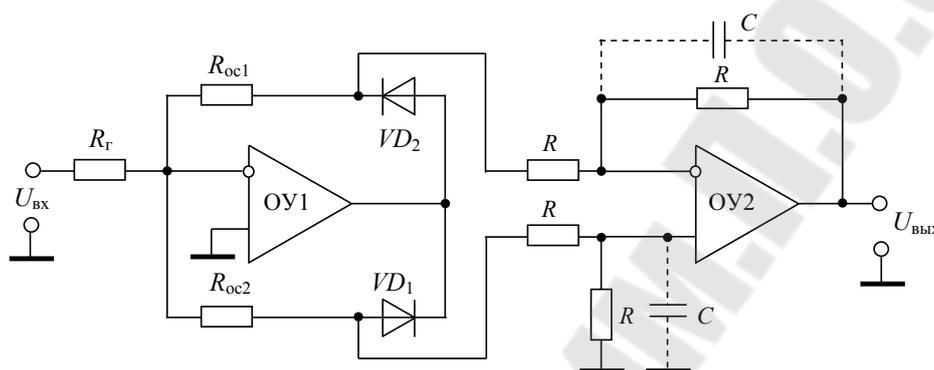


Рис. 2.13. Схема измерительного выпрямителя с использованием дифференциального усилителя на ОУ

В схемах, показанных на рис. 2.13 и 2.14, 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. 2.13 усилитель  $OY2$  работает как дифференциальный усилитель, а в схеме на рис. 2.14 – как инвертирующий сумматор.

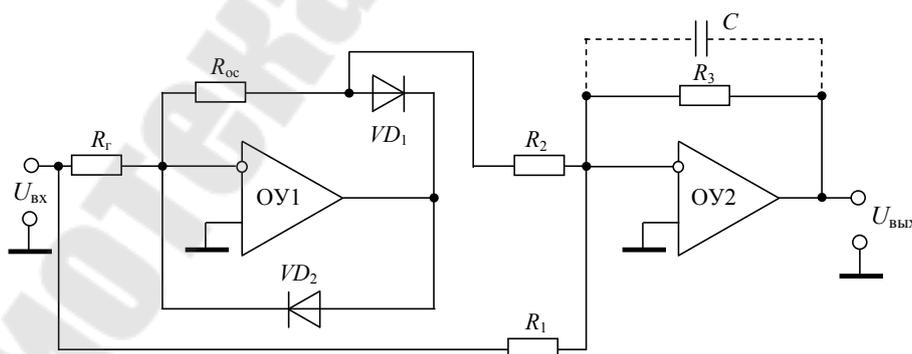


Рис. 2.14. Схема измерительного выпрямителя с использованием инвертирующего сумматора на ОУ

В схеме на рис. 2.13 для обеспечения равенства амплитуд полуволн выходного напряжения  $U_{ВЫХ}$ , образованных из отрицательной и

положительной полуволн входного напряжения  $U_{вх}$ , сопротивления  $R_{ос1}$  и  $R_{ос2}$  должны быть равны между собой, а в схеме на рис. 2.14 должно выполняться соотношение:

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

Дополнительное подключение конденсаторов в схемах на рис. 2.13 и 2.14 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).

### 2.3. 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. 2.15. 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.

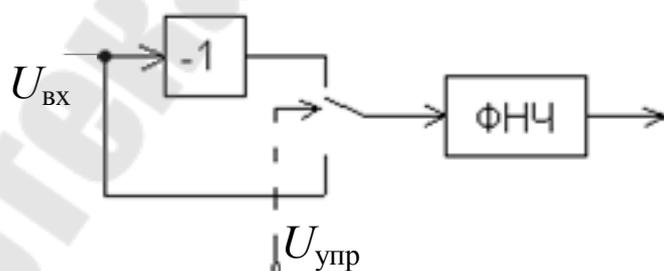


Рис. 2.15. Функциональная схема ФЧВ

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. 2.16).

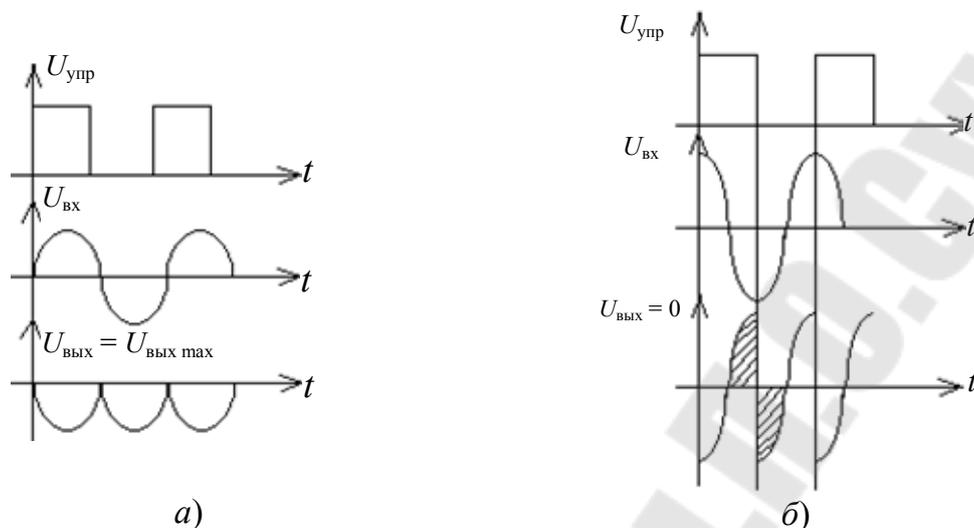


Рис. 2.16. Свойства ФЧВ в отношении входного сигнала с частотой, равной частоте управляющего напряжения: *а* – сигналы  $U_{вх}$  и  $U_{упр}$  находятся в фазе; *б* – фазовый сдвиг между  $U_{вх}$  и  $U_{упр}$  равен  $90^\circ$

Существуют различные схемные реализации ФЧВ [6], [36]. Одна из схем показана на рис. 2.17. В качестве ключей могут быть использованы полевые транзисторы, или интегральные ключи, например, ИМС серии К590.

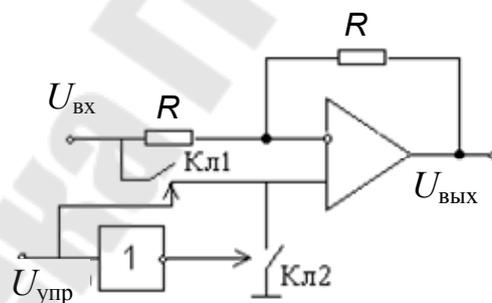


Рис. 2.17. Вариант схемной реализации ФЧВ

## 2.4. Измерительные цепи для датчиков неэлектрических величин

### 2.4.1. Измерительные цепи для датчиков температуры

Схемы подключения датчиков температуры к измерительному преобразователю во многом определяется типом самого температурного датчика. В случае, если первичным датчиком является термо-

электрический преобразователь с крутизной преобразования порядка десяти  $\text{мкВ}/^\circ\text{С}$ , 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  $0,1 \dots 50$  мА, при этом перегрев медного ТПС измерительным током не должен превышать  $0,4$   $^\circ\text{С}$ , а платинового –  $0,2$   $^\circ\text{С}$ .

#### ***2.4.1.1. 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. 2.18. Через  $r_1$  и  $r_2$  обозначены линии связи ТПС с измерительным преобразователем.

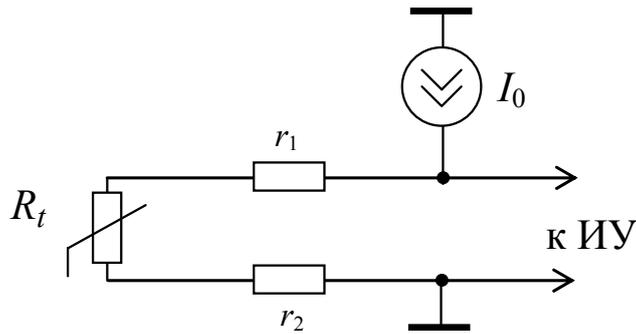


Рис. 2.18. Двухпроводная схема измерения температуры с использованием источника тока

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  $I_0R_t$  на величину  $2I_0r$ . 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.

#### 2.4.1.2. 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 таблице 2.1.

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 2.1

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

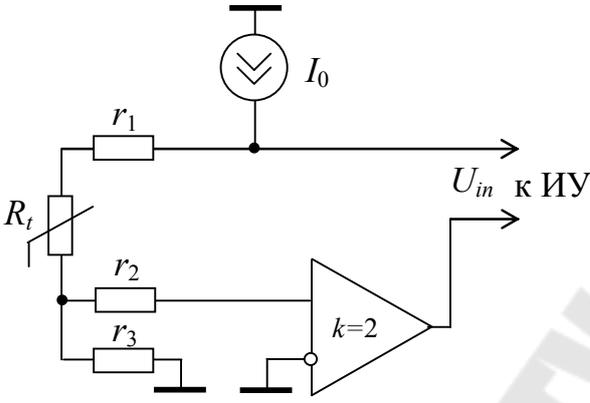
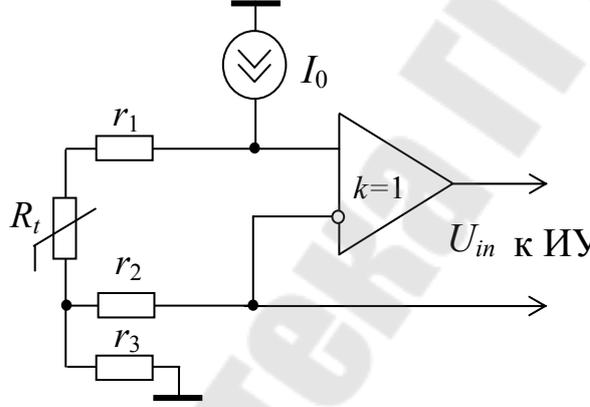
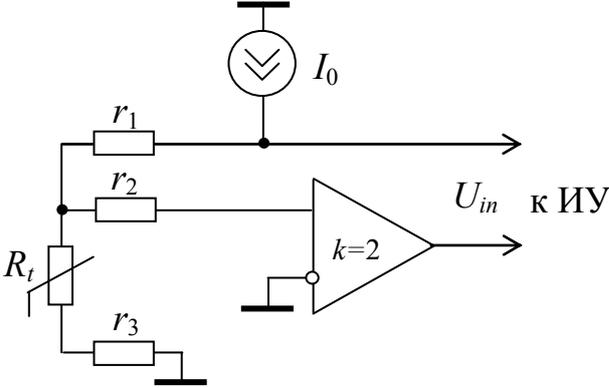
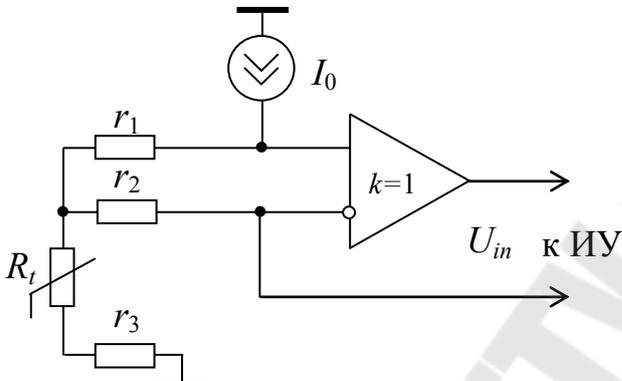
Схема	Напряжение на входе ИУ при $r_1 = r_2 = r_3 = r$
	$U_{in} = I_0 (R_t + 2r) - 2I_0 r = I_0 R_t$
	$U_{in} = [I_0 (R_t + 2r) - I_0 r] - I_0 r = I_0 R_t$

Схема	Напряжение на входе ИУ при $r_1 = r_2 = r_3 = r$
	$U_{in} = I_0 (R_t + 2r) - 2I_0 (R_t + r) = -I_0 R_t$
	$U_{in} = [I_0 (R_t + 2r) - I_0 (R_t + r)] - I_0 (R_t + r) = -I_0 R_t$

### 2.4.1.3. 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. 2.19, где через  $r_1, r_2, r_3, r_4$  обозначены сопротивления линий связи.

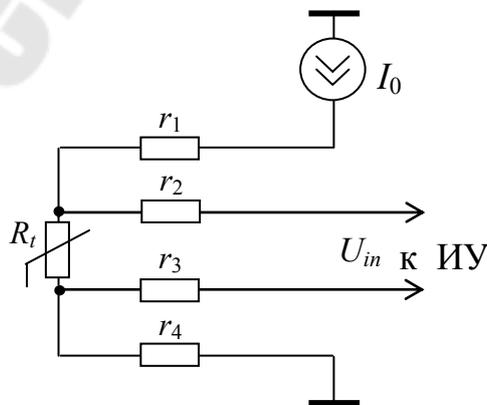


Рис. 2.19. Четырехпроводная схема измерения температуры с использованием источника тока

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

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

Влияние помех общего и нормального вида в данной схеме на состав входного сигнала ИУ подробно рассмотрено в [15]. Помеха общего вида в малой степени проникает на дифференциальный вход ИУ.

#### 2.4.1.4. 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. 2.20). В случае использования во вторичном преобразователе микропроцессора, температура холодного спая может быть скомпенсирована также и программно [9], [39].

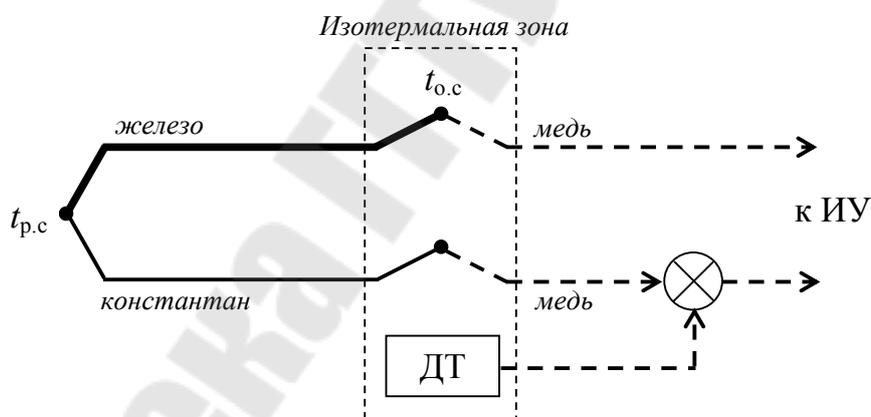


Рис. 2.20. Аппаратная компенсация холодного спая термоэлектрического преобразователя типа  $J$  (ДТ – датчик температуры)

Места подключения термопары к измерительной системе должны иметь одинаковую температуру, т. е. 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» (рис. 2.20) 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.

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 сигналов, 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).

#### **2.4.2. Измерительные цепи для тензорезисторов**

В подавляющем большинстве случаев тензорезисторы используются в мостовых схемах постоянного тока, при этом тензорезистор

может быть включен в одно из плеч, в два плеча, либо вся цепь состоит из тензорезисторов. Так как относительные изменения сопротивления тензорезисторов  $\varepsilon_R$  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. 2.21).

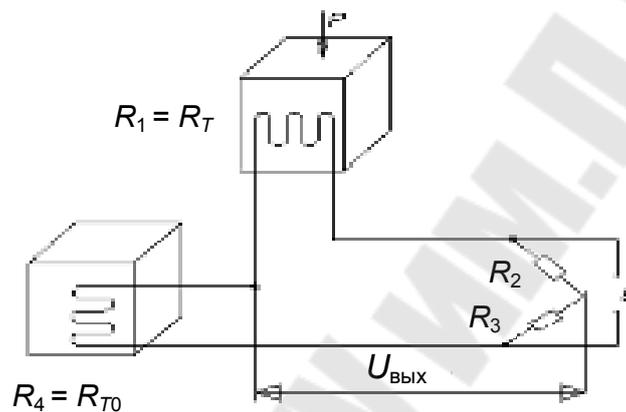


Рис. 2.21. Включение рабочего ( $R_1$ ) и термокомпенсирующего ( $R_4$ ) тензорезисторов в мостовую схему

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

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

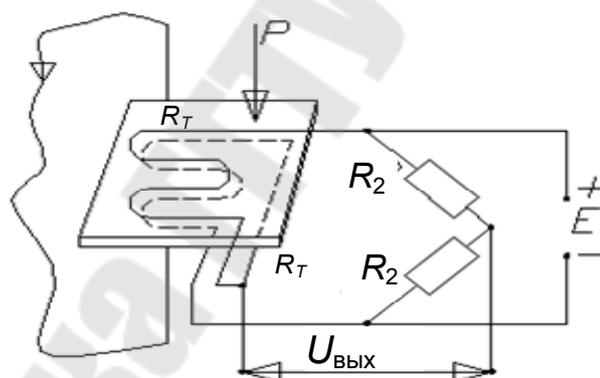
$$U_{\text{ВЫХ}} = E \cdot \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + R_4) \cdot (R_2 + R_3)} = E \cdot \frac{R_3 R_{T0}(1 + \varepsilon_R) - R_2 R_{T0}}{R_{T0}(2 + \varepsilon_R) \cdot (R_2 + R_3)}.$$

При  $R_2 = R_3 = R$

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

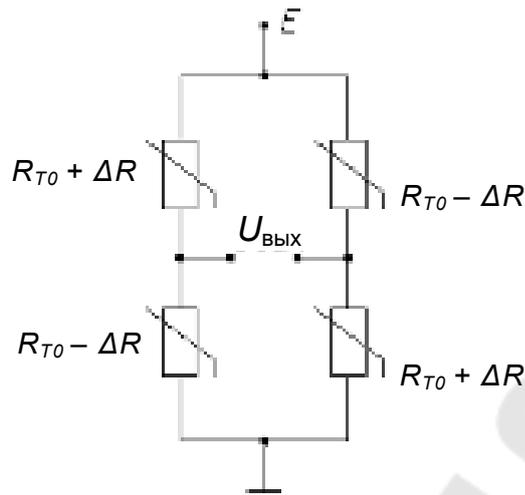
где  $E$  – напряжение питания моста.

Более предпочтительной является схема с дифференциальным включением преобразователей (рис. 2.22), 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. 2.23), 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.



$$U_{\text{ВЫХ}} \approx 0,5 \cdot E \cdot \epsilon_R.$$

Рис. 2.22. Подключение двух тензодатчиков



$$\Delta E \approx E \cdot \epsilon_R$$

Рис. 2.23. Подключение четырех тензодатчиков

### 2.4.3. 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.

#### 2.4.3.1. Резонансный способ измерения емкости

Резонансный способ измерения емкости показан на рис. 2.24, где условно обозначены:  $\Gamma$  – генератор синусоидальной частоты;  $U$  – напряжение на выходе;  $C_1$  – разделительная емкость;  $C_x$  – измеряемая емкость;  $L$  – известная индуктивность;  $V$  – вольтметр.

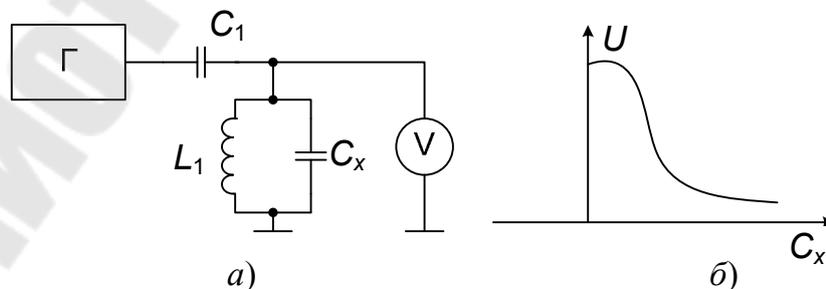


Рис. 2.24. Резонансный способ измерения емкости: а – схема измерения; б – зависимость амплитуды напряжения на контуре от емкости  $C_x$

### 2.4.3.2. Генераторный способ измерения емкости

Генераторный способ измерения емкости, показанный на рис. 2.25, основан на зависимости частоты колебаний  $LC$ - или  $RC$ -генератора от значения неизвестной емкости  $C_x$ .

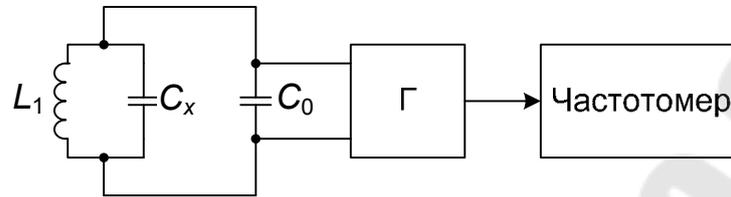


Рис. 2.25. Генераторный способ измерения емкости

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

где  $f_0$  – частота генерации;  $\Delta f$  – девиация частоты;  $C_0$  – емкость контура;  $C_x$  – измеряемая емкость;  $\Delta C_x$  – изменение измеряемой емкости.

### 2.4.3.3. Мостовой способ измерения емкости на переменном токе

Мостовой способ измерения емкости на переменном токе показан на рис. 2.26.

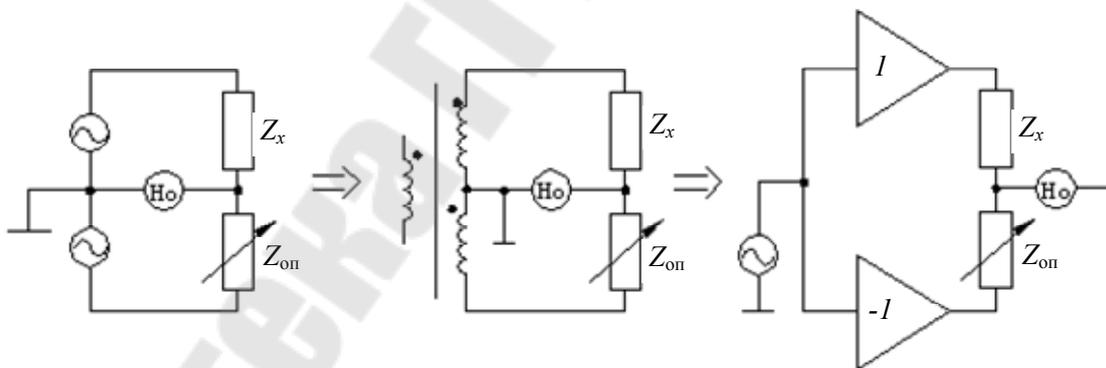


Рис. 2.26. Мостовой способ измерения емкости:  $Z_x$  – неизвестное комплексное сопротивление;  $Z_{оп}$  – регулируемое известное комплексное сопротивление;  $I$  – усилитель;  $-I$  – инвертор,  $H_0$  – нуль-орган

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].

Схема, применяемая в качестве нуля-органа, показана на рис. 2.27. На рис. 2.28 приведена схема емкостного делителя с двумя квадратурными каналами.

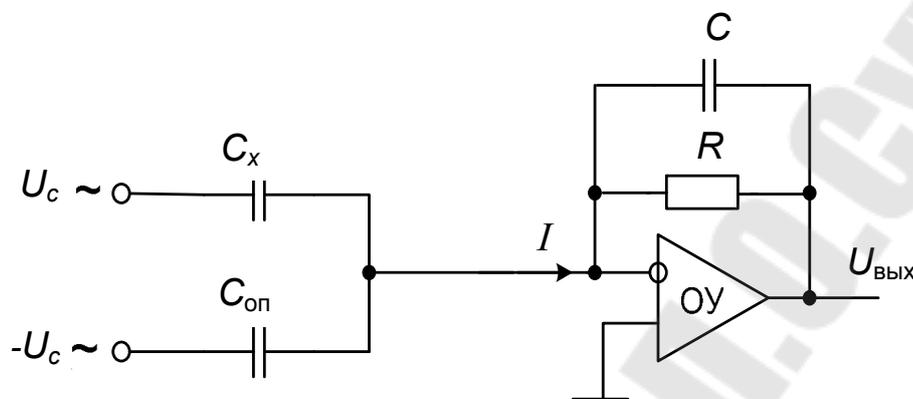


Рис. 2.27. Схема, применяемая в качестве нуля-органа:  $U_{c\sim}$  – напряжение на обкладке конденсатора  $C_x$ ;  $-U_{c\sim}$  – противофазное напряжение на обкладке конденсатора  $C_{оп}$ ;  $C_x$  – неизвестная емкость;  $C_{оп}$  – опорная емкость;  $C$  – конденсатор обратной связи;  $R$  – резистор обратной связи по постоянному току

Выходное напряжение схемы определяется по формуле:

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

где  $\Delta C_x$  – изменение измеряемой емкости.

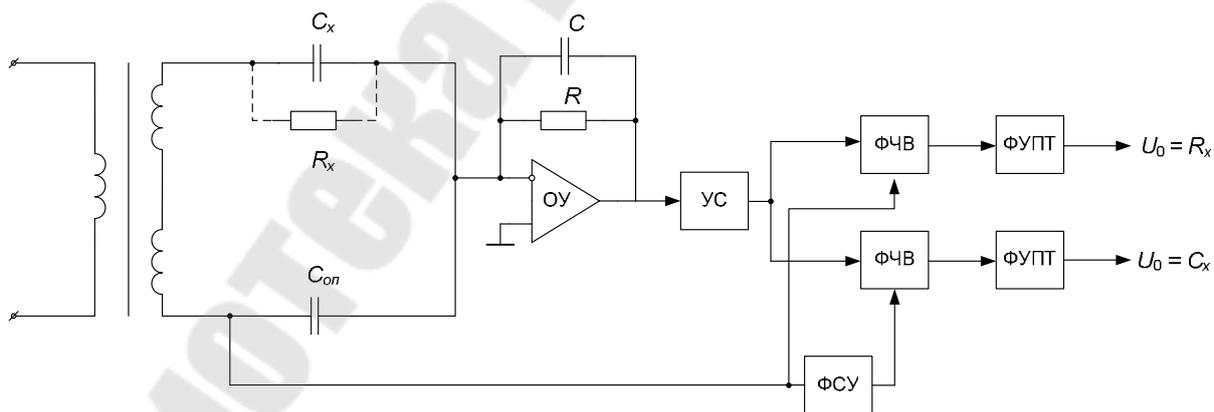


Рис. 2.28. Схема емкостного делителя с двумя квадратурными каналами: ФЧВ – фазочувствительный выпрямитель; ФСУ – фазосдвигающее устройство на  $90^\circ$ ; УС – усилитель; ФУПТ – фильтрующий усилитель постоянного тока (выпрямитель и фильтр среднего значения)

#### 2.4.3.4. Способ дифференцирования напряжения треугольной формы

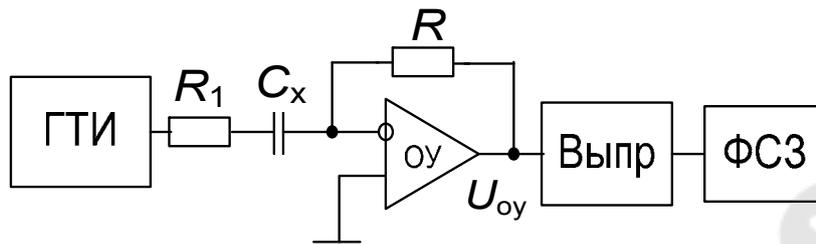


Рис 2.29. Схема, поясняющая способ дифференцирования напряжения треугольной формы: ГТИ – генератор треугольных импульсов;  $C_x$  – емкость датчика;  $R$  – резистор обратной связи;  $R_1$  – резистор, необходимый для обеспечения устойчивой работы дифференциатора на ОУ (выбирается на порядок меньше, чем  $R$ ); Выпр – выпрямитель; ФСЗ – фильтр среднего значения

Напряжение на выходе ОУ определяется по формуле

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

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

Временные диаграммы, поясняющие способ дифференцирования напряжения треугольной формы, показаны на рис. 2.30.

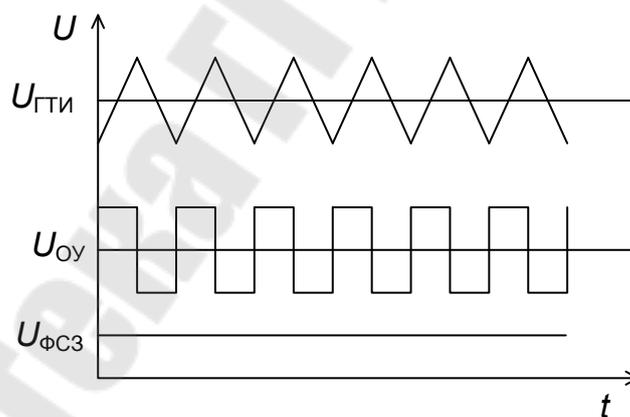


Рис. 2.30. Временные диаграммы, поясняющие способ дифференцирования напряжения треугольной формы

#### 2.4.4. 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 на рис. 2.31.

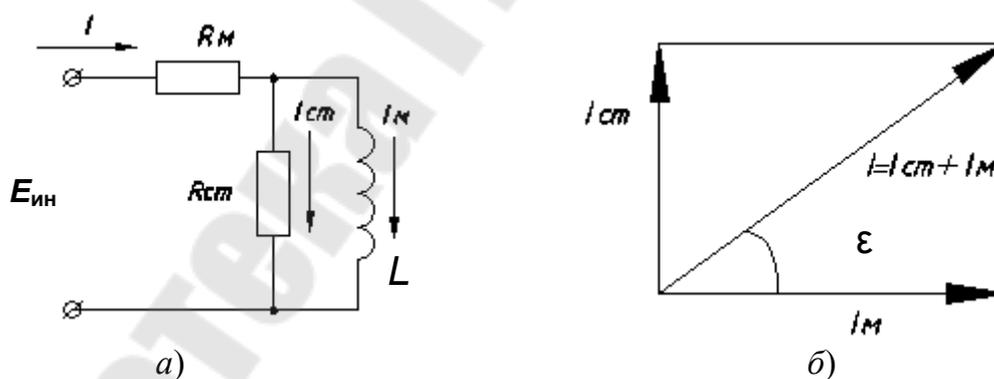


Рис. 2.31. Эквивалентная схема индуктора (а) и векторная диаграмма (б):

$R_M$  – активное сопротивление меди;  $R_{ct}$  – потери в стали индуктора;

$L$  – индуктивность индуктора;  $E_{ин}$  – ЭДС индуктора

Ток  $I_M$ , создающий магнитный поток  $\Phi$ , не совпадает с током индуктора  $I$  из-за наличия тока потерь в стали  $I_{ct}$  [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  $E_{\text{пол}}$  находится в фазе с потоком  $\Phi$  и с током  $I_M$ , и именно к ним необходимо привязываться для выделения полезного сигнала. Часто для этого используется дополнительная «опорная» обмотка  $w_{\text{оп}}$ , располагаемая на индукторе (рис. 2.32).

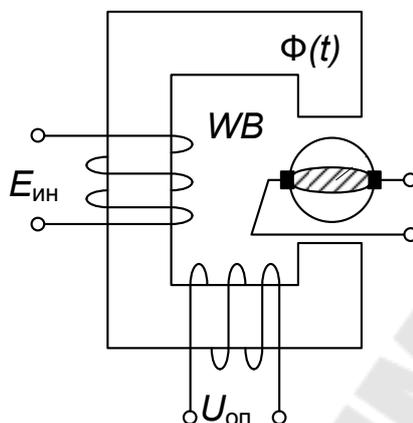


Рис. 2.32. Размещение дополнительной обмотки  $w_{\text{оп}}$  на индукторе

Напряжение  $U_{\text{оп}}$  на дополнительной обмотке  $w_{\text{оп}}$  имеет вид:

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

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

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

Функциональная схема расходомера на основе электромагнитного датчика показана на рис. 2.33, а временные диаграммы – на рис. 2.34.

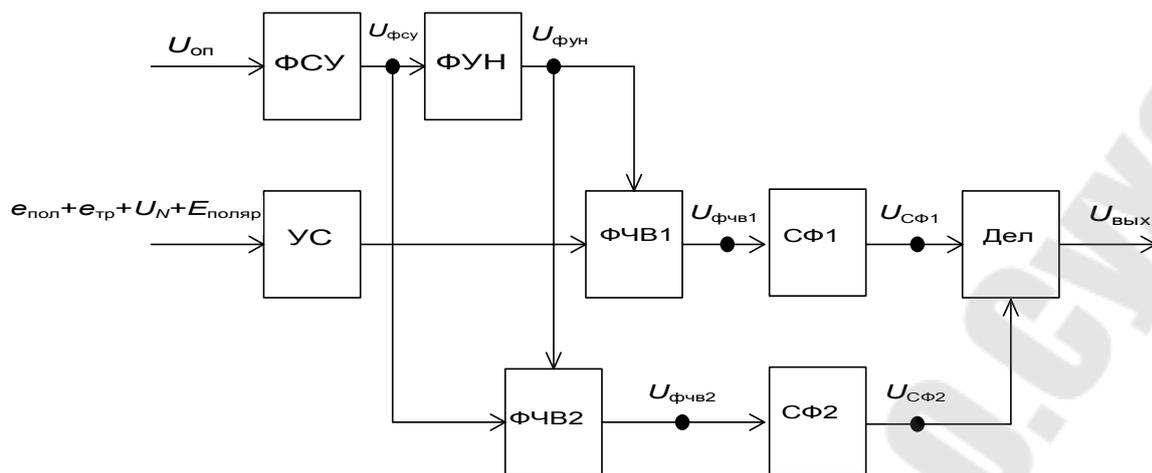


Рис. 2.33. Функциональная схема расходомера на основе электромагнитного датчика: Ус – усилитель напряжения, снимаемого с электродов электромагнитного датчика; ФСУ – фазосдвигающее устройство, служащее для сдвига фазы опорного напряжения  $U_{оп}$  на  $90^\circ$ ; ФУН – формирователь управляющего напряжения, формирующий прямоугольные импульсы, фронты которых совпадают с моментами перехода через ноль входного напряжения; ФЧВ1, ФЧВ2 – фазочувствительные выпрямители; СФ1, СФ2 – 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:

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

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

$$U_{\text{СФ1}} = \frac{v l}{s} k_{\text{ус}} k_{\text{ФЧВ1}} \Phi,$$

где  $U_{\text{СФ1}}$  – среднее значение напряжения на выходе ФЧВ1;  $\Phi$  – среднее значение магнитного потока;  $k_{\text{ус}}$  – коэффициент усиления входного усилителя;  $k_{\text{ФЧВ1}}$  – коэффициент передачи ФЧВ1.

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

Среднее значение напряжения на выходе ФЧВ2, сглаженное фильтром СФ2:

$$U_{C\Phi 2} = \frac{k_{оп} k_{\Phi ЧВ 2} \Phi}{RC},$$

где  $U_{C\Phi 2}$  – среднее значение напряжения на выходе ФЧВ2;  $k_{\Phi ЧВ 2}$  – коэффициент передачи ФЧВ2.

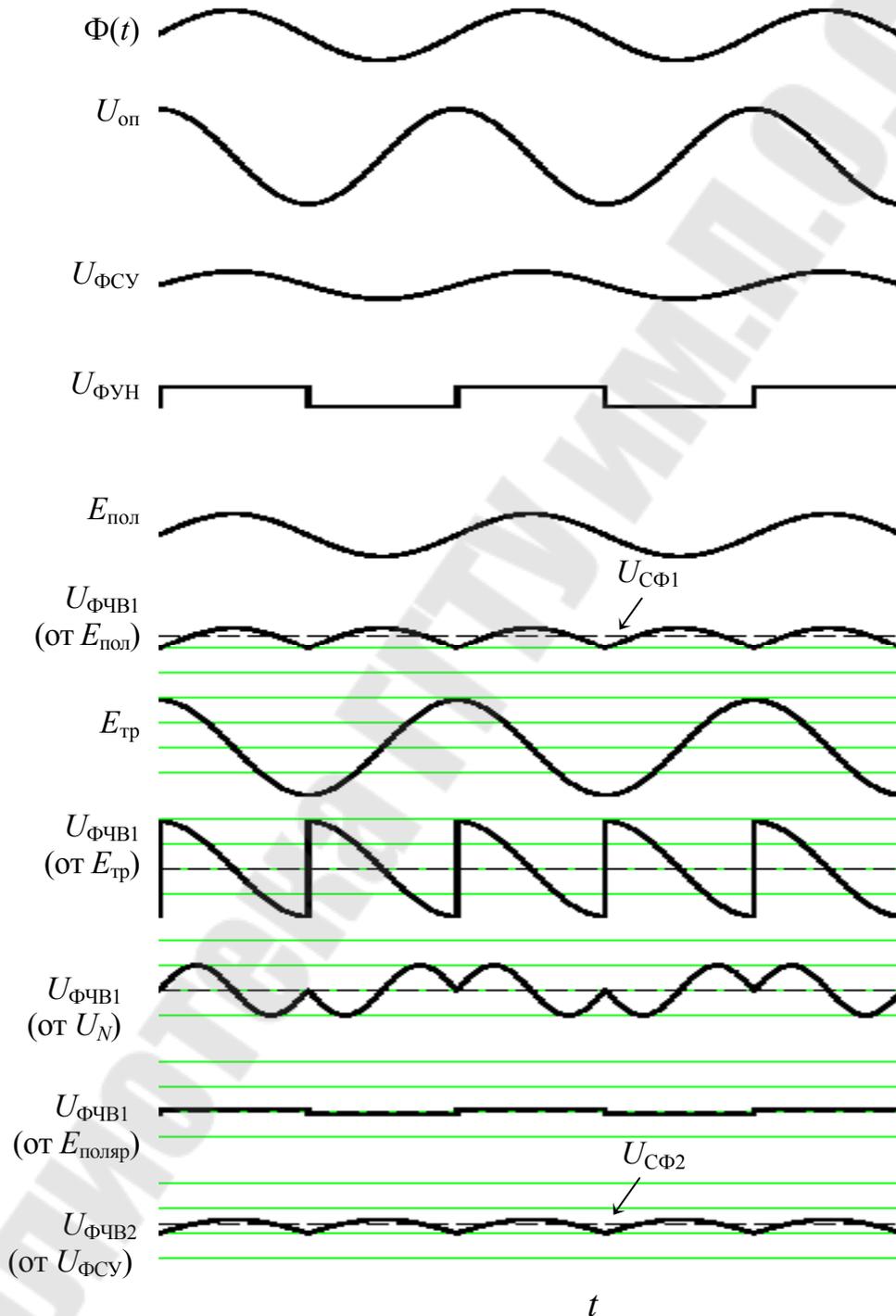


Рис. 2.34. Временные диаграммы, поясняющие работу функциональной схемы расходомера

На выходе делителя будет напряжение, пропорциональное частотному от деления  $U_{C\Phi 1}$  на  $U_{C\Phi 2}$ :

$$U_{\text{вых}} = k_{\text{дел}} \frac{\nu l k_{\text{ус}} k_{\Phi\text{ЧВ}1} \Phi}{s k_{\text{оп}} k_{\Phi\text{ЧВ}2} \Phi} = \frac{\nu l k_{\text{дел}} k_{\text{ус}} k_{\Phi\text{ЧВ}1}}{s k_{\text{оп}} k_{\Phi\text{ЧВ}2}} = \frac{4Q k_{\text{дел}} k_{\text{ус}} k_{\Phi\text{ЧВ}1}}{\pi l s k_{\text{оп}} k_{\Phi\text{ЧВ}2}}.$$

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

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

### 3. 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.

#### 3.1. 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. 3.1 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 слу-

жит 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.

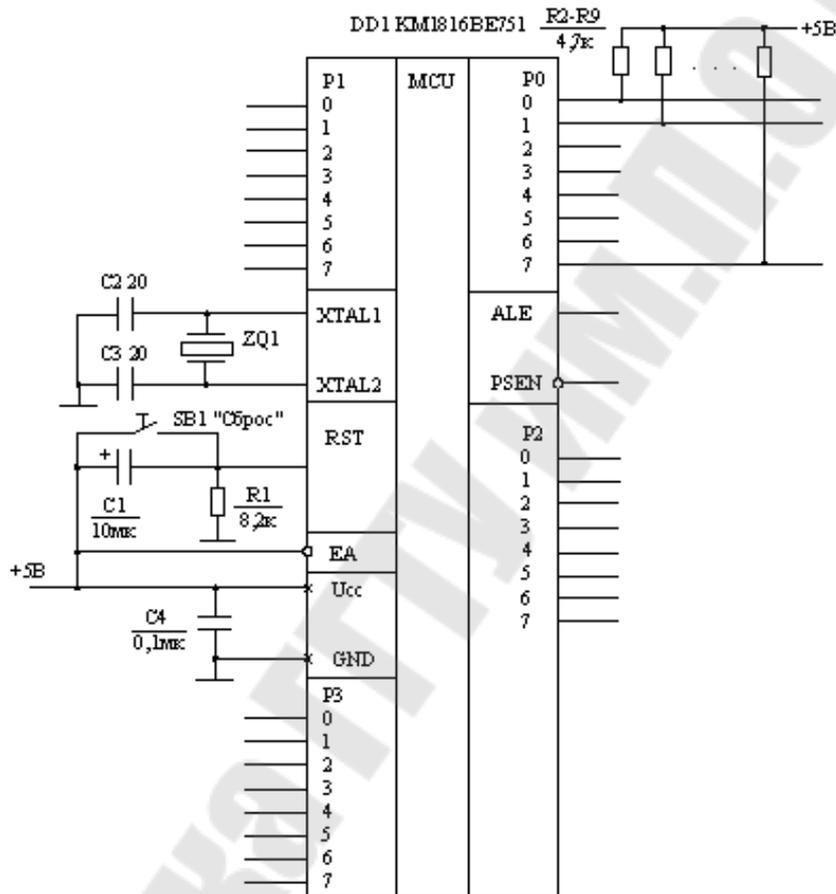


Рис. 3.1. Схема подключения микроконтроллера с внутренней памятью программ

### 3.2. 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 TTL. 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.

На рис. 3.2 приведена схема подключения регистров KP1533IP33 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» резисторов 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.

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 C 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 микроконтроллера. Для передачи информации из триггеров DD3 необходимо на OE подать низкий уровень, который открывает выходные буферы регистра.

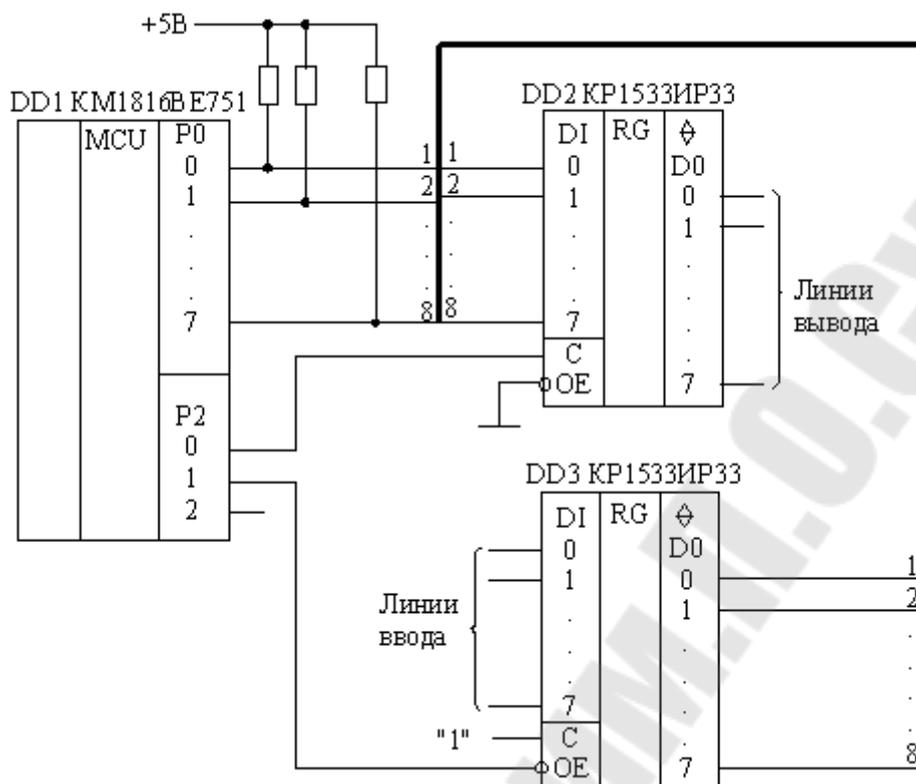


Рис. 3.2. Увеличение линий ввода–вывода МК при статическом режиме работы порта P0

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. 3.2 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.

### 3.3. 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. 3.3 приведена функциональная схема ввода цифровых и аналоговых сигналов при использовании АЦП типа К1113ПВ1.

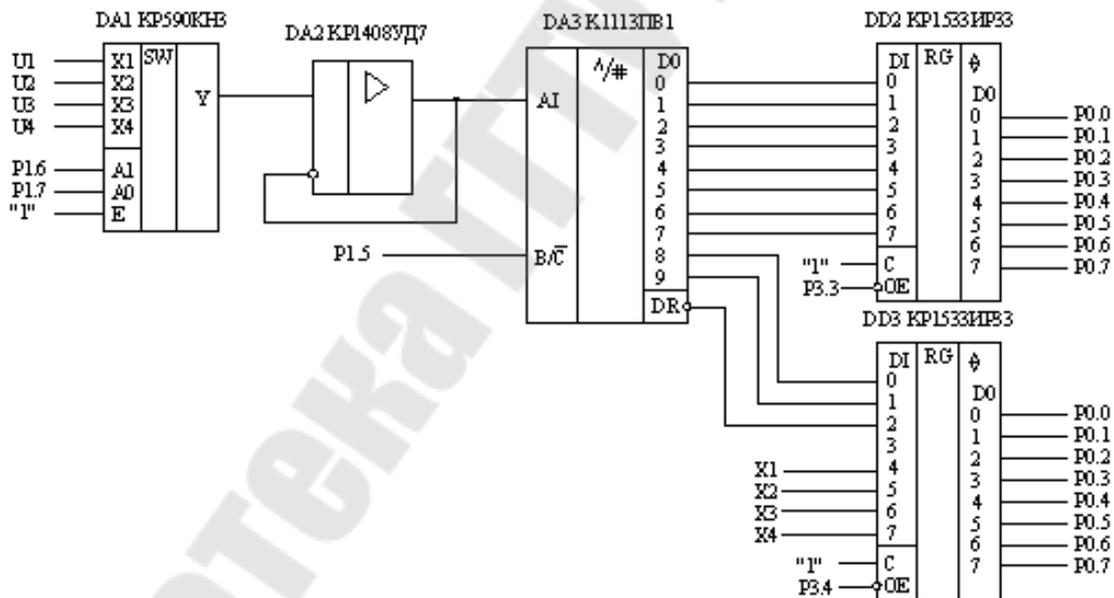


Рис. 3.3. Схема ввода цифровых и аналоговых сигналов с использованием АЦП К1113ПВ1

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 следующий вид:

Таблица 3.1

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.

Особенностью микросхемы K1113ПВ1 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. 3.3 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. Переключение каналов коммутатора производят сигналы с линий P1.6, P1.7 микроконтроллера.

На рис. 3.4 приведена функциональная схема ввода аналоговых сигналов при использовании в качестве АЦП микросхемы K1108ПВ1. 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.

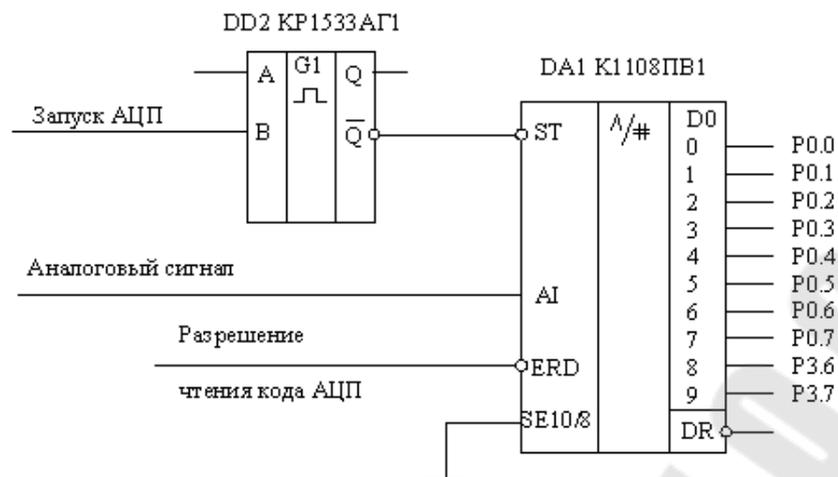


Рис. 3.4. Схема ввода аналоговых сигналов с использованием АЦП К1108ПВ1

В схеме на рис. 3.4 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. 3.5, 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 преобразования, определяемая единицей младшего разряда кода, не превышает 10 мВ. Диапазон значений выходного кода: 00H...FFH.

В схеме на рис. 3.5, 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. 3.5, б является предпочтительной, так как не уменьшает величину максимального входного напряжения АЦП, и обеспечивает лучшую помехозащищенность системы.

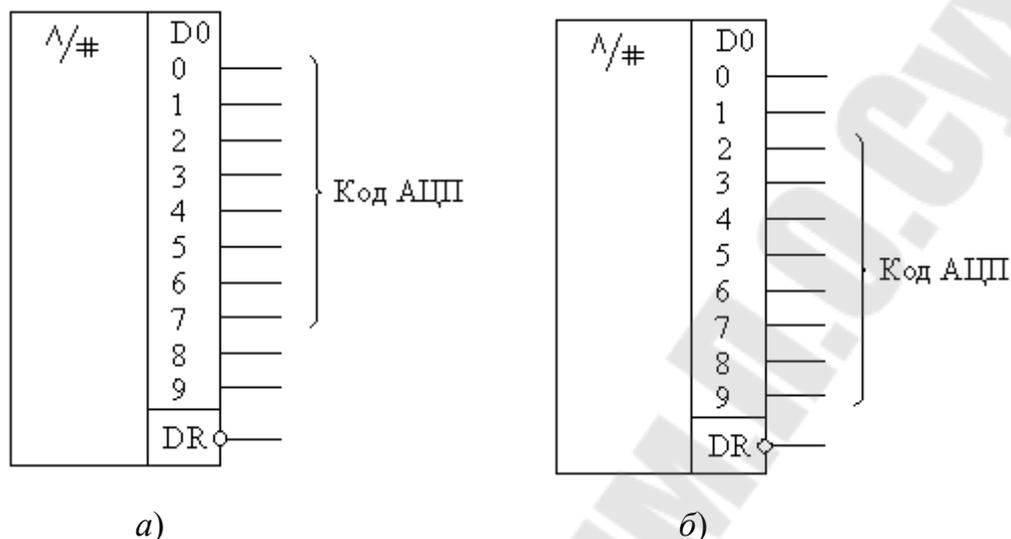


Рис. 3.5. Схемы неполного подключения АЦП К1113ПВ1

### 3.4. 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:  $I_{\text{вых}}^0 \leq 1,6 \text{ мА}$ ,  $I_{\text{вых}}^1 \leq 40 \text{ мкА}$  [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. 3.6 приведены схемы формирования управляющих сигналов МКУ. В схеме на рис. 3.6, а используется повторитель К155ЛП9. При сигнале на входе уровня логической 1 на выходе будет также 1. В схеме на рис. 3.6, 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. 3.6, в приведена

схема формирования управляющего сигнала с гальванической развязкой на транзисторной оптопаре АОТ128А. Следует иметь в виду, что источник питания  $+U_{\text{П1}}$ ,  $-U_{\text{П1}}$  должен быть гальванически не связан с источником +5 В питания МК.

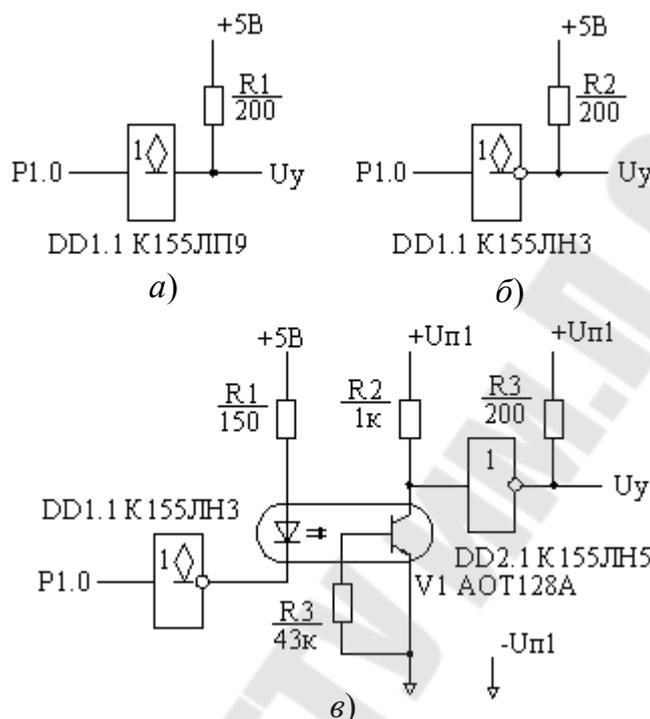


Рис. 3.6. Схемы вывода управляющих сигналов

### 3.5. Схемы подключения светодиодных индикаторов

В МКУ часто имеются светодиоды для индикации значений различных сигналов. На рис. 3.7 приведены два варианта схем подключения светодиодов индикации. В схеме на рис. 3.7, а для управления светодиодами используются мощные инверторы с открытым коллектором К155ЛНЗ. Светодиод загорается при поступлении логической 1 на соответствующий вход регистра DD5. Управление регистрами осуществляется по входу С. Если  $C = 1$ , то триггеры регистра «прозрачны», 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  $I_{\text{ВЫХ}}^0 \leq 20 \text{ мА}$ , а ток высокого уровня  $I_{\text{ВЫХ}}^1 \leq 100 \text{ мкА}$  [24], [34]. Поэтому можно непосредственно управлять светодиодами без использования инверторов, как показано на рис. 3.7, 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. 3.7, б требует для управления светодиодами инверсных сигналов, которые должен выдавать порт P0.

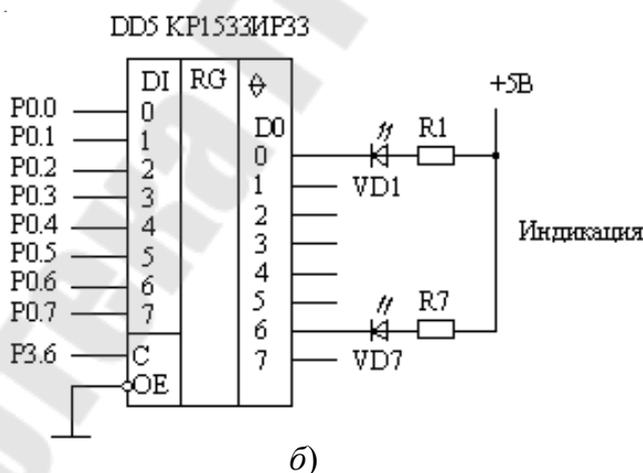
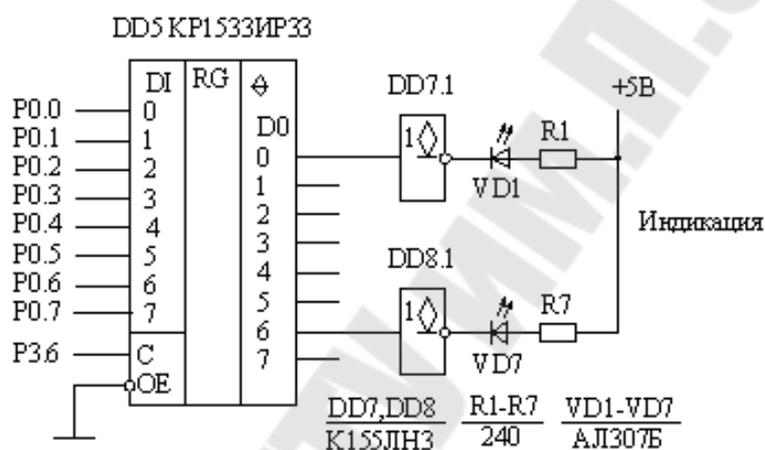


Рис. 3.7. Схемы подключения светодиодов индикации

### 3.6. 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 шестнад-

цатеричные 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. 3.8 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

HG3 соединен через резистор R22 с общим проводом. Микросхема DD6 является буферным регистром для хранения кодов, выводимых на индикаторы HG1 и HG2 с порта P0. Коды для индикаторов HG3 и HG4 непосредственно снимаются с порта P2.

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

На рис. 3.9 приведена схема подключения к МК вакуумно-люминесцентного индикатора. Дешифратор DD1 преобразует двоично-десятичный код в семисегментный. Транзисторы VT1–VT7 служат для согласования уровней ТТЛ с высоким анодным напряжением индикатора. Обычно ВЛИ используются при одинаковых анодном и сеточном напряжениях.

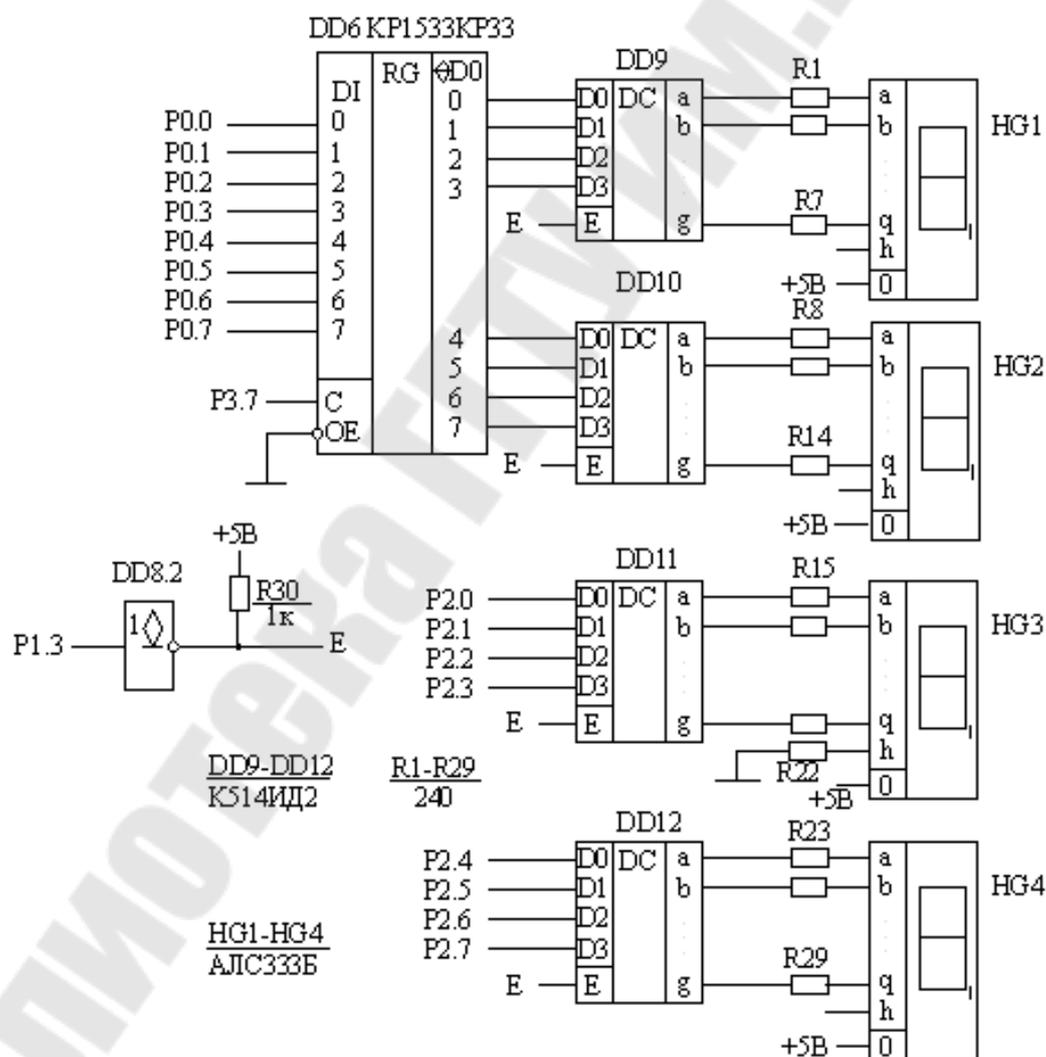


Рис. 3.8. Схема подключения семисегментных светодиодных индикаторов при статическом управлении дисплеем

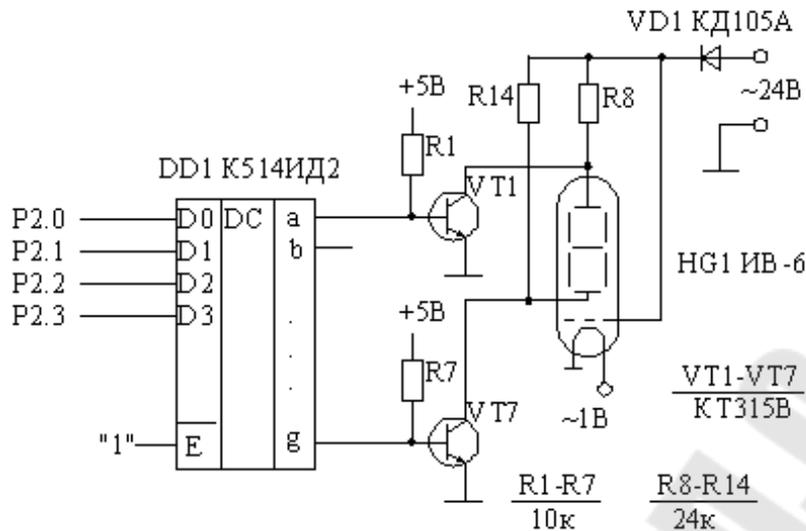


Рис. 3.9. Схема управления ВЛИ

Жидкокристаллические индикаторы характеризуются низкими напряжениями питания (3...15 В) и очень малыми токами (до 15 мкА). Особенностью их использования является необходимость управления с помощью переменных напряжений (постоянная составляющая не должна быть более 50 мВ). На рис. 3.10 приведена схема подключения к МК жидкокристаллического индикатора с использованием дешифратора К564ИД4. Переменное напряжение (меандр) подается с генератора. Так как микросхема К564ИД4 выполнена КМОП-технологии [33], то генератор также можно выполнить на микросхемах КМОП. На рис. 3.11 приведен вариант схемы такого генератора. При номиналах элементов, указанных на схеме, частота выходных импульсов составит примерно 60 Гц.

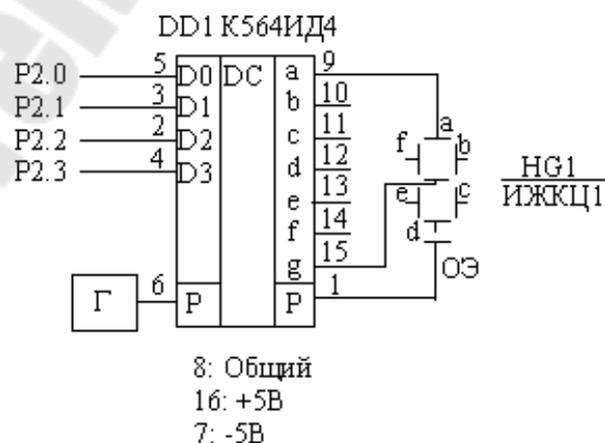


Рис. 3.10. Схема управления ЖКИ

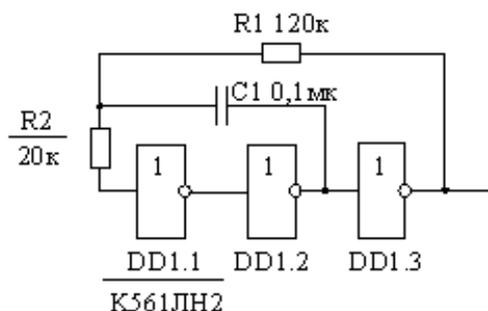


Рис. 3.11. Пример схемы генератора прямоугольных импульсов

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 с. На рис. 3.12 приведена схема подключения к МК накаливаемого вакуумного индикатора при питании переменным напряжением. Микросхема DD1 является преобразователем двоичного кода в семисегментный, а транзисторы VT1–VT7 служат усилителями выходного тока дешифратора DD1. Диод VD1 обеспечивает однополярное напряжение, необходимое для работы транзисторов.

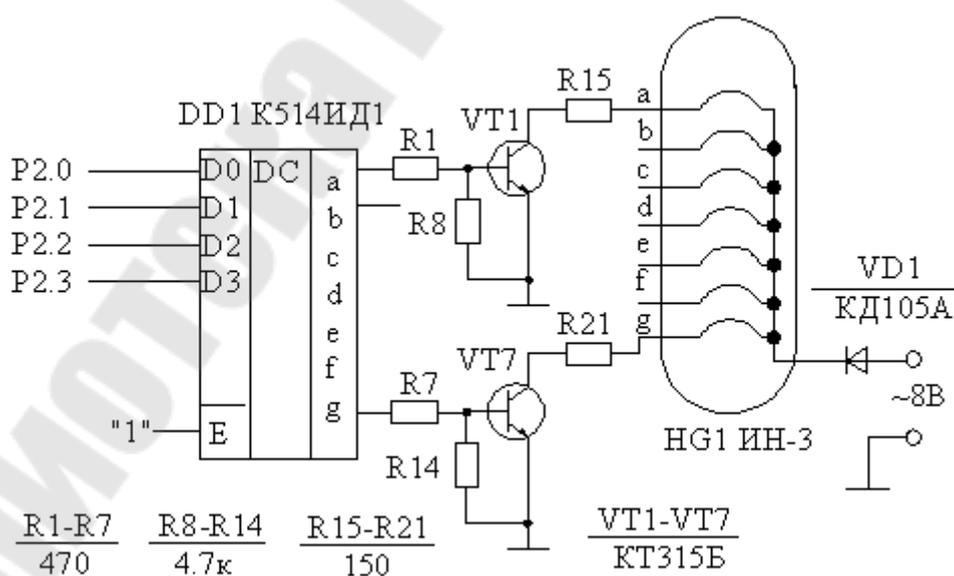


Рис. 3.12. Схема управления семисегментным индикатором накаливания

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. 3.13 приведена схема подключения кодирующей клавиатуры, состоящей из переключателей с фиксацией, к порту МК.

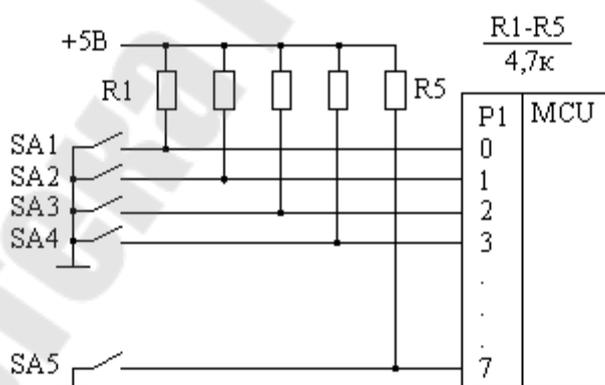


Рис. 3.13. Схема подключения переключателей к МК

Если свободных линий портов МК недостаточно для подключения клавиатуры, то можно использовать дополнительный регистр, как показано на рис. 3.14.

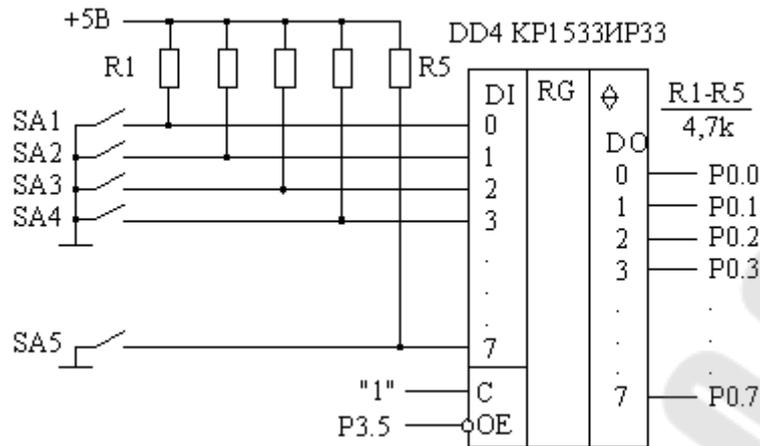


Рис. 3.14. Схема подключения переключателей к регистру ввода

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. 3.15 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.

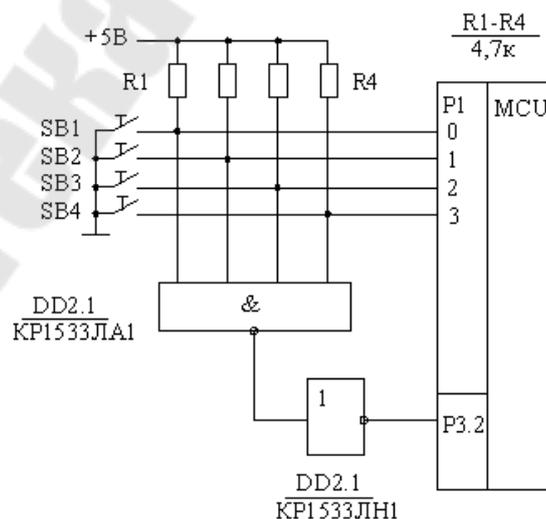


Рис. 3.15. Схема опроса состояния кнопок

При большом количестве сигналов (каналов измерения) можно использовать клавиатуру только с одной клавишей, как показано на рис. 3.16. 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.

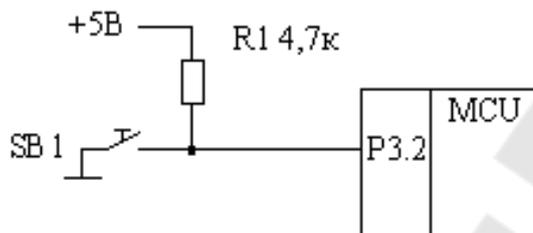


Рис. 3.16. Схема подключения кнопки выбора канала

На рис. 3.17 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. 3.18, 3.19 приведены схемы подключения контактов такой клавиатуры.

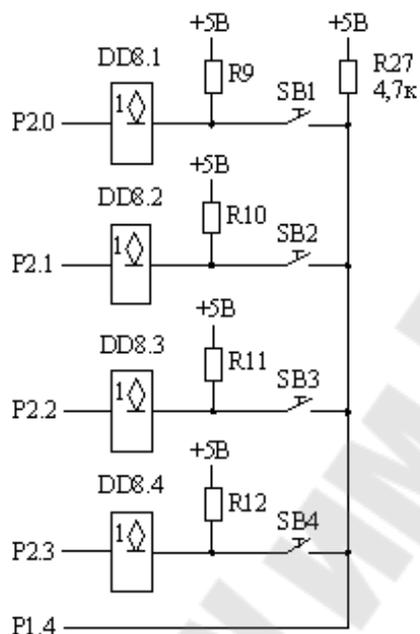


Рис. 3.18. Схема сканирования кнопок

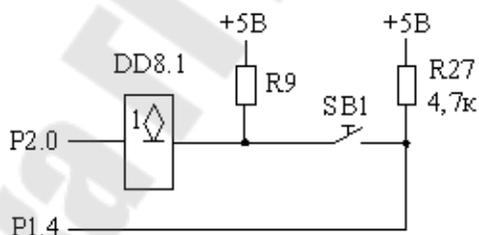


Рис. 3.19. Схема сканирования кнопки выбора канала

### 3.7. 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 переда-

чу, 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.

На рис. 3.20 приведена схема сопряжения МК51 с интерфейсом RS-232C. Согласование уровней выполняется с помощью микросхемы DD1 KP559ИП20 (прием) и микросхемы DD2 KP559ИП19 (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).

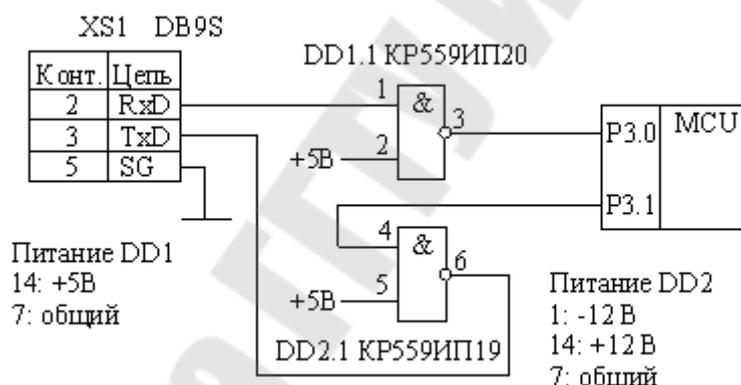


Рис. 3.20. Схема сопряжения МК с интерфейсом RS-232C

На рис. 3.21 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. Оптрон 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 +5 В питания МК.

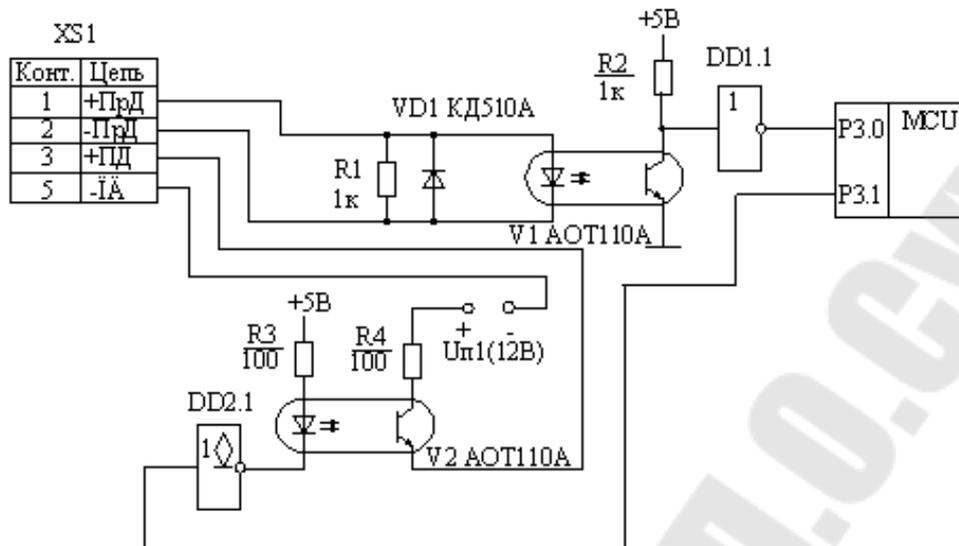


Рис. 3.21. Схема сопряжения МК с интерфейсом ИРПС

## 4. РЕАЛИЗАЦИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ПРОГРАММИРУЕМЫХ ПРОМЫШЛЕННЫХ КОНТРОЛЛЕРОВ

### 4.1. 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. 4.1.

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).

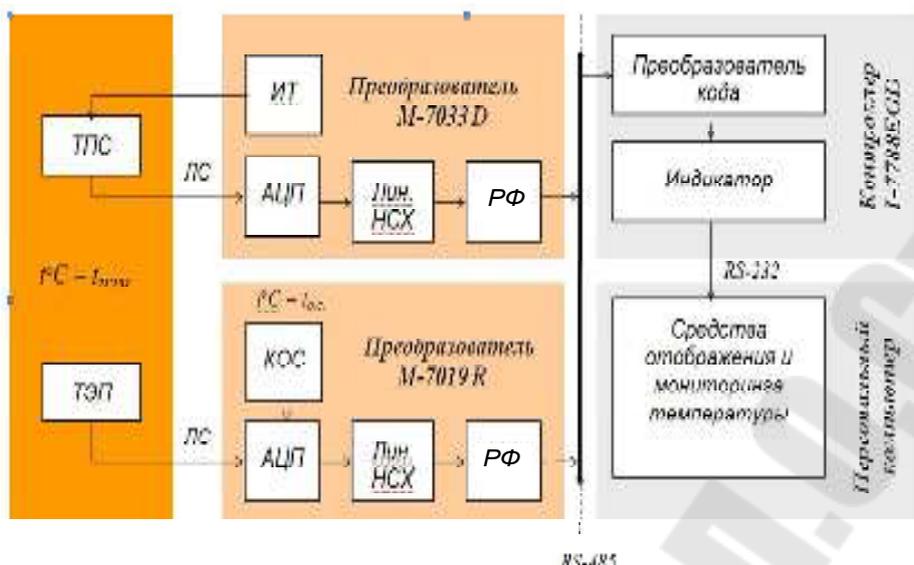


Рис. 4.1. Функциональная схема измерительного преобразователя температуры: ТПС – термопреобразователь сопротивления; ТЭП – термоэлектрический преобразователь (термопара); ЛС – линия связи; ИТ – источник измерительного тока; АЦП – аналого-цифровой преобразователь входного сигнала; РФ – режекторный фильтр (50/60 Гц); Лин. НСХ – линейризатор номинальной статической характеристики; КОС – компенсатор ЭДС температуры опорного спая ТЭП

#### 4.2. Преобразователь сигнала термосопротивления М-7033D

Преобразователь представляет собой трехканальный модуль аналогового ввода сигнала с термосопротивления со знаковой индикацией, с изоляцией. Блок-схема модуля М-7033D представлена на рис. 4.2.

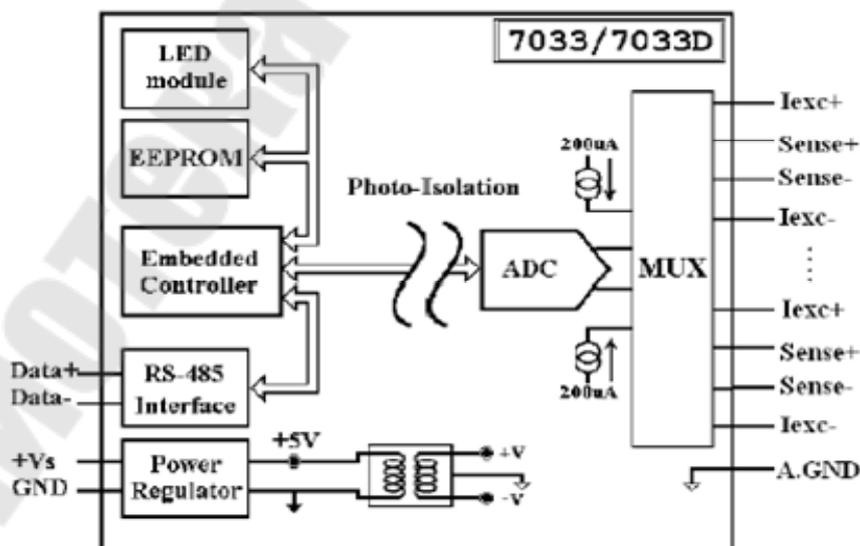


Рис. 4.2. Блок-схема модуля М-7033D

Встроенный индикатор (LED-module) 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.

Термосопротивления могут быть подключены к модулю по двух-, трех- и четырехпроводной схеме подключения.

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

Так как преобразователь предназначен для использования с predetermined типами ТПС, то полином линеаризации НСХ для каждого типа ТПС уже записан в EEPROM и редактированию не поддается. Общий вид полинома, используемого для линеаризации НСХ ТПС:

$$R = R_0 \left( 1 + \alpha_1 (T - T_0) + \alpha_2 (T - T_0)^2 + \dots + \alpha_n (T - T_0)^n \right). \quad (4.1)$$

В функциональной схеме на рис. 4.1 применен платиновый термопреобразователь сопротивления ТСП-100, подключенный по двухпроводной схеме.

### **4.3. Преобразователь сигнала термопары М-7019R**

Преобразователь представляет собой восьмиканальный универсальный модуль ввода аналоговых сигналов, сигналов термопар типов J, K, T, E, R, S, B, N, C с изоляцией.

Блок-схема преобразователя М-7019R представлена на рис. 4.3.

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.

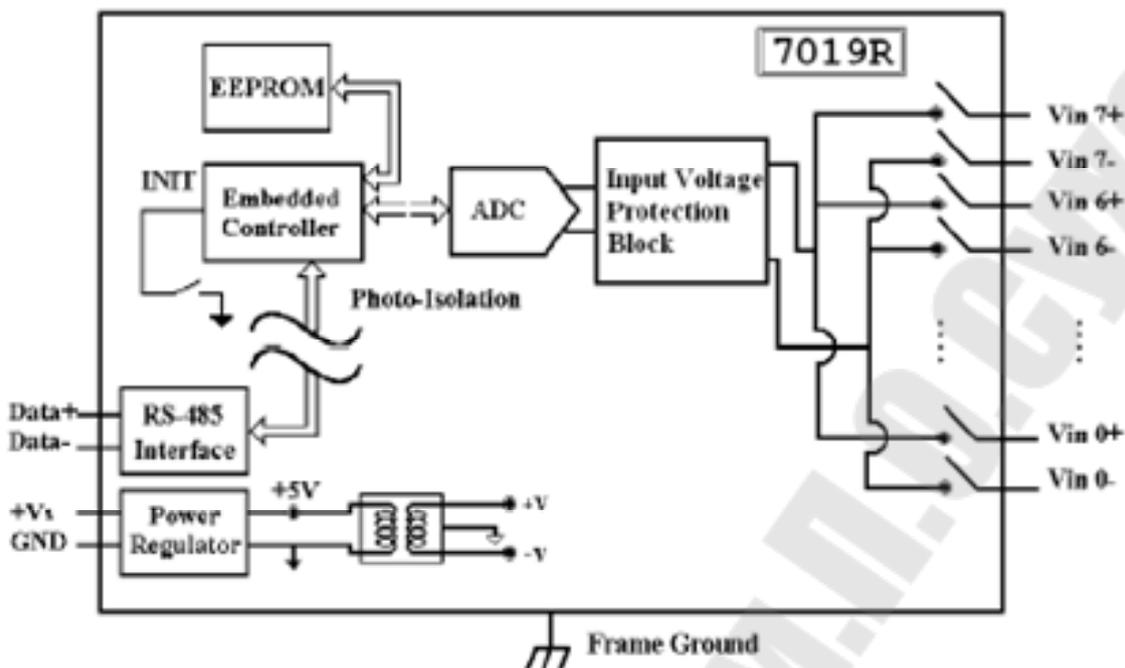


Рис. 4.3. Блок-схема преобразователя М-7019R

Модуль М-7019R поддерживает индивидуальное конфигурирование типа ТЭП на канал. Каждый измерительный канал может быть сконфигурирован на токовый сигнал или сигнал, передаваемый напряжением. Настройка осуществляется соответствующими переключками, расположенными на плате преобразователя внутри корпуса.

В функциональной схеме (рис. 4.1) использована термопара ТХА-410 (К-типа, соответствует коду [0F]) с наконечником в промышленном исполнении с диапазоном измерения температуры  $-200 \dots + 800$  °С.

#### 4.4. 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 компьютеру и последующей конфигурации использован конвертер интерфейсов RS-232/RS-485 типа I-7520R фирмы ICP DAS.

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 В.

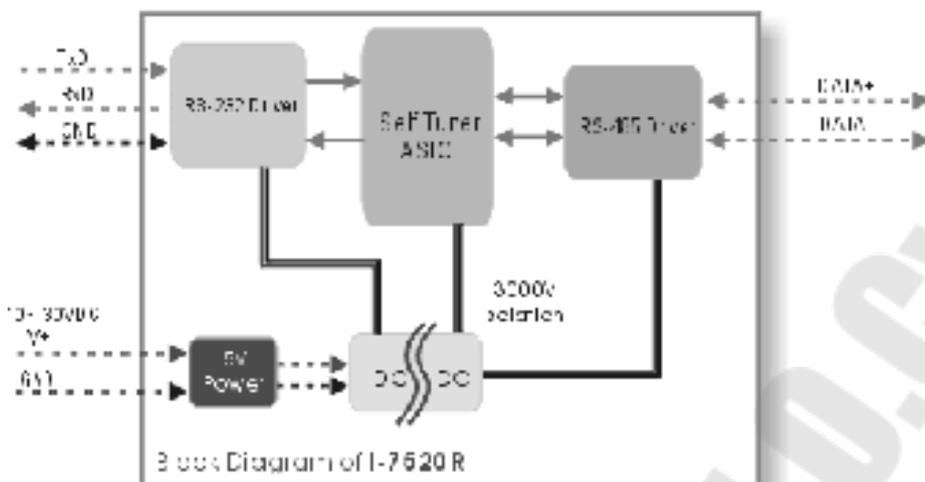


Рис. 4.4. Блок-схема конвертера I-7520R

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.

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

#### 4.5. 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. Номиналы калибровочных сопротивлений приведены на рис. 4.5.

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.

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

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

Рис. 4.5. Номиналы калибровочных сопротивлений

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

#### **4.6. 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. Необязательно 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.

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.

Организация локальной управляющей сети может быть различной. Контроллер имеет три интерфейса (Ethernet, RS-232, RS-485).

Для решения поставленной задачи достаточно пересылать значения температуры от удаленных датчиков ТЭП и ТПС в контроллер i-188EGD 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. Настройки скорости обмена информацией, количество бит данных и бит четности должны совпадать на персональном компьютере и контроллере i-7188EGD, а также и между контроллером и модулями преобразователей в сети RS-485.

#### **4.7. Реализация алгоритма работы информационно-измерительной системы с использованием комплекса промышленного программирования IsaGraf**

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.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Преобразователи измерительные для термоэлектрических преобразователей и термопреобразователей сопротивления. Общие технические требования и методы испытаний : ГОСТ 13384–93 (СНГ). – Введ. 01.01.1996. – Минск : Межгос. совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 1996.

2. Средства измерений и автоматизации. Сигналы тока и напряжения электрические непрерывные входные и выходные : ГОСТ 26.011–80 (СССР). – Введ. 01.01.1982. – Москва : Гос. ком. СССР по стандартам, 1982.

3. Преобразователи термоэлектрические. Номинальные статические характеристики преобразования : ГОСТ 3044–94 (СНГ). – Введ. 01.01.1997. – Минск : Белстандарт, 1996.

4. Термопреобразователи сопротивления. Общие технические требования и методы испытаний : ГОСТ 6651–94 (СНГ). – Введ. 01.01.1996. – Минск : Межгос. совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 1996.

5. Классы точности средств измерений. Общие требования : ГОСТ 8.401–80 (СССР). – Введ. 01.07.1981. – Москва : Гос. ком. СССР по стандартам, 1981.

6. Гутников, В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. – 2-е изд., перераб. и доп. – Ленинград : Энергоиздат, 1988.

7. Гутников, В. С. Фильтрация измерительных сигналов / В. С. Гутников. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1990.

8. Иванов, В. И. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы : справочник / В. И. Иванов, А. И. Аксенов, А. М. Юшин. – Энергоатомиздат, 1989.

9. Измерения в промышленности : справочник. В 3 кн. Кн. 2. Способы измерения и аппаратура / под ред. П. Профоса ; пер. с нем. под ред. Д. И. Агейкина. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва : Металлургия, 1990.

10. Измерение электрических и неэлектрических величин : учеб. пособие для вузов / Н. Н. Евтихийев [и др.] ; под общ. ред. Н. Н. Евтихьева. – Москва : Энергоатомиздат, 1990.

11. Каржавин, А. В. Кабельные термопарные преобразователи / А. В. Каржавин, А. А. Улановский // Термоэлектрическая термометрия. Основы, проблемы, развитие : сб. докл. 1-й Всерос. конф. «Температура–2001». – Подольск, 2001.

12. Карпов, В. А. Электромагнитные расходомеры : учеб. пособие по курсу «Методы и техника научного эксперимента» / В. А. Карпов. – Гомель : ГПИ, 1998. – 70 с.

13. Карпов, В. А. 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 / В. А. Карпов, Ю. В. Крышнев. – Гомель : ГПИ им. П. О. Сухого, 1998.

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

15. Карпов, В. А. 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 / В. А. Карпов, Ю. В. Крышнев. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2005.

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

17. Ладик, А. И. Знакосинтезирующие индикаторы : справочник / А. И. Ладик, А. И. Сташевич. – Москва : Радио и связь, 1993.

18. Лебедев, О. Н. Микросхемы памяти и их применение / О. Н. Лебедев. – Москва : Радио и связь, 1990.

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

20. Лэм, Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация / Г. Лэм ; пер. с англ. – Москва : Мир, 1984.

21. Микропроцессоры и микропроцессорные комплекты интегральных микросхем : справочник. В 2 т. Т. 1, 2 / под ред. В. А. Шахнова. – Москва : Радио и связь, 1988.

22. Однокристалльные микроЭВМ : справочник / А. В. Боборыкин [и др.]. – Москва : МИКАП, 1994.

23. Пайтон, А. Дж. Аналоговая электроника на ОУ : практ. рук. : пер. с англ. / А. Дж. Пайтон, В. Уолш. – Москва : БИНОМ, 1994.

24. Полупроводниковые БИС запоминающих устройств : справочник / под ред. А. И. Гордонова и М. Н. Дьякова. – Москва : Радио и связь, 1987.

25. Разевиг, В. Д. Система схемотехнического моделирования Micro-Cap V / В. Д. Разевиг. – Солон, 1997.

26. Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммутационные устройства РЭА : справочник / Н. Н. Акимов [и др.]. – Минск : Беларусь, 1994.

27. Резисторы : справочник / под ред. И. И. Четверткова и Н. Я. Четверткова. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва : Радио и связь, 1991.

28. Сташин, В. В. Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микроконтроллерах / В. В. Сташин, А. В. Урусов, О. Ф. Мологонцева. – Москва : Энергоатомиздат, 1990.

29. Федорков, Б. Г. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналогоцифровые преобразователи / Б. Г. Федорков, В. А. Телец, В. П. Дегтяренко. – Москва : Радио и связь, 1985.

30. Хорн, П. Проектирование активных фильтров : пер с англ. / П. Хорн. – Москва : Мир, 1984.

31. Хоровиц, П. Искусство схемотехники. В 2 т. Т. 1 / П. Хоровиц, У. Хилл ; пер. с англ. под ред. М. В. Гальперина. – Москва : Мир, 1983.

32. Хоровиц, П. Искусство схемотехники. В 2 т. Т. 2 / П. Хоровиц, У. Хилл ; пер. с англ. под ред. М. В. Гальперина. – Москва : Мир, 1983.

33. Цифровые интегральные микросхемы : справочник / М. И. Богданович [и др.]. – Минск : Беларусь, 1991.

34. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы : справочник / С. В. Якубовский [и др.] ; под ред. С. В. Якубовского. – Москва : Радио и связь, 1989.

35. Шило, В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре / В. Л. Шило. – Москва : Совет. радио, 1979.

36. Щербаков, В. И. Электронные схемы на операционных усилителях : справочник / В. И. Щербаков, Г. И. Грездов. – Киев : 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

1. Характеристики первичных измерительных преобразователей неэлектрических величин .....	3
1.1. Датчики температуры.....	3
1.2. Тензометрические преобразователи .....	9
1.3. Емкостные преобразователи.....	12
1.4. Электромагнитные расходомеры .....	14
2. Проектирование измерительных цепей для датчиков неэлектрических величин .....	16
2.1. Измерительные усилители на основе операционных усилителей (ОУ) .....	16
2.2. Измерители среднего значения переменного напряжения.....	28
2.3. Фазочувствительные выпрямители.....	29
2.4. Измерительные цепи для датчиков неэлектрических величин .....	30
3. Проектирование микроконтроллерных модулей.....	47
3.1. Схемы подключения микроконтроллера.....	47
3.2. Расширение возможностей микроконтроллера по вводу–выводу.....	48
3.3. Схемы ввода цифровых и аналоговых сигналов.....	51
3.4. Схемы вывода управляющих сигналов .....	54
3.5. Схемы подключения светодиодных индикаторов .....	55
3.6. Схемы подключения линейного дисплея и клавиатуры .....	56
3.7. Схемы сопряжения с последовательным интерфейсом .....	65
4. Реализация информационно-измерительных систем на основе программируемых промышленных контроллеров .....	67
4.1. Функциональная схема измерительного преобразователя температуры .....	67
4.2. Преобразователь сигнала термосопротивления М-7033D .....	68
4.3. Преобразователь сигнала термопары М-7019R .....	69
4.4. Конфигурирование модулей ввода аналоговых сигналов М-7033D и М-7019R.....	70
4.5. Калибровка показаний датчиков ТПС и ТЭП .....	71
4.6. Разработка управляющей части информационно-измерительной системы .....	73
4.7. Реализация алгоритма работы информационно-измерительной системы с использованием комплекса промышленного программирования IsaGraf.....	74
Литература .....	75

Учебное электронное издание комбинированного распространения

**Крышнев Юрий Викторович  
Виноградов Эдуард Михайлович  
Никеевков Александр Иванович и др.**

**КОМПЛЕКСНЫЙ КУРСОВОЙ ПРОЕКТ  
ПО ДИСЦИПЛИНАМ СПЕЦИАЛИЗАЦИИ  
«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 управляющие  
и информационные устройства»  
дневной и заочной форм обучения**

Редактор *Н. И. Жукова*  
Компьютерная верстка *В. В. Вороник*

Подписано в печать 05.04.10.

Формат 60x84/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».

Ризография. Усл. печ. л. 4,65. Уч.-изд. л. 3,75.

Изд. № 211.

E-mail: [ic@gstu.by](mailto:ic@gstu.by)

<http://www.gstu.by>

Издатель и полиграфическое исполнение:  
Издательский центр учреждения образования  
«Гомельский государственный технический университет  
имени П. О. Сухого».

ЛИ № 02330/0549424 от 08.04.2009 г.

246746, г. Гомель, пр. Октября, 48.