

Министерство образования Республики Беларусь

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

Кафедра «Промышленная электроника»

**В. А. Карпов, О. М. Росточкина**

## **ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА**

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ  
к курсовому проектированию по одноименной  
дисциплине для студентов специальности 1-36 04 02  
«Промышленная электроника»  
дневной и заочной форм обучения**

**Электронный аналог печатного издания**

**Гомель 2011**

УДК 621.314.2(075.8)  
ББК 32.85я73  
К26

*Рекомендовано к изданию научно-методическим советом  
факультета автоматизированных и информационных систем  
ГГТУ им. П. О. Сухого  
(протокол № 11 от 27.06.2011 г.)*

Рецензент: зав. каф. «Автоматизированный электропривод» ГГТУ им. П. О. Сухого  
канд. техн. наук, доц. *В. С. Захаренко*

**Карпов, В. А.**

К26

Преобразовательная техника : метод. указания к курсовому проектированию по одной дисциплине для студентов специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника» днев. и заоч. форм обучения / В. А. Карпов, О. М. Росточкина. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2011. – 43 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 978-985-535-044-7.

Содержит темы курсовых проектов, посвященных расчету измерительных преобразователей для различных типов датчиков физических величин: индукционного датчика, емкостного датчика, термопреобразователя сопротивления и электромагнитного датчика расхода.

Для студентов специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника» дневной и заочной форм обучения.

УДК 621.314.2(075.8)  
ББК 32.85я73

ISBN 978-985-535-044-7

© Карпов В. А., Росточкина О. М., 2011  
© Учреждение образования «Гомельский  
государственный технический университет  
имени П. О. Сухого», 2011

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В данных методических указаниях содержится четыре темы курсовых проектов, посвященных расчету измерительных преобразователей для различных типов датчиков физических величин: индукционного датчика, емкостного датчика, термопреобразователя сопротивления и электромагнитного датчика расхода.

В каждой теме дано несколько вариантов исполнения преобразователей, отличающихся количественными характеристиками.

# 1. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО ДАТЧИКА

Общие данные для измерительного преобразователя (ИП) для индукционного датчика:

Основная приведенная погрешность,  $\delta$ , % – 0,5.

Дополнительная температурная погрешность,  $\%/10^\circ\text{C}$  – 0,3.

Нормальная температура,  $^\circ\text{C}$  – 20.

Рабочий температурный диапазон,  $^\circ\text{C}$  –  $-20 \div 70$ .

Индивидуальные данные приведены в табл. 1.1, где  $f_0$  – частота возбуждения датчика, Гц;  $R_m$  – активное сопротивление обмотки возбуждения, Ом;  $X_L$  – индуктивное сопротивление обмотки возбуждения, Ом;  $I_0$  – ток обмотки возбуждения, А;  $R_{\Pi}$  – сопротивление потерь обмотки возбуждения, Ом;  $K_{\text{св}}$  – коэффициент связи, В/А;  $I_{\text{вых}}$  – выходной унифицированный сигнал, А;  $\frac{\Delta I_{\text{вых}}}{I_{\text{норм}}}$  – относительные пульсации выходного тока, где  $I_{\text{норм}}$  – диапазон изменения выходного тока ( $I_{\text{max}} - I_{\text{min}}$ ) =  $I_{\text{норм}}$ .

Таблица 1.1

Индивидуальные данные

Номер варианта	$f_0$ , кГц	$R_m$ , Ом	$X_L$ , Ом	$I_D$ , мА	$R_{\Pi}$ , Ом	$K_{\text{св}}$ , В/А	$I_{\text{вых}}$ , мА	$\frac{\Delta I_{\text{вых}}}{I_{\text{норм}}}$ , %
1	1,0	20	50	100	200	$\pm 0,1$	0÷5	0,1
2	0,5	50	50	120	500	$\pm 0,2$	0÷10	0,1
3	2,0	100	50	60	1000	$\pm 0,3$	-5÷5	0,2
4	5,0	200	100	40	2000	$\pm 0,3$	-10÷10	0,2
5	10,0	50	150	50	500	$\pm 0,4$	4÷20	0,3

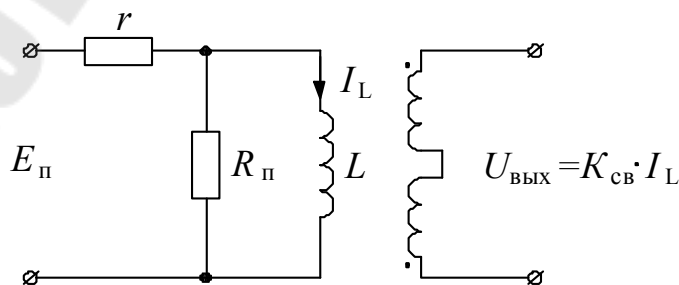


Рис. 1.1. Эквивалентная схема индукционного датчика

## 1.1. Функциональная схема измерительного преобразователя для индукционного датчика

Функциональная схема измерительного преобразователя приведена на рис. 1.2. Она состоит из следующих элементов:

ГСК – генератор синусоидальных колебаний, предназначенный для питания датчика;

ЭМД – электромагнитный датчик, имеющий обмотку возбуждения 1–2 и выходную обмотку 3–4;

ПрТН – преобразователь «ток-напряжение», вырабатывающий выходное напряжение, пропорциональное входному току через датчик  $I_L$  и синфазное (противофазное) с входным током;

ФСУ – фазосдвигающее устройство, сдвигающее фазу входного напряжения до получения синфазности/противофазности с выходным напряжением;

ФУН – формирователь управляющего напряжения, необходимый для управления ключами фазочувствительного выпрямителя;

Ус – усилитель выходного сигнала датчика;

ФЧВ – фазочувствительный выпрямитель;

ФНЧ – фильтр нижних частот;

ПНТ – преобразователь «напряжение-ток», позволяющий получить выходной унифицированный ток;

БП – блок питания измерительного преобразователя.

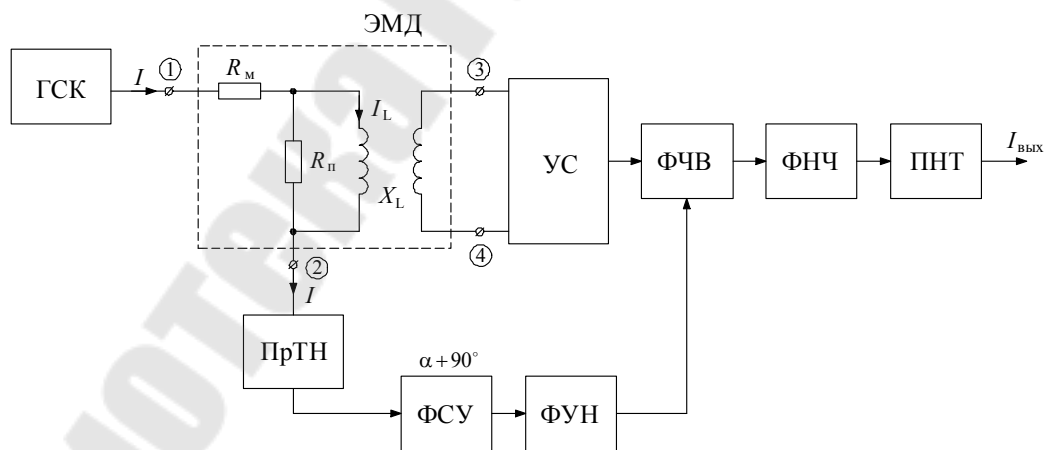


Рис. 1.2. Функциональная схема измерительного преобразователя

## 1.2. Эквивалентная схема индукционного датчика

Схема индукционного датчика дана на рис. 1.3.

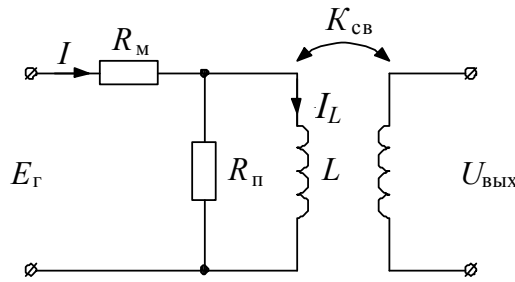


Рис. 1.3. Эквивалентная схема индукционного датчика

В схеме приняты следующие обозначения:

$R_M$  – сопротивление меди;

$R_{\Pi}$  – сопротивление потерь;

$L$  – индуктивность обмотки возбуждения;

$E_G$  – питающее синусоидальное напряжение;

$U_{\text{ВЫХ}}$  – выходное напряжение датчика;

$K_{\text{св}}$  – коэффициент связи, В/А;

$I$  – входной ток обмотки возбуждения;

$I_L$  – ток индуктивности, создающий магнитный поток в датчике.

По эквивалентной схеме требуется рассчитать диапазон изменения выходных напряжений датчика.  $U_{\text{ВЫХ}} = jK_{\text{св}} \cdot \dot{I}_L$ . Для нахождения тока  $I$  и  $I_L$  воспользуемся схемой, представленной на рис. 1.1, тогда входной ток  $I$  будет равен

$$\dot{I} = \dot{E} \frac{1}{R_M + R_{\Pi} \parallel jX_L} = \dot{E} \frac{R_{\Pi} + jX_L}{R_M R_{\Pi} + jX_L (R_M + R_{\Pi})}$$

Фазовый сдвиг тока  $I$  относительно питающего напряжения  $\dot{E}$  будет иметь вид:

$$\varphi_I = \arctg \frac{X_L}{R_{\Pi}} - \arctg \frac{X_L (R_M + R_{\Pi})}{R_M R_{\Pi}}$$

Ток через индуктивность  $I_L$  будет равен

$$\dot{I}_L = \dot{I} \cdot R_{\Pi} \parallel jX_L \frac{1}{jX_L} = \dot{E} \frac{R_{\Pi} + jX_L}{R_M R_{\Pi} + jX_L (R_M + R_{\Pi})} \frac{jX_L \cdot R_{\Pi}}{(R_{\Pi} + jX_L) jX_L};$$

$$\dot{I}_L = \dot{E} \frac{R_{\Pi}}{R_M R_{\Pi} + jX_L (R_M + R_{\Pi})}$$

а фазовый сдвиг тока  $I_L$  относительно напряжения имеет вид:

$$\varphi_{I_L} = -\operatorname{arctg} \frac{X_L(R_M + R_{II})}{R_M R_{II}}.$$

Тогда согласно функциональной схеме фазовый сдвиг между током  $\dot{I}$  и  $\dot{I}_L$  будет равен

$$\alpha = \varphi_I - \varphi_{I_L} = \operatorname{arctg} \frac{X_L}{R_{II}} - \operatorname{arctg} \frac{X_L(R_M + R_{II})}{R_M R_{II}} + \operatorname{arctg} \frac{X_L(R_M + R_{II})}{R_M R_{II}},$$

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{X_L}{R_{II}}.$$

Диапазон выходных напряжений  $U_{\text{вых}}$  равен  $\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{I}_L \cdot jK_{\text{св}}$ .

Фазовый сдвиг, необходимый для получения управляющих напряжений, синфазных с выходным, равен  $\varphi_{\text{ФСУ}}$ .

$$\varphi_{\text{ФСУ}} = 90^\circ + \alpha.$$

## 2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ЕМКОСТНОГО ДАТЧИКА

Общие данные:

Основная приведенная погрешность преобразования,  $\delta$ , % – 0,2 %.

Дополнительная температурная погрешность –  $\frac{\%}{10} \text{ } ^\circ\text{C}$ .

Рабочий температурный диапазон,  $^\circ\text{C}$  – 0...70.

Индивидуальные данные приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Индивидуальные данные

Номер варианта	$f_0$ , кГц	$C_0$ , пФ	$\Delta C$ , пФ	$I_{\text{вых}}$ , мА	Тип датчика Схема № (рис. 2.1)	$\operatorname{tg}\delta$
1	200	100	50	0...5	3	0,4
2	500	10	40	0...10	2	0,6
3	1,0	5	5	-5...5	1	0,5
4	5,0	30	3	-10...10	4	0,3
5	10,0	10	40	4...20	1	0,4

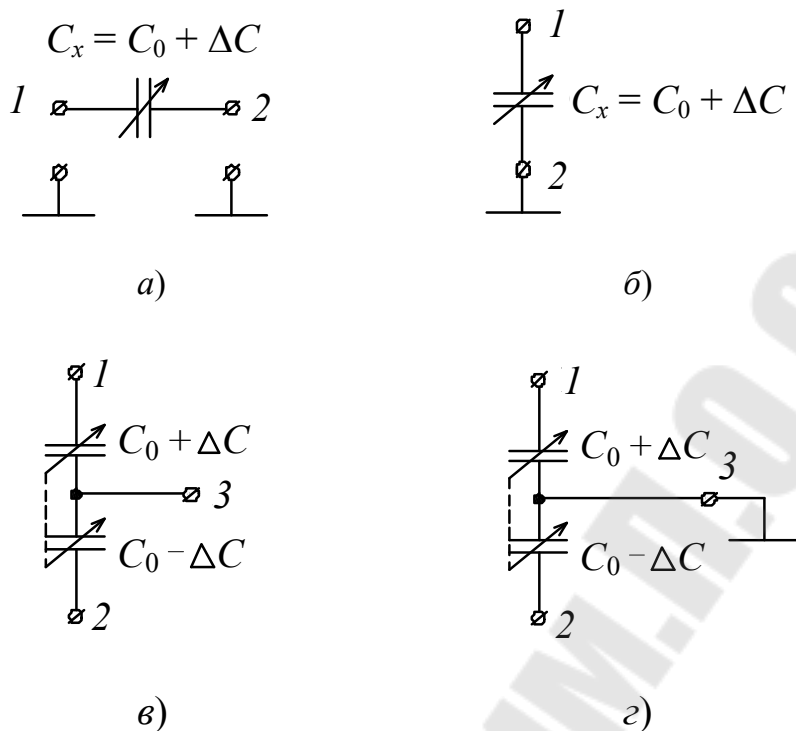


Рис. 2.1. Датчики:

*a* – емкостный датчик с изолированными электродами; *б* – емкостный датчик с заземленным электродом; *в* – дифференциальный емкостный датчик с изолированными электродами; *г* – дифференциальный емкостный датчик с заземленным средним электродом

В функциональной схеме ИП (рис. 2.2–2.4) приняты следующие обозначения:

ГКН – генератор квадратурных синусоидальных напряжений;

ПНТ – преобразователь ток-напряжение;

ФЧВ – фазочувствительный выпрямитель;

ФНЧ – фильтр нижних частот;

ПНТ – преобразователь напряжение-ток;

ФУН – формирователь управляющих напряжений;

$C_x$  – электрическая емкость датчика, изменяющаяся под действием физической величины от  $C_1$  до  $C_2$  (дано по заданию);

$R_{\Pi}$  – сопротивление потерь в датчике (задан  $\text{tg} \delta$  пересчитывается в  $R_{\Pi}$ );

$E_{\text{см}}$  – напряжение смещения, согласует диапазоны изменения  $C_x$  и выходного тока  $I_{\text{вых}}$ ;

$I_{\text{вых}}$  – унифицированный выходной сигнал в виде тока.



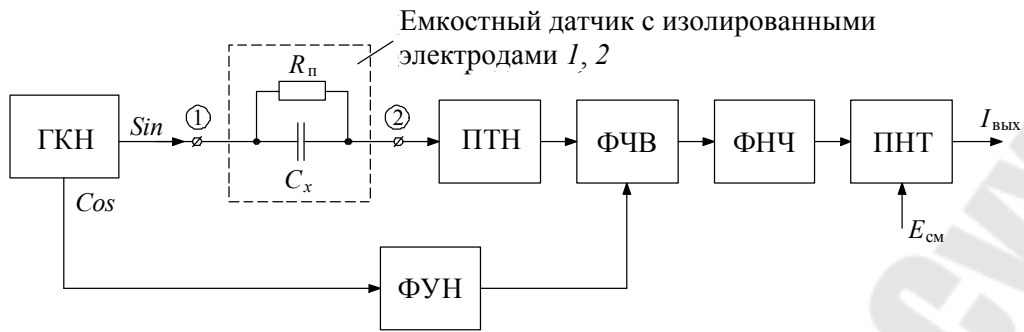


Рис. 2.2. Функциональная схема измерительного преобразователя для емкостного датчика с изолированными электродами

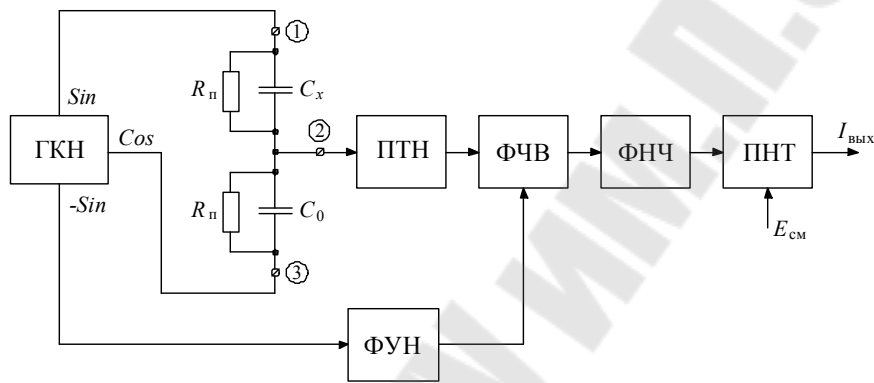


Рис. 2.3. Функциональная схема измерительного преобразователя для дифференциального емкостного датчика с изолированными электродами

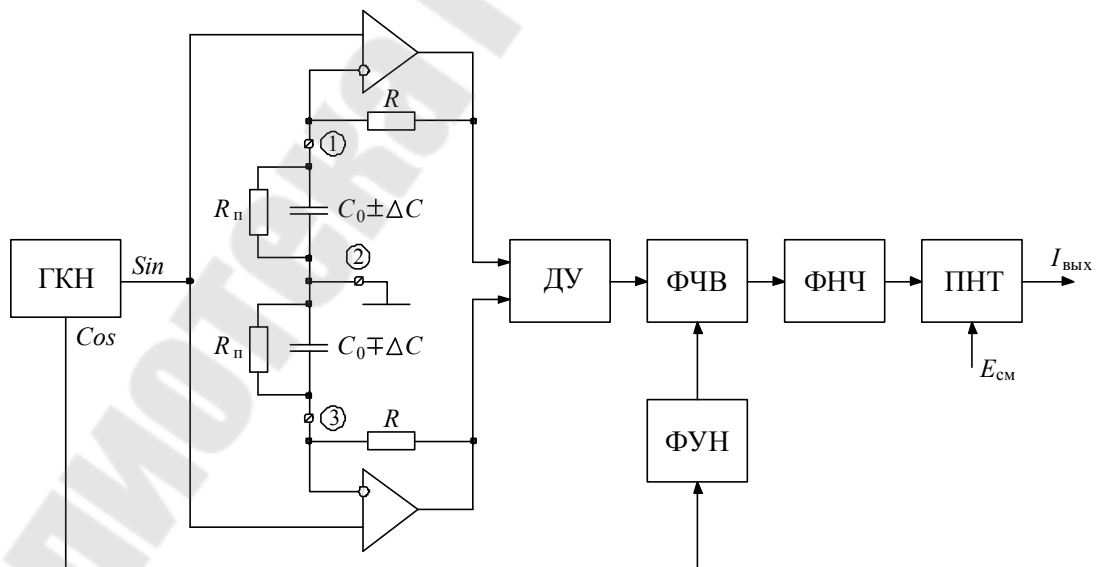


Рис. 2.4. Функциональная схема измерительного преобразователя для емкостного дифференциального датчика с заземленным средним электродом

Функциональная схема ИП для емкостного датчика  $C_x$  с заземленным электродом изображена на рис. 2.5.

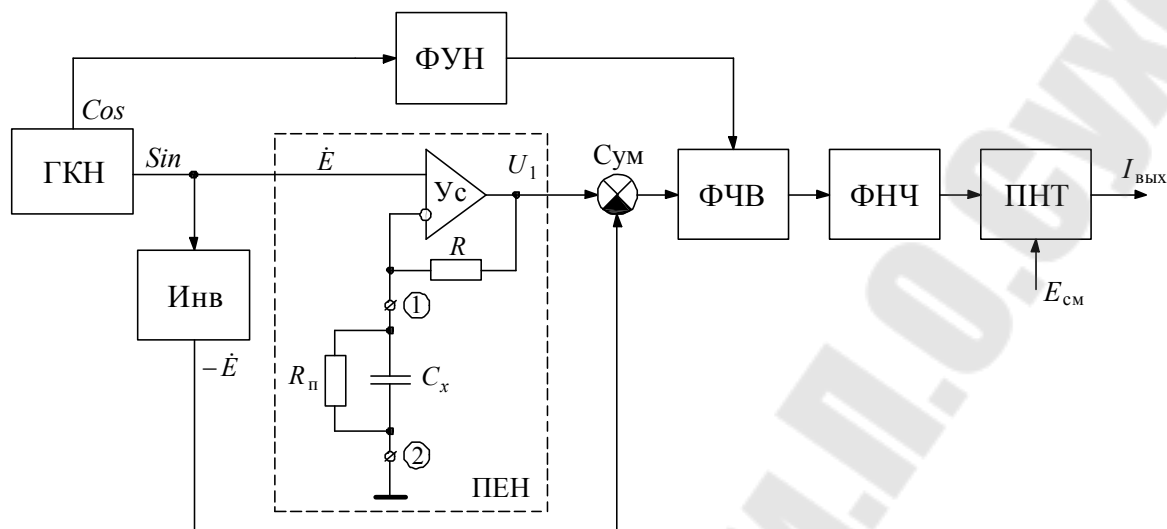


Рис. 2.5. Функциональная схема измерительного преобразователя для емкостного датчика  $C_x$  с заземленным электродом

Инв – инвертор выходного напряжения генератора ГКН, получает напряжение противоположной фазы по сравнению с напряжением на датчике  $C_x$ ;

Сумм – суммирует напряжения с выходов усилителя Ус и инвертора Инв для компенсации неинформативной составляющей;

Ус – усилитель с большим коэффициентом усиления (операционный усилитель) служит для преобразования значения электрической емкости  $C_x$  в напряжение, пропорциональное  $C_x$ ;

ПЕН – преобразователь значения емкости  $C_x$  в напряжение  $U_1$ ;

$\dot{E}$  – выходное напряжение генератора, оно же и напряжение питания емкостного датчика  $C_x$ ;

$U_1$  – выходное напряжение преобразователя емкости  $C_x$  в напряжение.

## 2.1. Эквивалентная схема емкостного датчика

Эквивалентная схема емкостного датчика с изолированными электродами представлена на рис. 2.6.

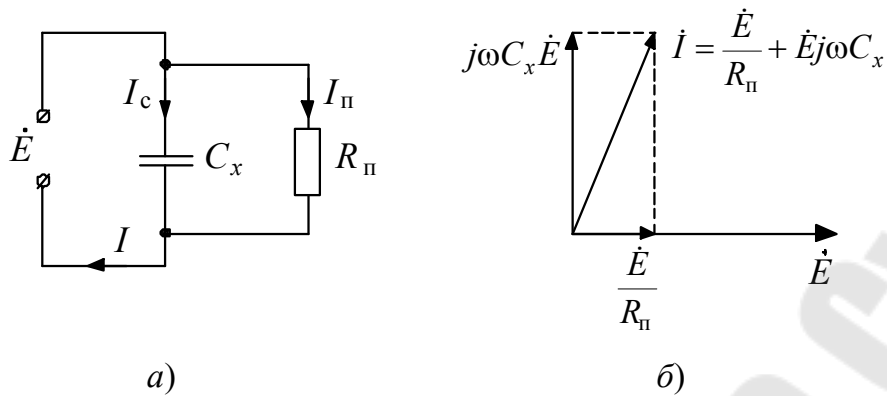


Рис. 2.6. Эквивалентная схема емкостного датчика

При питании датчика от источника напряжения ток через датчик  $\dot{I}$  будет иметь вид: 
$$\dot{I} = \frac{\dot{E}}{R_{\text{п}} \parallel \frac{1}{j\omega C_x}} = E \frac{1 + j\omega R_{\text{п}} C_x}{R_{\text{п}}}$$

В комплексном виде  $\dot{I} = \frac{\dot{E}}{R_{\text{п}}} + \dot{E}j\omega C_x$ .

Из полученного выражения видно, что ток через датчик имеет две составляющие: 1) совпадающую с напряжением питания  $\dot{E}/R_{\text{п}}$ ; 2) сдвинутую относительно напряжения питания на угол  $(90^\circ - \dot{E}j\omega C_x)$  и пропорциональную  $C_x$ . В результате суммарный ток через датчик сдвинут относительно питающего напряжения не на  $90^\circ$ , а на угол  $90^\circ - \delta$ , где  $\delta$  – угол недосдвига до  $90^\circ$ , обусловленный потерями в датчике. Тогда согласно векторной диаграмме имеем:

$$\text{tg}\delta = \frac{E}{R_{\text{п}}} \frac{1}{10EC_x} = \frac{1}{\omega C_x R_{\text{п}}}$$

Пусть по заданию  $\text{tg}\delta = 0,6$ . Найдем сопротивление потерь при  $\omega_0 = 3,14 \cdot 10^6$  ( $f_0 = 500$  кГц);  $C_x = (10 \div 50)$  пФ. Тогда

$$\begin{aligned} R_{\text{п}} &= \frac{1}{\omega C_x \text{tg}\delta} = \frac{1}{3,14 \cdot 10^6 (10 \div 50) 10^{-12} \cdot 0,6} = \frac{10^{-6}}{3,14 \cdot 0,6 (10 \div 50)} = \\ &= \frac{0,531}{10 \div 50} 10^6 \text{ Ом}, R_{\text{п}} = (53 \div 11) \text{ кОм}. \end{aligned}$$

Предположим, что напряжение питания датчика  $E = 5$  В, тогда ток через датчик для  $C_x$  равен 10 пФ.

$$I(10 \text{ пФ}) = \frac{5 \text{ В}}{53 \text{ к}} + j3,14 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10 \cdot 10^{-12} = 0,09 + j0,157 =$$

$$= 0,181 e^{j60,2^\circ} \text{ мА};$$

$$I(50 \text{ пФ}) = \frac{5 \text{ В}}{11 \text{ к}} + j3,14 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 50 \cdot 10^{-12} = 0,475 + j0,785 =$$

$$= 0,917 e^{j58,8^\circ} \text{ мА}.$$

Таким образом, ток через датчик поменяется в пределах  $(0,181 \div 0,917) \text{ мА}$ .

### 3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ТЕРМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Общие данные для измерительного преобразователя для термопреобразователя сопротивления (ТПС):

Основная приведенная погрешность преобразования,  $\delta$ , % – 0,2 %.

Дополнительная температурная погрешность,  $\delta_T - \frac{0,2\%}{10^\circ\text{C}}$ .

Схема соединения – трехпроводная.

Рабочий температурный диапазон,  $\Delta T$ ,  $^\circ\text{C}$  – 0...70.

Нормальная температура,  $^\circ\text{C}$  – 20.

Температурный коэффициент термопреобразователя сопротивления,  $\alpha - 4,2 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$ .

Индивидуальные данные приведены в табл. 3.1, где  $R_0$  – сопротивление ТПС при температуре 0  $^\circ\text{C}$ , Ом;  $I_0$  – измерительный ток через ТПС, А;  $\Delta T$  – измеряемый температурный диапазон,  $^\circ\text{C}$ ;  $R_{\text{изл}}$  – сопротивление изоляции ТПС, сопротивление между токоведущими частями и корпусом ТПС, Ом;  $C_{\text{пар}}$  – паразитная емкость ТПС, распределенная емкость между токоведущими частями и корпусом ТПС;  $R_{\text{изл}}$  и  $C_{\text{пар}}$  включены параллельно, нФ;  $E_{\text{о.в}}$ ,  $E_{\text{н.в}}$  – среднеквадратичное значение помех общего и нормального видов, В;  $I_{\text{вых}}$  – выходной ток ИП, А;

$\frac{\Delta I_{\text{вых}}}{I_{\text{вых max}}}$  – относительная доля пульсаций выходного тока.

## Индивидуальные данные

Номер варианта	$R_0$ , Ом	$I_0$ , мА	$\Delta T$ , °C	$R_{из1}$ , кОм	$C_{пар}$ , нФ	$E_{о.в.}$ , В	$E_{н.в.}$ , В	$I_{вых}$ , мА	$\frac{\Delta I_{вых}}{I_{вых_{max}}}$ , %
1	10	10	-20...20	50,0	1,0	10	1	0...5	0,1
2	20	5	0...60	50,0	1,0	10	1	4...20	0,1
3	50	3	0...100	50,0	1,0	10	1	0...10	0,1
4	100	2	-50...50	50,0	1,0	10	1	-5...5	0,1
5	500	1	-20...150	50,0	1,0	10	1	-10...10	0,1

### 3.1. Функциональная схема измерительного преобразователя для термопреобразователя сопротивления

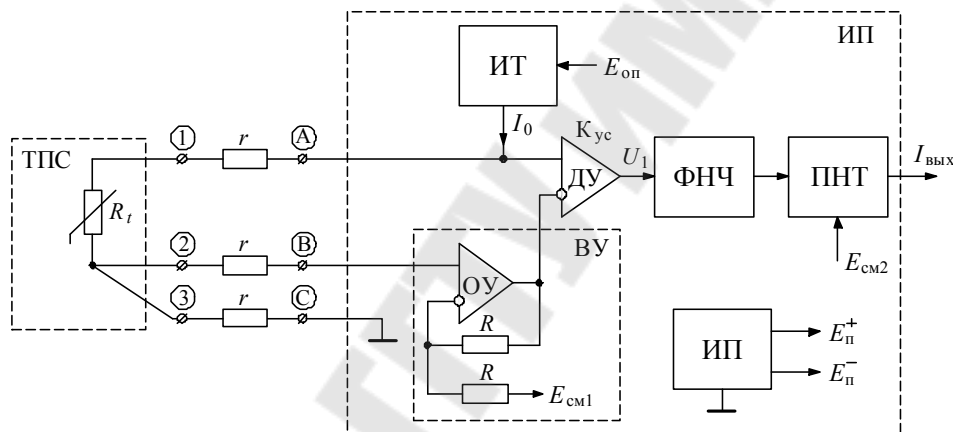


Рис. 3.1. Функциональная схема измерительного преобразователя для термопреобразователя сопротивления

На функциональной схеме (рис. 3.1) даны следующие обозначения:  
 ИП – измерительный преобразователь сопротивление-ток;  
 ТПС – медный термопреобразователь сопротивления, соединенный с измерительным преобразователем трехпроводной линией связи;  
 $r$  – сопротивление одного провода линии связи;  
 $1, 2, 3$  – зажимы ТПС;  
 $A, B, C$  – зажимы ИП;  
 ИТ – источник тока  $I_0$ , используемого для питания термопреобразователя сопротивления;  
 $R_t$  – электрическое сопротивление термопреобразователя сопротивления;  
 $I_0$  – ток питания ТПС;

ДУ – дифференциальный усилитель с коэффициентом усиления  $K_{yc}$ ;

ВУ – вспомогательный усилитель, используемый для компенсации падения напряжения в проводах линии связи;

$E_{оп}$  – источник опорного напряжения, используемый для формирования напряжений  $E_{см1}$ ,  $E_{см2}$  и для задания тока  $I_0$ ;

ФНЧ – фильтр нижних частот, предназначенный для ослабления помех общего и нормального видов сетевой частоты;

ПНТ – преобразователь «напряжение-ток», предназначенный для формирования унифицированного выходного сигнала в виде тока;

$I_{вых}$  – выходной ток ИП;

$E_{см1}$  – напряжение смещения, необходимое для компенсации выходного напряжения ДУ при наиминимальной ( $t_2$ ) температуре ТПС;

$E_{см2}$  – напряжение смещения, необходимое для согласования масштаба выходного напряжения ФНЧ и выходного тока  $I_{вых}$ ;

ИП – источник питания, предназначенный для питания схемы ИП.

### 3.2. Расчет коэффициента усиления и напряжения смещения дифференциального усилителя

При питании ТПС током  $I_0$  потенциал зажимов  $A$  и  $B$  будет иметь следующие варианты:  $\varphi_A = I_0(R_t + 2r)$ ;  $\varphi_B = I_0r$ .

Для компенсации влияния сопротивления проводов линии связи необходимо реализовать во входной цепи следующее выражение:

$$U_{вхДУ} = \varphi_A - 2\varphi_B = I_0(R_t + 2r) - 2I_0r = I_0R_t.$$

Выходное напряжение ДУ  $U_1$  будет равно

$$U_1 = (\varphi_A - 2\varphi_B)K_{yc} = I_0R_tK_{yc}.$$

С учетом напряжения смещения  $E_{см1}$  можно записать:

$$U_1 = (I_0R_t - E_{см1})K_{yc}.$$

Учитывая, что  $R_t = R_0(1 + \alpha t)$  для двух заданных температур  $t_1$  и  $t_2$  ( $t_1$  – низшая,  $t_2$  – высшая) можно записать:

$$U_1(t_1) = [I_0R_0(1 + \alpha t_1) - E_{см1}]K_{yc};$$

$$U_1(t_2) = [I_0R_0(1 + \alpha t_2) - E_{см1}]K_{yc}.$$

Разность напряжений, т. е. диапазон изменения выходного напряжения ДУ,  $U_1(t_2) - U_2(t_1)$  будет равна  $U_1(t_2) - U_1(t_1) = I_0 R_0 \alpha (t_2 - t_1) K_{yc}$ .

Необходимо, чтобы выходной сигнал ДУ был равен нулю при низшей температуре, т. е.  $U_1(t_1) = [I_0 R_0 (1 + \alpha t_1) - E_{см1}] K_{yc} = 0$ .

Из последних двух уравнений находим коэффициент усиления и  $E_{см1}$ . Например, дано  $R_0 = 10 \text{ Ом}$ ,  $\alpha = 4,2 \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ ,  $t_1 = -20 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $t_2 = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $I_0 = 10 \text{ мА}$ , тогда

$$-E_{см1} = I_0 R_0 (1 + \alpha t_1) = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot [1 + 4,2 \cdot 10^{-3} (-20)] = 91,6 \text{ мВ}.$$

Зададимся выходным напряжением ДУ  $U_{1\max}$  при наивысшей температуре ТПС  $t_2$  равным 4,2 В. Тогда из выражения  $U_1(t_2) = I_0 R_0 \alpha [t_2 - t_1] K_{yc}$  находим:

$$K_{yc} = \frac{U_1(t_2)}{I_0 R_0 \alpha \Delta t} = \frac{4,2}{10 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot 40} = 250.$$

В качестве ДУ выбираем AD620A [6].

Согласно техническому описанию коэффициент усиления данного усилителя задается одним резистором  $R_{yc}$ , который можно найти из следующего соотношения:

$$R_{yc} = \frac{49,4 \text{ кОм}}{K_{yc} - 1} = \frac{49,4 \text{ кОм}}{249} = 198,4 \text{ Ом}.$$

Выбираем  $R_{yc}$  [1]:

$$R_{yc} : C2 - 29 \text{ В} - 0,062 \text{ Вт} - 198 \text{ Ом} \pm 0,1\% - \text{А}.$$

В качестве вспомогательного усилителя выбираем усилитель К140УД17А.

Принципиальные схемы ДУ и ВУ представлены на рис. 3.2. В качестве резисторов  $R$  [1] выбираем

$$R_1, R_2 : C2 - 29 \text{ В} - 0,062 \text{ Вт} - 10 \text{ кОм} \pm 0,1\% - \text{А}.$$

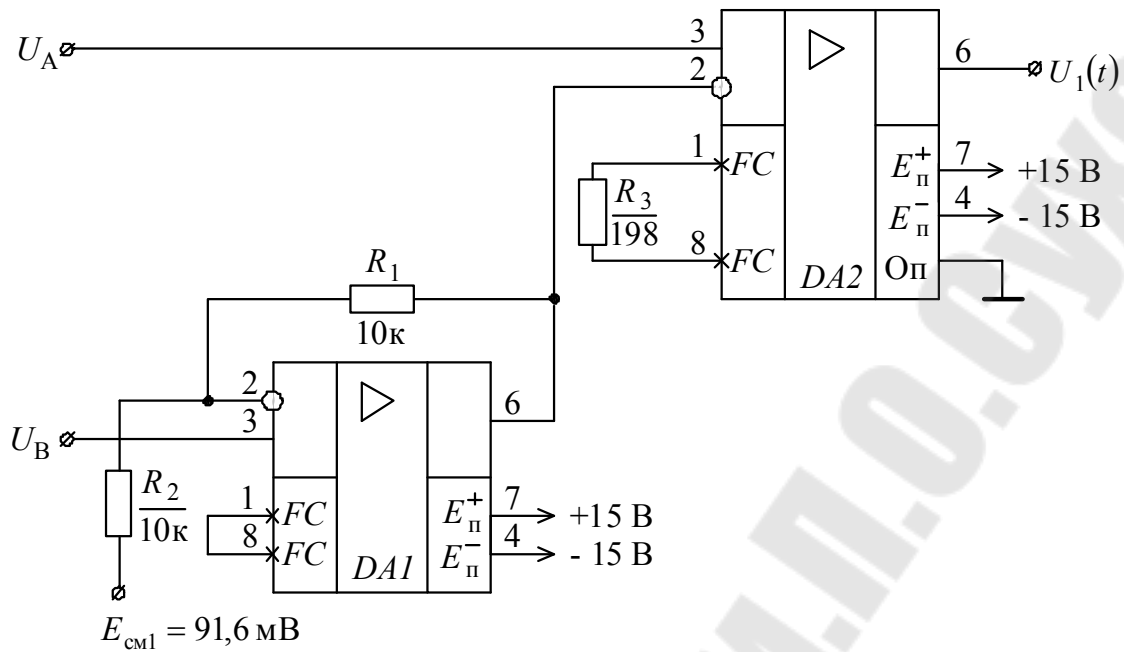


Рис. 3.2. Принципиальная схема дифференциального усилителя (DA2) и вспомогательного усилителя (DA1)

### 3.3. Расчет влияния помехи общего вида

Расчет влияния помехи общего вида произведен согласно схеме, представленной на рис. 3.3. На данной схеме  $C_{\text{пар}}$ ,  $R_{\text{из}}$  соответственно паразитная емкость и сопротивление изоляции чувствительного элемента ТПС относительно его корпуса, который всегда изменяется.

Точка  $D$  – эквивалентная точка приложения  $R_t$  к корпусу ТПС, разбивает  $R_t$  на две составляющих  $R_t'$  и  $R_t''$ ,  $R_t' + R_t'' = R_t$ . Местонахождение точки  $D$  относительно  $R_t$  определяет долю помехи  $E_{o,v}$ , проходящую на вход ИП.

$R_{\text{вх}}$  – входное сопротивление усилителя,  $Z_{AC}$ ,  $Z_{BC}$  – эквивалентные комплексные сопротивления изоляции и паразитные емкости точек  $A$  и  $B$  относительно заземленного корпуса ИП.  $E_{o,v}$  – напряжение между точками заземления ИП и ТПС. Как правило,  $R_{AC} \approx R_{BC} \approx (0,1 \div 10)$  ГОм,  $C_{AC}$ ,  $C_{BC} \approx (1 \div 10)$  пФ.



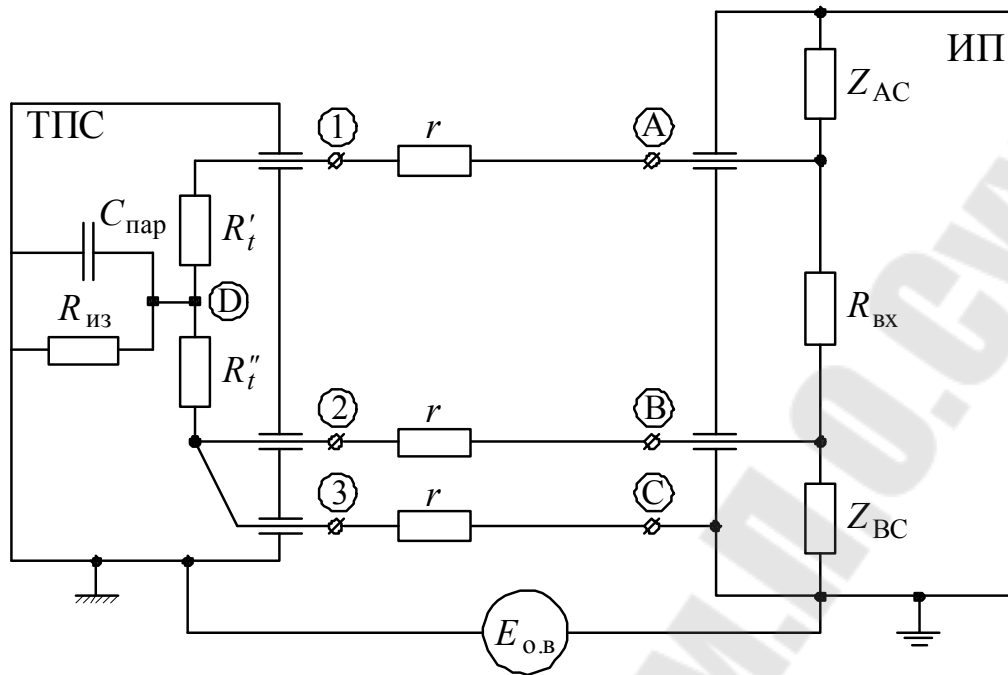


Рис. 3.3. Схема, поясняющая действие помехи общего вида  $E_{о.в}$

Эквивалентная схема действия помехи общего вида представлена на рис. 3.4, а. Из рисунка видно, что с учетом того, что  $r, R_t \ll Z_{из}, Z_{AC}, Z_{BC}, R_{вх}$ , влияние помехи  $E_{о.в}$  будет наибольшим ( $U_{AB}$  – максимально), если точка D займет положение между  $R'_t$  и  $r$  (рис. 3.4, б). С учетом отмеченных неравенств можно перейти к схеме, представленной на рис. 3.4, в, по которой оценим влияние помехи  $E_{о.в}$ . В данном случае напряжение  $U_{AB}$  – это напряжение на сопротивлении  $R_t$ , тогда

$$U_{AB} = E_{о.в} \frac{R_t}{R_t + Z_{из}} \approx E_{о.в} \frac{R_t}{Z_{из}}$$

С учетом того, что  $Z_{из} = \frac{1}{j\omega C_{пар}} \parallel R_{из} = \frac{R_{из}}{1 + j\omega C_{пар} R_{из}}$ , можно за-

писать  $U_{AB} = E_{о.в} \frac{R_t}{R_{из}} (1 + j\omega C_{пар} R_{из})$ .

Пусть, например,  $R_{из} = 500$  кОм;  $C_{из} = 1,0$  пФ;  $\omega = 314$  с<sup>-1</sup>;  $E_{о.в} = 10$  В;  $R_t = 10$  Ом, тогда

$$C_{из} R_{пар} = 10^{-9} \cdot 500 \cdot 10 \cdot 314 = 0,157 \text{ с} \ll 1.$$

$$U_{AB} \approx E_{о.в} \frac{R_t}{R_{из}} = 10 \frac{10}{5 \cdot 10^5} = 0,2 \text{ мВ}.$$

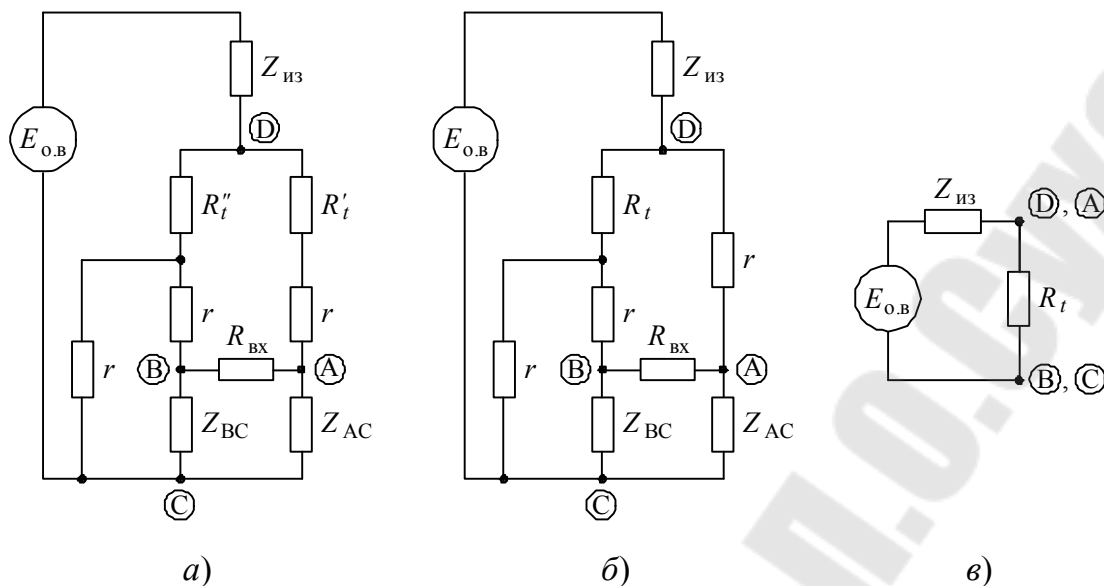


Рис. 3.4. Эквивалентные схемы для оценки влияния помехи  $E_{o,b}$

Доля этого напряжения от полезного напряжения на входе ДУ

$$U_A - U_B = I_0 R_0 \alpha \Delta t = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot 40 = 16,8 \text{ мВ}$$

составляет  $0,2/16,8 = 0,012 = 12 \%$  – это недопустимо. Заданная погрешность  $\delta < 0,2 \%$ .

### 3.4. Расчет влияния помехи нормального вида

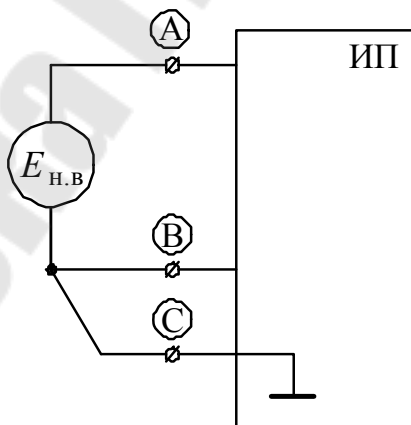


Рис. 3.5. Схема, поясняющая действие помехи нормального вида

Помеха нормального вида  $E_{н.в}$  прикладывается непосредственно на вход ИП, между токами  $A$  и  $B$ . Естественно, если она больше, чем часть, прошедшая от помехи  $E_{o,b}$ , то ориентироваться необходимо на нее.

Для расчета фильтра нижних частот необходимо определить его коэффициент подавления на частоте помехи ( $f = 50$  Гц,  $\omega = 314$  с<sup>-1</sup>).

Необходимо обеспечить, чтобы доля пульсации выходного напряжения от максимального полезного была меньше, чем основная погрешность  $\delta$ . В пересчете к входному напряжению можно записать

$$K_{\Pi} \geq \frac{E_{\text{н.в. max}}}{I_0 R_0 \alpha (t_2 - t_1) \delta} = \frac{1,4}{10 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^{-3}} = 83 \cdot 10^3.$$

Зададимся коэффициентом подавления  $90 \cdot 10^3$ , тогда оптимальное число звеньев пассивного фильтра НЧ можно определить следующим образом:  $n = 0,5 \ln K_{\Pi} = 0,5 \ln 90000 = 5,7 = 6$ .

$$\left( \frac{1}{10RC} \right)^6 = \frac{1}{90000}, \text{ следовательно, } RC = \sqrt[6]{90000} / 314 = 0,02 \text{ с.}$$

Зададимся значением  $C = 1$  мкФ  $\cdot 10^{-6}$  Ф, получаем  $R = 20$  кОм. Целесообразно ФНЧ разбить на два. Несколько каскадов расположить на входе, перед ДУ и ВУ, а оставшиеся – после ДУ. Для определения числа каскадов, располагаемых на входе, руководствуются тем, что от датчика  $E_{\text{н.в}}$  ДУ не должен насыщаться. Задаваясь превышением напряжения  $\Delta U$  ДУ относительно  $U_1(t_2) \cdot K_{\text{yc}}$  можно записать:

$$K_{\text{пл}} \geq \frac{E_{\text{н.в. max}} \cdot K_{\text{yc}}}{\Delta U} = \frac{E_{\text{н.в. max}} \cdot K_{\text{yc}}}{U_{\text{ДУ max}} - U_1(t_2)} = \frac{1,4 \cdot 250}{3} = 116$$

или

$$(\omega RC)^n \geq 116; n \geq \frac{\ln 116}{\ln \omega RC} = \frac{\ln 116}{\ln 314 \cdot 0,02} = 2,6.$$

Откуда выбираем  $n = 3$ . То есть во входном каскаде располагаем три звена фильтра, а после ДУ еще три звена. Схема расположения каскадов фильтра представлена на рис. 3.6. Выбираем элементы фильтра [1], [2]:

$$R_{\text{ф}} - \text{C2} - 33 - 0,125 \text{ Вт} - 20 \text{ кОм} \pm 5 \% - \Gamma;$$

$$C_{\text{ф}} - \text{K73} - 11 - 63 \text{ В} - 1 \text{ мкФ} \pm 5 \%.$$

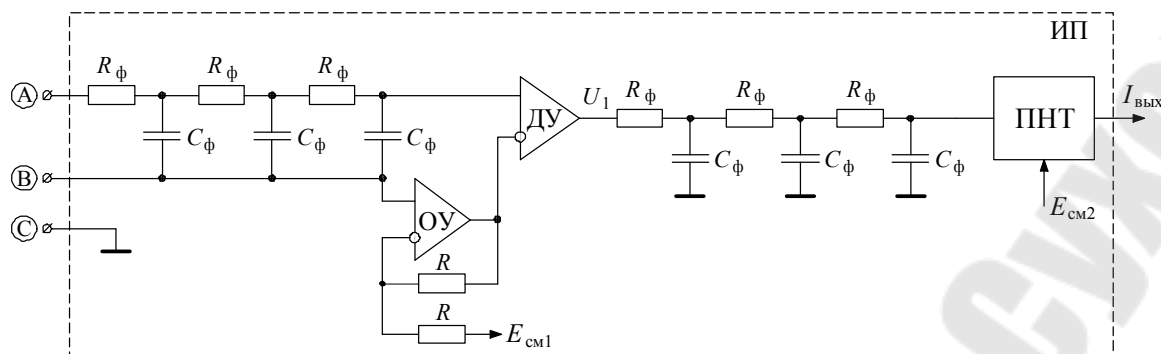


Рис. 3.6. Способ установки шестизвенного пассивного фильтра НЧ

#### 4. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ДАТЧИКА РАСХОДА

Общие данные для измерительного преобразователя электромагнитного датчика расхода (ЭМДР):

Основная приведенная погрешность преобразования,  $\delta$ , % – 0,5.

Дополнительная температурная погрешность, %/10 °С – 0,5/10 °С.

Нормальная температура,  $t_0$  – 20 °С.

Рабочий температурный диапазон,  $\Delta T$ , °С – 0...70.

Электрическое сопротивление обмотки возбуждения,  $R_{0,в}$ , Ом – 20.

Индуктивность обмотки возбуждения,  $L_{0,в}$ , мГн – 20.

Крутизна электромагнитного датчика расхода,  $S$ , Тл/А – 0,1.

Индивидуальные данные приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

##### Индивидуальные данные

Номер варианта	$d_y$ , мм	$\Delta V$ , м/с	$f_0$ , Гц	$U_{кв}$ , мВ	$I_{вых}$ , мА	$\frac{\Delta I_{вых}}{I_{вых_{max}}}$ , %
1	42	0,1...10	200	20	0...5	0,3
2	50	0,1...10	100	20	0...10	0,2
3	80	0,05...5	400	10	4...20	0,3
4	32	0,05...5	300	10	-5...5	0,2
5	120	1...20	300	15	-10...10	0,2

На схеме, представленной на рис. 4.1, применены следующие условные обозначения:

ЭМДР – электромагнитный датчик расхода;

1, 2 – зажимы возбуждения ЭМДР;

3, 4 – сигнальные зажимы ЭМДР;  
 ГСК – генератор синусоидальных колебаний;  
 ДУ – дифференциальный усилитель, необходимый для усиления сигналов ЭМДР;

ПНТ1, 2 – преобразователи «напряжение-ток», необходимые соответственно для формирования тока питания ЭМДР и выходного тока измерительного преобразователя.

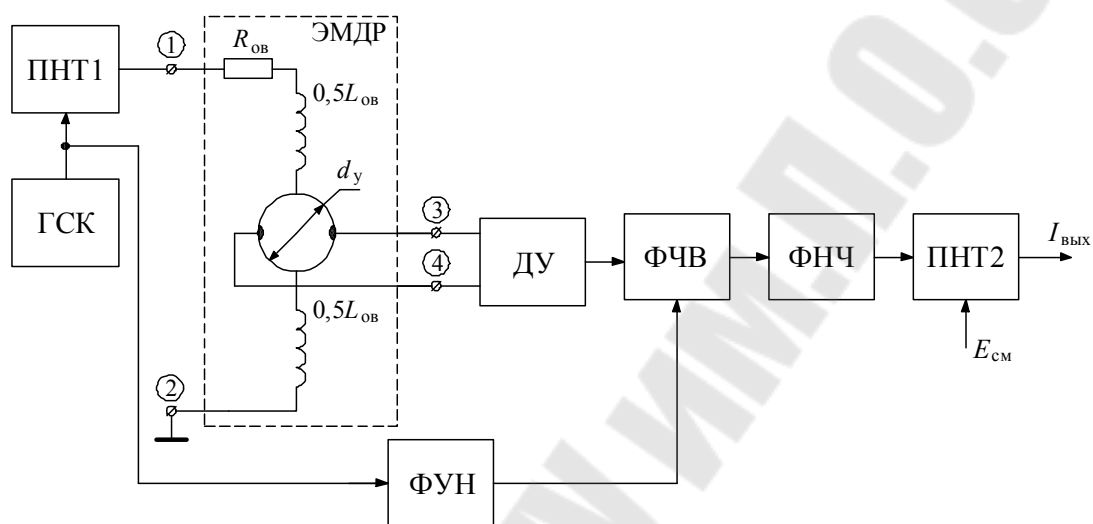


Рис. 4.1. Функциональная схема ИП для электромагнитного датчика расхода

#### 4.1. Расчет тока питания и выходного напряжения электромагнитного датчика расхода

Обмотка возбуждения ЭМДР задана как последовательно соединенные сопротивление возбуждения  $R_{об}$  и индуктивность  $L_{об}$ . Зададимся током возбуждения  $I_B$ , тогда напряжение на зажимах возбуждения 1, 2 будет равно  $U_{1B} = I_B (R_{об} + j\omega L_{об})$ .

Например,  $R_{об} = 20 \text{ Ом}$ ,  $L_{об} = 0,02 \text{ Гн}$ ,  $\omega = 2\pi \cdot 100 = 628 \text{ с}^{-1}$ , тогда  $Z_{об} = 20 + j12,6 = 23,6e^{j32,1^\circ} \text{ Ом}$ . Выходное напряжение ПНТ1 ограничено напряжением питания схемы ( $\pm 15 \text{ В}$ ).

Зададимся током возбуждения  $I_B = 0,2 \text{ А}$ , тогда напряжение выхода ПНТ будет равно  $U_{ПНТ1} = I_B \cdot |Z_{об}| = 0,2 \cdot 23,6 = 4,72 \text{ В}$  или его максимальное значение  $U_{ПНТ1_{max}} = U_{ПНТ1} \cdot \sqrt{2} = 6,6 \text{ В}$ .

При токе  $I_B$  полезная составляющая выходного напряжения ЭМДР будет иметь вид [9]:

$$E_{\text{пол}} = B \cdot U \cdot d_y = I_B \cdot S \cdot V \cdot d_y.$$

Пусть, например  $S = 0,1 \text{ Тл/А}$ ,  $d_y = 50 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ ,  $V = (0,1 \div 10) \text{ м/с}$ , тогда  $E_{\text{пол}} = 0,2 \cdot 0,1(0,1 \div 10) \cdot 50 \cdot 10^{-3} = (0,1 \div 10) \text{ мВ}$ .

Данная составляющая синфазна с током в индуктивности  $L_{\text{о.в}}$ . В силу несовершенства конструкции ЭМДР на выходе существует еще и трансформаторная ЭДС или квадратурная  $U_{\text{кв}}$ . Таким образом, на выходных зажимах 3, 4 ЭМДР будет напряжение  $U_{3,4} = E_{\text{пол}} + jE_{\text{кв}} = (0,1 \div 10) + j20 \text{ мВ}$ . Из этого напряжения необходимо выделить только полезную составляющую.

## 5. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ЭЛЕМЕНТОВ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СХЕМ

### 5.1. Пример расчета генератора синусоидальных колебаний

Например, для генератора, необходимого для питания индукционного датчика требуется найти его максимальное выходное напряжение по заданному току, частоте и параметрам обмотки возбуждения. Дано  $I_0$  и  $Z_d$ .

$$U_{\Gamma} = I_0 \cdot Z_d = I_0 (R_m + R_{\Pi} \parallel jX_L).$$

Схема генератора дана на рис. 5.1. Он реализован с использованием последовательно-параллельной фазосдвигающей цепи на элементах  $RC$  [7].

В качестве нелинейного элемента, обеспечивающего баланс амплитуд (устойчивую работу) используются диоды  $VD_1$ ,  $VD_2$ . Транзисторы  $VT_1$ ,  $VT_2$ , включенные как эмиттерные повторители, необходимы для усиления выходного тока генератора.

Частота генератора  $\omega$  находится по формуле  $\omega = \frac{1}{RC}$ , где  $R$  и  $C$  – элементы последовательно-параллельной фазосдвигающей цепи [7].

Резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  обеспечивают необходимый коэффициент усиления. Если на выходе генератора задано напряжение  $U_{\Gamma}$ , то на инвертирующий вход подается напряжение через делитель  $R_2$ ,  $R_1$   $U_{\Gamma} - U_d$ , где  $U_d$  – падение напряжения на открытом диоде.

Тогда для обеспечения баланса амплитуд необходимо, чтобы выполнялось равенство

$$U^+ = U^-;$$

$$\frac{U_{\Gamma}}{3} = \frac{(-U_{\Gamma} - U_{\text{д}})}{R_1 + R_2} R_1, \text{ откуда } \frac{R_2}{R_1} = 2 - \frac{3U_{\text{д}}}{U_{\Gamma}}.$$

ОУ общего применения может отдать ток в нагрузку не более  $I_{\text{ОУ}} = 5 \text{ мА}$ . Если датчик потребляет больше, чем  $I_{\text{ОУ}}$ , то находим коэффициент усиления по току  $\beta$ , для транзисторов  $VT_1, VT_2$

$$\beta \geq \frac{I_{\text{д}}}{I_{\text{ОУ}}}.$$

Максимальное напряжение  $U_{\text{кэ}}$  для этих транзисторов должно быть больше, чем  $2E_{\text{п}}$ ;  $U_{\text{кэ}} \geq 30 \text{ В}$ . Полоса пропускания ОУ должна быть больше, чем  $\omega$  – рабочая частота возбуждения датчика  $E_{\text{п}} = \pm 15 \text{ В}$ .

*Пример расчета:*

Дано:  $I_m = 100 \text{ мА}$ ,  $\omega = 3,14 \cdot 10^3 \text{ сек}^{-1}$ ,  $U_{\Gamma} = 10 \text{ В}$ .

Находим:  $RC = \frac{1}{3,14 \cdot 10^3} = 0,318 \cdot 10^{-3} \text{ с}$ .

Задаемся  $R = 10 \text{ кОм}$ , находим  $C$ :

$$C = \frac{0,318 \cdot 10^{-3}}{10^4} = 0,318 \cdot 10^{-7} \text{ Ф} = 0,0318 \text{ мкФ}.$$

Выбираем резисторы  $R_3, R_4$  – металлодиэлектрические  $C2-29 \text{ В}$ :  $R_3, R_4 = C2-29 \text{ В} - 0,062 \text{ Вт} - 10 \text{ кОм} \pm 0,1\% - \text{А}$  [1].

Выбираем конденсаторы [2]  $C_1, C_2$  с полиэтилентерефталатным диэлектриком с фольговыми обкладками:

$$C_1, C_2 - \text{K73} - 15 - 100 \text{ В} - 0,033 \text{ мкФ} \pm 5\%.$$

В качестве диодов выбираем диод универсальный импульсный КД521А. Находим отношение резисторов  $R_2 / R_1$  [3]:

$$\frac{R_2}{R_1} = 2 - \frac{3 \cdot 0,7}{10} = 1,79; \quad R_2 = 1,79 R_1.$$

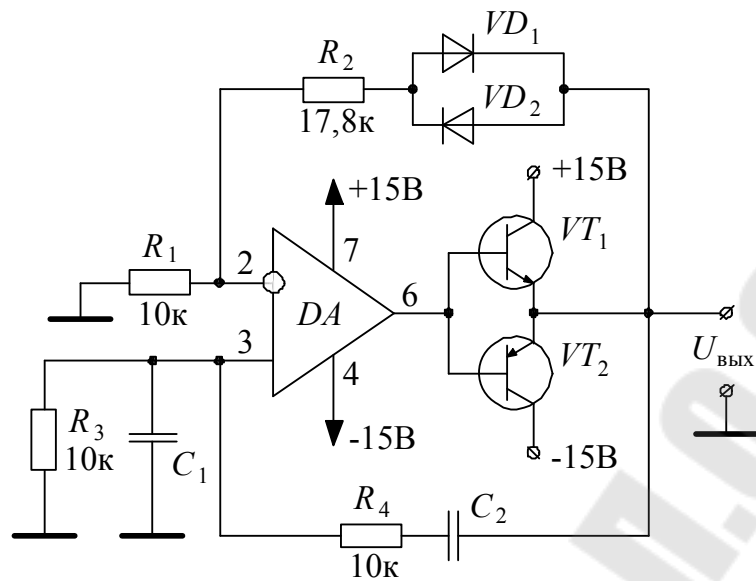


Рис. 5.1. Схема генератора синусоидальных колебаний

Задаемся  $R_1 = 10 \text{ кОм}$ , тогда  $R_2 = 17,9 \text{ кОм}$ . Выбираем [1]:

$$R_1 - C2 - 29 \text{ В} - 0,62 \text{ ВТ} - 10 \text{ кОм} \pm 0,1 \% - \text{А};$$

$$R_2 - C2 - 29 \text{ В} - 0,62 \text{ ВТ} - 17,9 \text{ кОм} \pm 0,1 \% - \text{А}.$$

По максимальному ток  $I_{\text{д}} = 100 \text{ мА}$ ,  $\beta \geq 100/5 = 20$ ,  $U_{\text{кэ}} \geq 30 \text{ В}$  выбираем транзисторы КТ3102А, КТ3107А [4].

В качестве ОУ выбираем микросхему К544УД2А [5].

## 5.2. Пример расчета преобразователя «ток-напряжение»

В данном примере рассмотрен преобразователь «ток-напряжение» для функциональной схемы ИП для индукционного датчика. Схема преобразователя «напряжение-ток» представлена на рис. 5.2. Выходное напряжение этой схемы будет равно  $U_{\text{ВЫХ}} = i_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{ОС}}$ . Транзисторы  $VT_1$ ,  $VT_2$  – необходимы для усиления выхода ОУ по току. Поскольку входной ток схемы – это ток через датчик, а выходной ток ОУ существенно меньше, то необходимо усилить выход ОУ по току. Зададимся выходным напряжением равным  $U_{\text{ВЫХ}}$ , тогда резистор  $R_{\text{ОС}}$  будет равен

$$R_{\text{ОС}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{д}}}, \text{ для рассмотренного ранее примера}$$

$$R_{\text{ОС}} = \frac{10 \text{ В}}{100 \text{ мА}} = 100 \text{ Ом}.$$



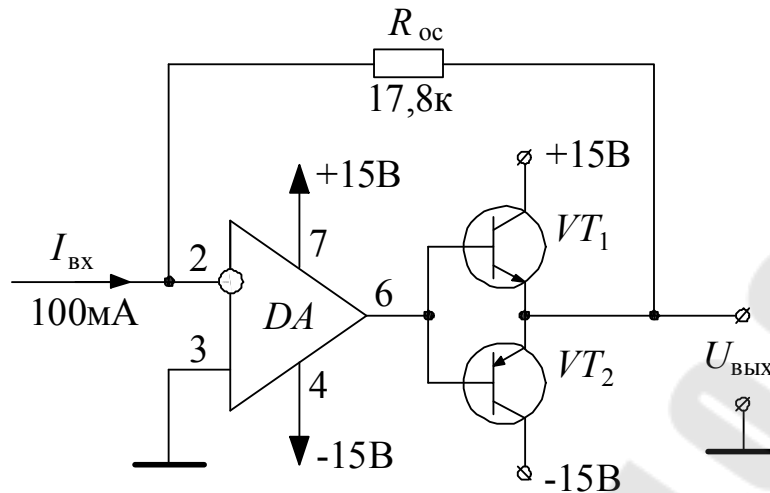


Рис. 5.2. Преобразователь ток-напряжение

Мощность, выделяемая на резисторе, будет равна

$$P = I_{\text{д}}^2 \cdot R_{\text{OC}} = 0,1 \cdot 0,1 \cdot 100 = 1 \text{ Вт.}$$

Выбираем металлодиэлектрический резистор общего применения C2–33 [1]:

$$R_{\text{OC}} - \text{C2-33-1 Вт-100 Ом} \pm 5\% - \Gamma.$$

В качестве микросхемы ОУ выбираем снова К544УД2А [5].

### 5.3. Пример расчета фазосдвигающего устройства

Схема фазосдвигающего устройства дана на рис. 5.3. При одинаковых резисторах  $R_1 = R_2 = R$  передаточная функция данного устройства имеет вид [8]:

$$W(p) = \frac{1 - pT}{1 + pT},$$

где  $T = R_3C$ , тогда комплексный коэффициент передачи будет равен

$$W(j\omega) = -\frac{1 - j\omega T}{1 + j\omega T},$$

а аргумент

$$\varphi_{\text{фсу}} = -2\text{arctg}\omega R_3C + 180^\circ.$$

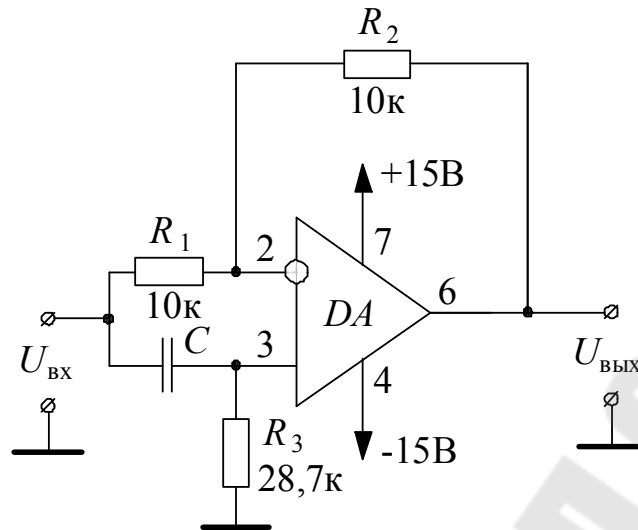


Рис. 5.3. Схема фазосдвигающего устройства

Например, по исходным данным  $X_L = 500 \text{ Ом}$ ,  $R_{\Gamma} = 5 \text{ кОм} = 5 \cdot 10^3 \text{ Ом}$ . Угол  $\alpha$  между током датчика и током индуктивности равен

$$\alpha = \arctg \frac{X_L}{R_{\Gamma}} = \arctg \frac{500}{5000} = \arctg 0,1 = 5,71^\circ.$$

Таким образом, фазосдвигающее устройство должно обеспечить фазовый сдвиг  $\alpha + 90^\circ = 95,71^\circ$ , т. е.

$$\varphi_{\text{ФСУ}} 95,71^\circ = -2\arctg \omega R_3 C + 180^\circ$$

или

$$2\arctg \omega R_3 C = 84,29^\circ;$$

$$\omega R_3 C = \text{tg} \frac{84,29}{2} = \text{tg} 42,145 = 0,905.$$

Имея частоту, как и раньше,  $\omega = 3,14 \cdot 10^3 (f = 500 \text{ Гц})$ ,

$$R_3 C = \frac{0,905}{3,14 \cdot 10^3} = 0,288 \cdot 10^{-3} \text{ сек.}$$

Задаваясь значением конденсатора  $C = 0,1 \text{ мкФ} = 10^{-7} \text{ Ф}$ , можно получить значение сопротивления  $R_3$ :

$$R_3 = \frac{0,288 \cdot 10^{-3}}{10^{-7}} = 28,8 \text{ кОм.}$$

Выбираем значение конденсатора  $C$  [2]:

$$C - K73 - 15 - 100 \text{ В} - 0,1 \text{ мкФ} \pm 5 \%$$

Значение резистора 02–29 В [1]:

$$R_3 - C2 - 29 \text{ В} - 0,062 \text{ Вт} - 28,7 \text{ кОм} \pm 0,1 \% - A.$$

Значения резисторов  $R_1, R_2$  по 10 кОм:

$$R_1, R_2 - C2 - 29 \text{ В} - 0,062 \text{ Вт} - 10 \text{ кОм} \pm 0,1 \% - A.$$

В качестве  $DA - OY$  типа К544УД2А.

#### 5.4. Пример расчета формирователя управляющих напряжений

Формирователь управляющих напряжений предназначен для формирования прямоугольных однофазных импульсов, фронты которых совпадают с моментами перехода через ноль выходного напряжения фазосдвигающего устройства.

Схема формирователя представлена на рис. 5.4. Она состоит из усилителя ограничителя на  $OY_1$ , и триггера Шмидта – на  $OY_2$ . Пока диоды не открылись,  $DA_1$  работает как разомкнутый и на выходе присутствует напряжение с крутыми фронтами и амплитудой 0,7В. Резистор  $R_1$  выбираем из условия ограничения выходного тока  $OY_1$ . Задаемся значением  $R_1 = 10 \text{ кОм}$ , тогда ток, протекающий по  $R_1$  и по

$$\text{выходу } OY_1, \text{ будет равен: } I_{OY} = \frac{U_{\text{вх.макс}}}{R_1} = \frac{10 \text{ В}}{10 \text{ кОм}} = 1 \text{ мА}.$$

Ток меньше, чем максимальный ток  $OY$ . Для К544УД2А  $I_{OY_{\text{макс}}} \leq 5 \text{ мА}$ . В триггере Шмидта гистерезис должен быть меньше, чем выходное напряжение  $OY_1$ . Задаем значение гистерезиса 0,1 В, тогда  $U_{\text{вых.макс}} = 10 \text{ В}$ .

$$U_{\Gamma} = \frac{U_{\text{вых.макс}}}{R_3 + R_2} R_2; \frac{10}{0,1} = 1 + \frac{R_3}{R_2}, \text{ откуда } \frac{R_3}{R_2} \approx 100.$$

Задаемся значением  $R_2 = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 100 \text{ кОм}$ .

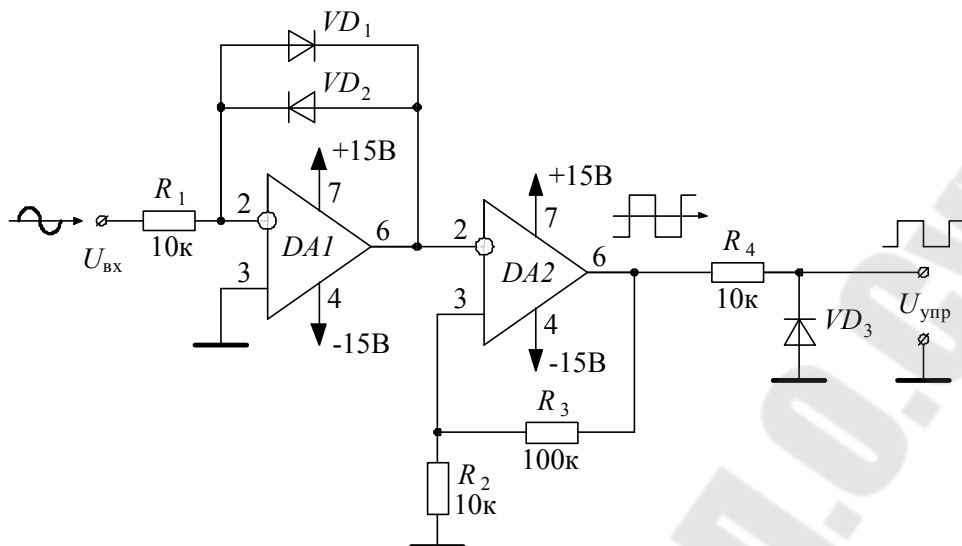


Рис. 5.4. Схема формирователя управляющих напряжений

Выбираем [1]:

$$R_1 - C2 - 33 - 0,125 \text{ Вт} - 10 \text{ кОм} \pm 5 \% - \Gamma;$$

$$R_2 - C2 - 33 - 0,125 \text{ Вт} - 1 \text{ кОм} \pm 5 \% - \Gamma;$$

$$R_3 - C2 - 33 - 0,125 \text{ Вт} - 100 \text{ кОм} \pm 5 \% - \Gamma;$$

$$R_4 - C2 - 33 - 0,125 \text{ Вт} - 10 \text{ кОм} \pm 5 \% - \Gamma.$$

В качестве диодов, выбираем КД521 [3].

Выпрямитель положительной прямоугольной волны реализован на  $R_4$ ,  $VD_3$ .  $R_4$  не должно нагружать  $OУ_2$  при отрицательной полуволне. Если  $R_4$  выбрать 10 кОм, то  $E_{\text{вых } OУ_2} = 10 \text{ В}/10 \text{ кОм} = 1 \text{ мА} < 5 \text{ мА}$ .

## 5.5. Пример расчета усилителя

Для расчета коэффициента усиления усилителя необходимо найти диапазон изменения выходного напряжения индукционного датчика  $U_{\text{вых}} = K_{\text{св}} \cdot I_L$ . Поскольку коэффициент связи задан, например,  $\pm 0,2 \text{ В/А}$ , то требуется найти ток  $I_L$ . Используя как и раньше заданные данные  $R_{\text{п}} = 5 \text{ кОм}$ ,  $R_{\text{м}} = 20 \text{ Ом}$ ,  $X_L = 500 \text{ Ом}$ , найдем ток  $I_L$ :

$$I_L = E \frac{R_{\text{п}}}{R_{\text{м}} R_{\text{п}} + jX_L (R_{\text{м}} + R_{\text{п}})} = 10 \frac{5000}{5000 \cdot 20 + j500(5000 + 20)} = \frac{10}{10 + j502}$$

$$I_L = 0,0195 \cdot e^{-j88,86^\circ} \text{ А.}$$

$$U_{\text{вых}} = \pm 0,2 \cdot 0,0195 = \pm 3,9 \text{ мВ.}$$

Зададимся диапазоном изменения выходного напряжения усилителя  $\pm 3,9$  В, т. е. коэффициент усиления усилителя должен быть равен  $10^3$ . Для этих целей выбираем усилитель AD620A [6]. Схема усилителя представлена на рис. 5.5.

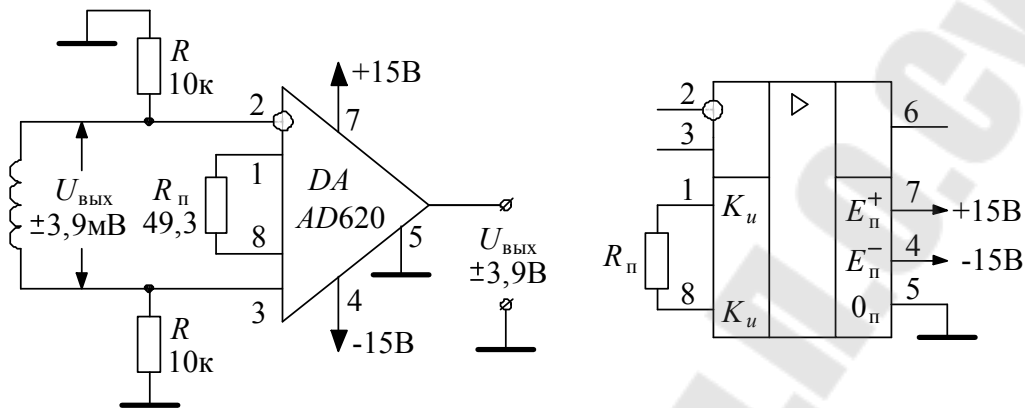


Рис. 5.5. Схема усилителя

Согласно техническому описанию коэффициент усиления данного усилителя задается выражением:  $K_{yc} = \frac{49,4 \text{ кОм}}{R_{\pi}} + 1$ , откуда

$$R_{\pi} = \frac{49,4 \text{ кОм}}{1000 - 1} = 49,5 \text{ Ом.}$$

Выбираем резистор [1]:

$$R_{\pi} - C2 - 29 \text{ В} - 0,062 \text{ Вт} - 49,3 \text{ Ом} \pm 0,1 \% - A.$$

Резисторы  $R$  необходимы для обеспечения путей прохождения входных токов ОУ, величина которых не более 2 мА. Два резистора необходимы для симметрирования входа ОУ. Полоса пропускания усилителя по уровню 3 дБ равна 12 кГц. Резистор  $R$  выбираем равным 10 кОм.

## 5.6. Пример расчета фазочувствительного выпрямителя

Схема ФЧВ представлена на рис. 5.6.

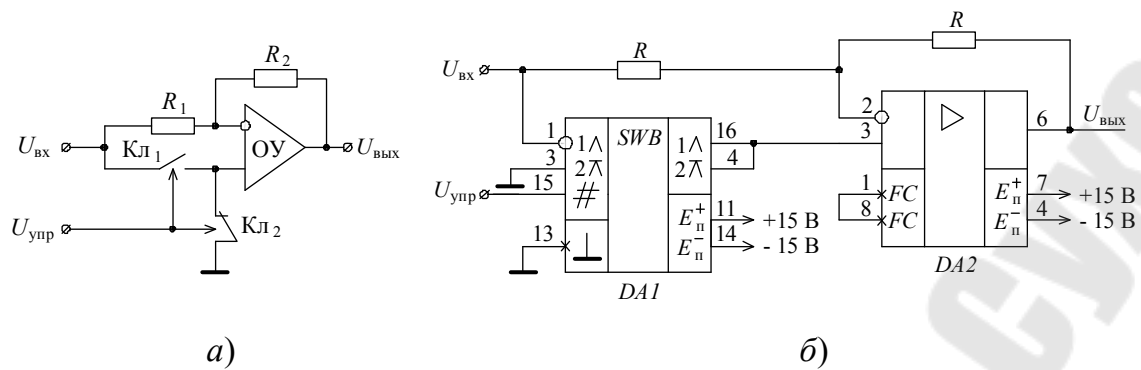


Рис. 5.6. Схема последовательно-параллельного фазочувствительного выпрямителя

Это фазочувствительный усилитель с последовательно-параллельным ключом. Для реализации ФЧВ выберем микросхему К590КН4 [5]. В этой микросхеме реализованы два ключа, один из которых нормально разомкнут (контакты 1–16), другой нормально замкнут (контакты 3–4). При подаче на управляющий вход 15 положительного напряжения состояние ключей изменяется на противоположное. В открытом состоянии сопротивление ключа (замкнутого) находится на уровне  $\leq 75$  Ом. Разомкнутые состояния характеризуются током утечки при максимальном напряжении на зажимах ключа 30 В  $I_{ут} \leq 70$  нА. Эквивалентное сопротивление разомкнутого ключа можно оценить значением  $30\text{В}/70\text{нА} \approx 430$  МОм.

Таким образом, при нулевом управляющем напряжении коэффициент усиления ФЧВ равен  $-1$ , при высоком уровне управляющего напряжения  $+1$ . Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  выбираем равными 10 кОм [1].

$$R_1, R_2 - C2 - 29 \text{ В} - 0,062 \text{ Вт} - 10 \text{ кОм} \pm 0,1 \% - A.$$

В качестве операционного усилителя выбираем микросхему К544УД2А [5].

### 5.7. Пример расчета фильтра нижних частот

Фильтр нижних частот предназначен для выделения из входного напряжения ФЧВ среднего значения.

Частота минимальной гармоники в выходном сигнале ФЧВ будет равна  $2\omega$ , где  $\omega$  – частота возбуждения датчика.

Например,  $\omega = 3,14 \cdot 10^3$ ,  $2\omega = 6,28 \cdot 10^3 \text{ сек}^{-1}$ . Таким образом, ФНЧ должен ослабить напряжение с частотой  $2\omega$  в заданное число раз. Коэффициент подавления вычисляется исходя из точности схемы и условий быстрогодействия. Оставшиеся пульсации после фильтра должны

быть меньше основной погрешности измерительного преобразователя. Например, если задана основная погрешность  $\delta_{\text{осн}} = 0,1\% = 10^{-3}$ , то пульсации должны быть на уровне  $(5 \div 10)$  раз меньше, т. е.  $10^{-4}$ . Таким образом, коэффициент подавления фильтром наименьшей частоты должен быть равен  $K_{\text{п}} = \frac{\delta}{(5 \div 10)}$ .

Для упрощения выбираем схему фильтра, состоящую из пассивных  $R$ - $C$  звеньев. Выберем трехзвенный фильтр. Его схема дана на рис. 5.7.

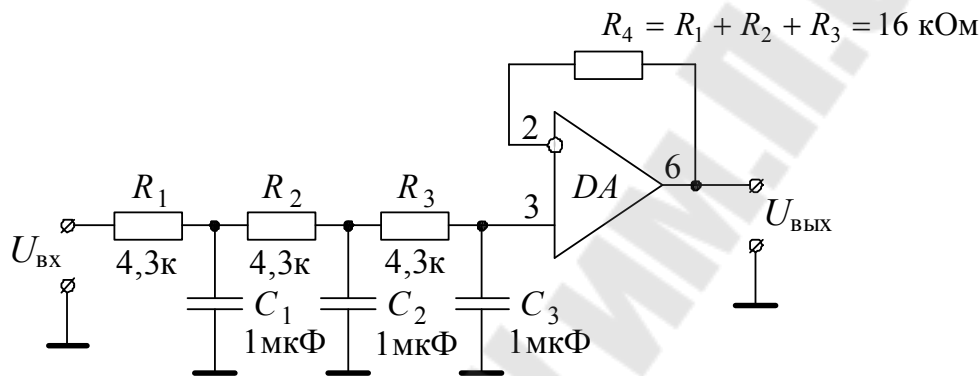


Рис. 5.7. Пассивный трехзвенный фильтр нижних частот

Приближенно для трехзвенного фильтра коэффициент подавления можно оценить по формуле  $K_{\text{п}} = \left( \frac{1}{2\omega RC} \right)^3$ , откуда  $2\omega RC = \frac{1}{\sqrt[3]{K_{\text{п}}}}$ ;

$$RC = \frac{1}{2\omega^3 \sqrt[3]{K_{\text{п}}}} \text{ или } RC = 3,43 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Выбираем значение емкости  $C = 10^{-6} \text{ Ф} = 1 \text{ мкФ}$ , значение сопротивления резистора будет равно  $3,43 \text{ кОм}$ .

Выбираем значение конденсатора [2]:

$$C_1, C_2, C_3 - \text{K73} - 17 - 63 \text{ В} - 1,0 \text{ мкФ} \pm 10\%.$$

Выбираем значение резисторов [1]:

$$R_1, R_2, R_3 - \text{C2} - 33 - 0,125 \text{ Вт} - 4,3 \text{ кОм} \pm 5\% - \text{Г.}$$

Для минимизации влияния входных токов ОУ выбираем резистор  $R_4$  равным сумме резисторов  $R_1, R_2, R_3$ :

$$R_4 - \text{C2} - 33 - 0,125 \text{ Вт} - 16 \text{ кОм} \pm 5\% - \text{Г.}$$

## 5.8. Пример расчета преобразователя «напряжение-ток»

Схема преобразователя «напряжение-ток» представлена на рис. 5.8 [10]. Выходной ток данной схемы равен  $I_H = \frac{U_2 - U_1}{R_0}$ .

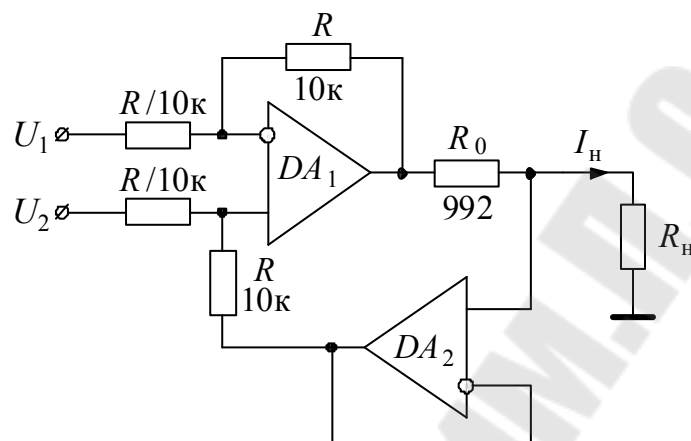


Рис. 5.8. Схема преобразователя «напряжение-ток»

Допустим, что по заданию диапазон изменения выходного тока  $0 \div 5$  мА и входное напряжение  $\pm 2,48$  В. Пусть, когда коэффициент  $K_{св} = -0,2$ ,  $U_{вх} = U_2 = -2,48$  В, когда  $K_{св} = 0,2$ ,  $U_{вх} = 2,48$  В. Соответственно,

$$I_H = 5 \text{ мА} = \frac{2,48 - U_1}{R_0},$$

$$I_H = 0 \text{ мА} = \frac{-2,48 - U_1}{R_0}.$$

Из последнего выражения видно, что  $U_1 = -2,48$  В, а  $R_0$  находится из первого выражения:  $R_0 = \frac{2,48 - (-2,48)}{5} = \frac{4,96}{5} = 992$  Ом.

Осталось сформировать напряжение  $-2,48$  В. Для этой цели проще всего использовать схему параметрического стабилизатора напряжения, представленную на рис. 5.9.



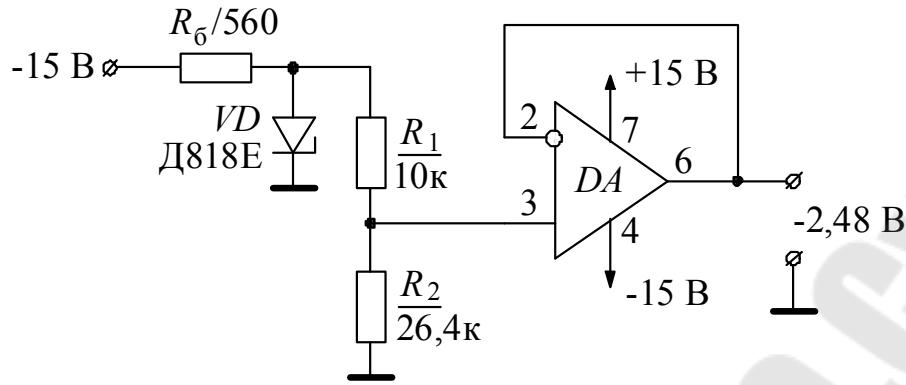


Рис. 5.9. Формирователь напряжения смещения

В качестве стабилитрона выберем прецизионный стабилитрон Д818Е с номинальным напряжением стабилизации 9 В [3]. Делитель напряжения  $R_1, R_2$  должен обеспечить выходное напряжение 2,48 В. Рассчитаем делитель напряжения.

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad 1 + \frac{R_1}{R_2} = \frac{9\text{В}}{2,48\text{В}}.$$

Откуда  $R_1/R_2 = 2,629$ . Задаваясь  $R_2 = 10$  кОм, находим  $R_1 = 26,3$  кОм. Выбираем [1]

$$R_2 - \text{C2} - 29 \text{ В} - 0,062 \text{ Вт} - 10 \text{ кОм} \pm 0,1 \% - \text{А},$$

$$R_1 - \text{C2} - 29 \text{ В} - 0,062 \text{ Вт} - 26,4 \text{ кОм} \pm 0,1 \% - \text{А}.$$

Сопротивление  $R_6$  – балластное должно пропустить ток стабилитрона и ток делителя  $I_{\text{д}}$ .

$$I_{\text{д}} = \frac{U_{\text{ст}}}{R_1 + R_2} = \frac{9\text{В}}{10\text{к} + 26,4\text{к}} = 0,247 \text{ мА}.$$

Ток стабилитрона  $I_{\text{с}}$  задаем 10 мА, тогда

$$R_6 = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{ст}}}{I_{\text{д}} + I_{\text{с}}} = \frac{15\text{В} - 9\text{В}}{10 + 0,247} = 586 \text{ Ом}.$$

Выбираем [1]:

$$R_6 - \text{C2} - 33 - 0,125 \text{ Вт} - 560 \text{ кОм} \pm 5 \% - \text{Г}.$$

В качестве  $DA$  выбираем микросхему К140УД17А [5].

## 5.9. Пример расчета генератора квадратурных напряжений

Схема генератора квадратурных напряжений представлена на рис. 5.10.

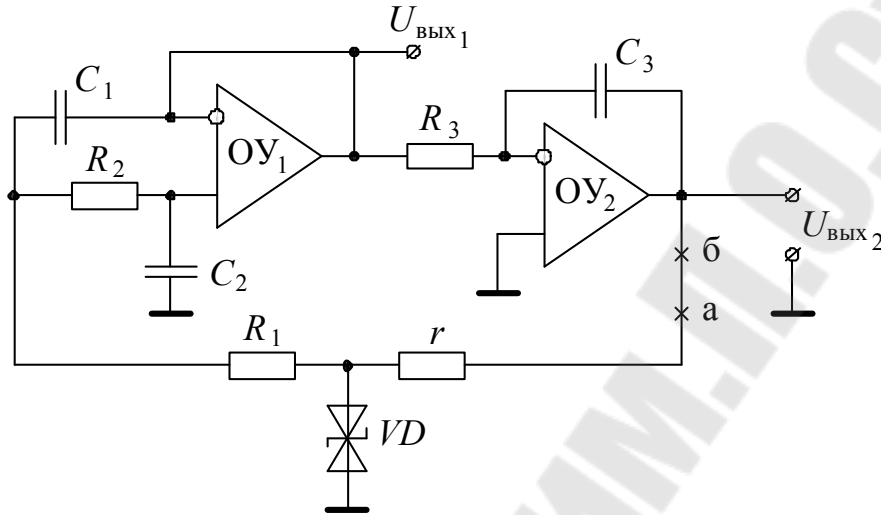


Рис. 5.10. Квадратурный генератор синусоидальных колебаний

Передаточная функция петлевого усиления для этого генератора будет иметь вид:  $W(p) = \frac{U_б}{U_а} = -\frac{1}{pT_3 + p^2T_3(T_1 + T_2 + T_{12}) + p^3T_1T_2T_3}$ , а комплексный коэффициент передачи

$$W(j\omega) = -\frac{1}{j\omega T_3 - \omega^2 T_3(T_{12} + T_2) - j10^3 T_1 T_2 T_3}.$$

Баланс фаз будет сохранен только на частоте  $\omega_0$ , при которой мнимая часть знаменателя равна нулю.

$$j\omega_0 T_3 = j\omega_0^3 T_1 T_2 T_3, \text{ где } T_1 = R_1 C_1; T_2 = R_2 C_2; T_{12} = R_1 C_2; T_3 = R_3 C_3.$$

$$\omega_0^2 T_1 T_2 = 1; \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}}.$$

Обозначая через  $W_1(\omega_0)$  коэффициент передачи звена на основе ОУ<sub>1</sub>, а через  $W_2(\omega_0)$  – коэффициент передачи звена на основе ОУ<sub>2</sub> – интегратора, получим:  $W_1(\omega_0) = \frac{1}{\omega_0(T_{12} + T_2)} = \frac{\sqrt{T_1 T_2}}{T_{12} + T_2}$ ,

$$W_2(\omega_0) = \frac{1}{\omega_0 T_3} = \frac{\sqrt{T_1 T_2}}{T_3}.$$

Обозначим отношение  $U_{\text{ВЫХ}2m}$  к  $U_{\text{СТ}}$  через  $\alpha$ ;  $U_{\text{СТ}} < U_{\text{ВЫХ}2m}$ ;

$$\alpha = \frac{U_{\text{СТ}}}{U_{\text{ВЫХ}2m}}.$$

Тогда можно записать:

$$U_{\text{ВЫХ}2m} = W_1(\omega_0) \cdot W_2(\omega_0) \cdot U_{\text{СТ}} \quad \text{или} \quad W_1(\omega_0) \cdot W_2(\omega_0) \cdot 2 = 1.$$

Пусть, например,  $U_{\text{ВЫХ}2m} = 5$  В и, выбирая стабилитрон на 3,3 В, можно найти  $\alpha$ :  $\alpha = \frac{3,3}{5} = 0,66$ .

Положим, что коэффициент передачи  $W_1(\omega_0) = 1$ . Выберем  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_2 = C$ ;  $C_1 = 4C$ . Тогда  $T_1 = 4T$ ,  $T_2 = T$ ,  $T_{12} = T$ .

$$W_1(\omega_0) = \frac{\sqrt{4T \cdot T}}{T + T} = 1;$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}} = \frac{1}{\sqrt{4T \cdot T}} = \frac{1}{2T}.$$

При этом  $W_2(\omega_0) = \frac{1}{\alpha} = \frac{2T}{T_3}$ , следовательно,  $T_3 = \frac{2T}{\alpha}$ .

По заданию  $\omega_0 = 3,14 \cdot 10^6$ , тогда  $T = \frac{1}{2\omega_0} = \frac{10^{-6}}{2 \cdot 3,14} = 0,159 \cdot 10^{-6}$  с.

Зададим значение емкости  $C = 51$  пФ, тогда

$$R = \frac{0,159 \cdot 10^{-6}}{51 \cdot 10^{-12}} = 3,12 \text{ кОм};$$

$$R_1 = R_2 = 3,12 \text{ кОм}.$$

Выбираем [1]:

$$R_1, R_2 : C2 - 29 \text{ В} - 0,062 - 3,12 \text{ кОм} \pm 0,1 \% - \text{А}.$$

В качестве конденсатора выбираем слюдяной конденсатор КС0-1 [2]:

$$C_2 - KC0 - 1 - 250 \text{ В} - 51 \text{ пФ} \pm 5 \%;$$

$$C_1 - KC0 - 1 - 250 \text{ В} - 200 \text{ пФ} \pm 5 \%.$$

Для расчета постоянной времени интегратора имеем:

$$W_2(\omega_0)\alpha = 1, \quad W_2(\omega_0) = \frac{1}{\alpha};$$

$$\frac{1}{\omega_0 T_3} = \frac{1}{\alpha}; \quad \frac{2T}{T_3} = \frac{1}{\alpha},$$

следовательно,

$$T_3 = \alpha \cdot 2T;$$

$$T_3 = 0,66 \cdot 2 \cdot 0,159 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 0,210 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Выбираем  $C_3 = C = 51 \text{ пФ}$ , тогда  $R_3 = \frac{0,21 \cdot 10^{-6}}{51 \cdot 10^{-12}} = 4,12 \text{ кОм}$ .

Выбираем [1], [2]:

$$C_3 : KC0 - 1 - 250 \text{ В} - 51 \text{ пФ} \pm 5 \%,$$

$$R_3 : C2 - 29 \text{ В} - 0,062 \text{ Вт} - 4,12 \text{ кОм} \pm 0,1 \%.$$

В качестве стабилитрона выбираем стабилитрон КС133Г [3].

$$I_{\text{ст min}} = 1 \text{ мА}.$$

Используем два стабилитрона, поскольку необходимо двухполярное ограничение. Тогда резистор  $r$  рассчитываем из следующих соображений:

$$r \leq \frac{U_{\text{вых2m}} - U_{\text{ст}}}{I_{\text{ст min}}} = \frac{5 - 3,3}{1} = 1,7 \text{ кОм}.$$

Выбираем  $r$  [1]:

$$C2 - 33 - 0,125 \text{ Вт} - 1,6 \text{ кОм} \pm 5 \% - \Gamma.$$

Принципиальная схема генератора дана на рис. 5.11.

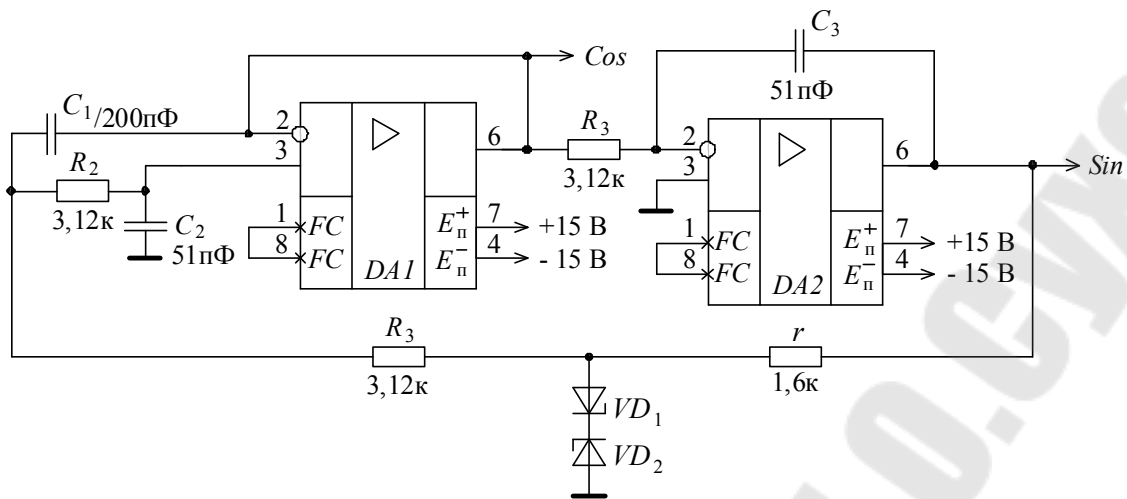


Рис. 5.11. Принципиальная схема генератора квадратурных колебаний

### 5.10. Пример расчета преобразователя емкости в напряжение

Принципиальная схема преобразователя  $C_x$  в напряжение представлена на рис. 5.12.

В качестве резистора выбираем [1] резистор типа C2 – 29 В:

$$R : C2 - 29 \text{ В} - 0,062 \text{ Вт} - 1 \text{ МОм} \pm 0,1 \% - \text{А.}$$

В качестве микросхемы операционного усилителя выбираем микросхему К544УД2А [5]. Быстродействующий операционный усилитель.

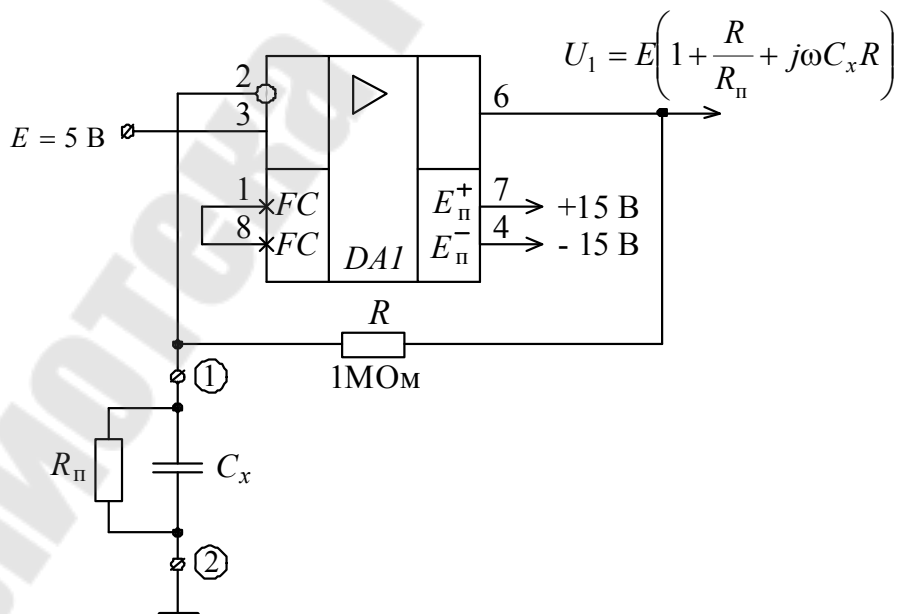


Рис. 5.12. Принципиальная схема преобразователя электрической емкости датчика  $C_x$  в напряжение.

### 5.11. Пример расчета выходного преобразователя «напряжение-ток»

Пусть выходной ток должен поменяться в диапазоне 4...20 мА, а входное напряжение – в диапазоне 2,25...4,5 В.

Если коэффициент передачи фильтра нижних частот равен 1, то эти напряжения приходят на преобразователь «напряжение-ток», в котором должны выполняться следующие пропорции:

$$U_{\text{ВХ1}} = 2,25 \text{ В}; \quad I_{\text{ВЫХ}} = 4 \text{ мА};$$

$$U_{\text{ВХ2}} = 4,5 \text{ В}; \quad I_{\text{ВЫХ}} = 20 \text{ мА}.$$

Выбирая схему ПНТ с повторителем в обратной связи (рис. 5.13), можно получить  $I_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}}{R_0}$ .

С учетом сказанного, можно записать:

$$\begin{cases} I_{\text{ВЫХ1}} = \frac{U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}}{R_0}; \\ I_{\text{ВЫХ2}} = \frac{U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}}{R_0}. \end{cases}$$

$$I_{\text{ВЫХ1}} = 4 \text{ мА}; \quad I_{\text{ВЫХ2}} = 20 \text{ мА}; \quad U_{\text{ВХ2}} = 2,25 \text{ В}; \quad U_{\text{ВХ1}} = 4,5 \text{ В}.$$

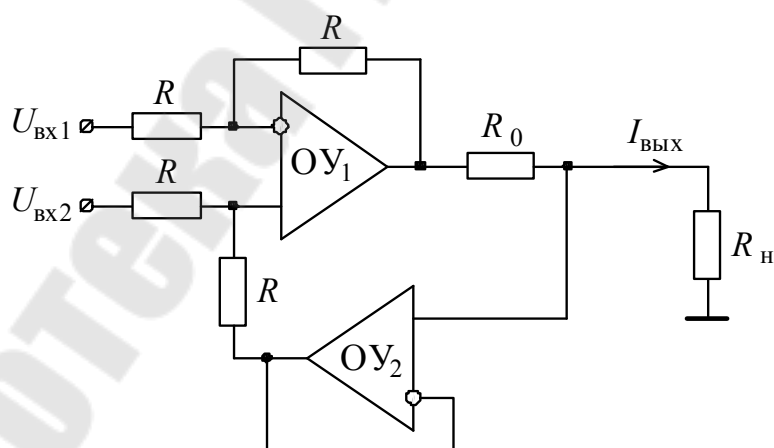


Рис. 5.13. Схема преобразователя «напряжение-ток»

Решая систему уравнений относительно  $R_0$  и  $U_{\text{вх1}}$ , можно получить

$$\begin{cases} 4 = \frac{2,25 - U_{\text{вх1}}}{R_0}; \\ 20 = \frac{4,5 - U_{\text{вх1}}}{R_0}. \end{cases}$$

$$U_{\text{вх1}} = 1,69 \text{ В}; R_0 = 140,6 \text{ Ом}.$$

Выбираем  $R_0$  [1]:

$$R_0 : C2 - 29 \text{ В} - 0,125 \text{ Вт} - 140 \text{ Ом} \pm 0,1 \text{ \%}.$$

Ни один усилитель общего применения не в состоянии отделить в нагрузку ток больший, чем 10 мА. Поэтому выходной ток ОУ<sub>1</sub> усиливать по току. Это можно сделать с использованием эмиттерного повторителя, а можно сделать так, как показано на рис. 5.14.

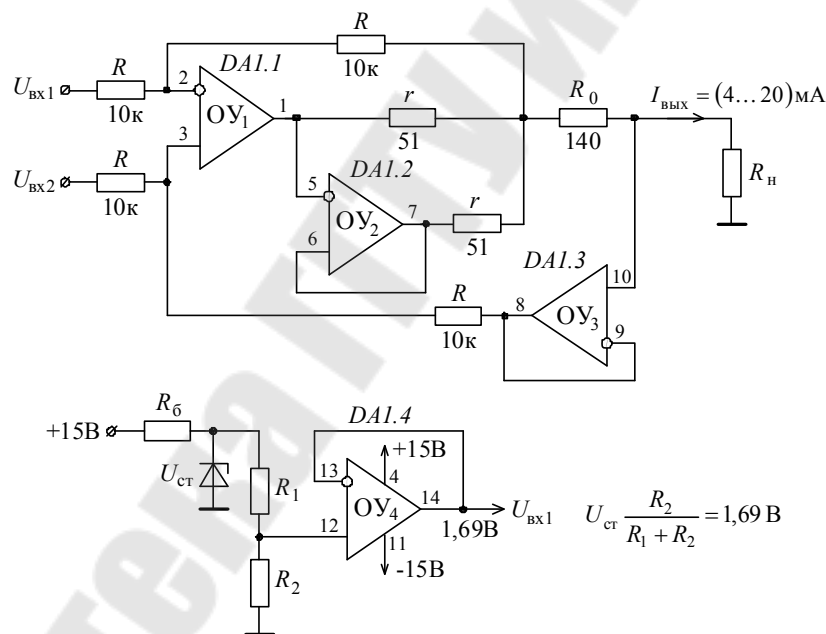


Рис. 5.14. Пример использования микросхемы LH324A для построения преобразователя «напряжение-ток»

В данном случае для увеличения выходного тока ОУ<sub>1</sub> используется дополнительный повторитель на ОУ<sub>2</sub>, резисторы  $r - (20 \div 50)$  Ом для защиты выходов во время переходного процесса, например, после включения питания. Для этой микросхемы выходной ток одного ОУ не более 15 мА, для двух ОУ<sub>1</sub> и ОУ<sub>2</sub> – не более 30 мА, чего вполне достаточно для обеспечения тока нагрузки 20 мА.

## Рекомендуемая литература

### Основная

1. Резисторы : справочник / под ред. И. И. Четверткова, В. М. Терехова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1991. – 528 с.
2. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки : справочник / под ред. Г. С. Кужногого. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 656 с.
3. Полупроводниковые приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы : справочник / под общ. ред. Н. Н. Горвонова. – Л. : Энергоатомиздат, 1982. – 744 с. : ил.
4. Полупроводниковые приборы: Транзисторы : справочник / под общ. ред. Н. Н. Горюнова. – Л. : Энергоатомиздат, 1985. – 904 с. : ил.
5. Гутников, В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. – Л. : Энергоатомиздат, 1988. – 304 с. : ил.
6. Каталог фирмы ANALOG DEVICES. – 1992 г.
7. Практическое руководство по выполнению лабораторных работ. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2001. – Ч. 1. – 46 с. : ил.
8. Карпов, В. А. Практическое руководство по выполнению лабораторных работ / В. А. Карпов, С. А. Мурашко. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2002. – 21 с. : ил.
9. Карпов, В. А. Электромагнитные расходомеры : учеб. пособие по курсу «Методы и техника научного эксперимента» / В. А. Карпов. – Гомель : ГПИ, 1998. – 70 с.
10. Карпов, В. А. Проектирование преобразователей «напряжение-ток» : практ. рук. к лаборатор. работам № 9–12 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, 1999. – 72 с.

### Дополнительная

11. Электрические измерения неэлектрических величин / А. М. Туричин [и др.]. – Л. : Энергия, 1975. – 576 с. : ил.
12. Левшина, Е. С. Электрические измерения физических величин (Измерительные преобразователи) : учеб. пособие для вузов / Е. С. Левшина, П. В. Новицкий. – Л. : Энергоатомиздат, 1983. – 320 с. : ил.
13. Датчики : справочник / под ред. З. Ю. Готры, О. И. Чайковского. – Львов : Каменяр, 1995. – 312 с.



14. Фрайден, Дж. Современные датчики : справочник / Дж. Фрайден. – М. : Техносфера, 2003. – 592 с.
15. Проектирование датчиков для измерения механических величин / под ред. Е. П. Осадчего. – М. : Машиностроение, 1979. – 480 с. : ил.

**Дополнительная литература по теме  
«Измерительный преобразователь  
для индукционного датчика»**

16. Шидлович, Л. Х. Дифференциальные трансформаторы и их применение / Л. Х. Шидлович. – М. : Энергия, 1966. – 95 с.
17. Куликовский, Л. Ф. Индуктивные измерители перемещений / Л. Ф. Куликовский. – М.–Л. : Госэнергоиздат, 1961. – 280 с.
18. Востриков, Ю. Я. Дистанционные измерительные системы с дифференциально-трансформаторными преобразователями перемещений / Ю. Я. Востриков. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 96 с.
19. Лиманов, И. А. Электромагнитные преобразователи перемещений с распределенными параметрами / И. А. Лиманов. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 56 с. : ил.
20. Конюхов, Н. Е. Электромеханические функциональные преобразователи / Н. Е. Конюхов. – М. : Машиностроение, 1977.
21. Куликовский, Л. Ф. Индуктивные преобразователи перемещений с распределенными параметрами / Л. Ф. Куликовский, М. Ф. Зарипов. – М.–Л. : Энергия, 1966.

**Дополнительная литература по теме  
«Измерительный преобразователь  
для емкостного датчика»**

22. Ацюковский, В. А. Емкостные преобразователи перемещений / В. А. Ацюковский. – М.–Л. : Энергия, 1966. – 112 с.
23. Форейт, И. Емкостные датчики неэлектрических величин / И. Форейт ; пер. с чеш. В. И. Дмитриева. – М.–Л. : Энергия, 1966. – 159 с.

**Дополнительная литература по теме  
«Измерительный преобразователь  
для термопреобразователя сопротивления»**

24. Быковский, Л. И. Контактные датчики температуры / Л. И. Быковский. – М. : Metallurgy, 1978.
25. Линевиц, Ф. Измерение температуры в технике : справочник : пер. с нем. / Ф. Линевиц. – М. : Metallurgy, 1980.

26. Карпов, В. А. Проектирование измерительного преобразователя для датчика температуры : практ. рук. и задания к курсовой работе по дисциплине «САПР устройств промышленной электроники» / В. А. Карпов, Ю. В. Крышнев. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2005.

**Дополнительная литература по теме  
«Измерительный преобразователь  
для электромагнитного датчика расхода»**

1. Карпов, В. А. Электромагнитные расходомеры : учеб. пособие по курсу «Методы и техника научного эксперимента» / В. А. Карпов. – Гомель : ПИ, 1998. – 70 с.
2. Кремлевский, П. П. Расходомеры и счетчики количества : справочник / П. П. Кремлевский. – 4-е изд. перераб. и доп. – Л. : Машиностроение, 1989. – 701 с.
3. Шерклиф, Д. А. Теория электромагнитного измерения расхода / Д. А. Шерклиф. – М. : Мир, 1965. – 268 с.

## Содержание

Предисловие .....	3
1. Измерительный преобразователь для индукционного датчика .....	4
1.1. Функциональная схема измерительного преобразователя для индукционного датчика .....	5
1.2. Эквивалентная схема индукционного датчика .....	5
2. Измерительный преобразователь для емкостного датчика .....	7
2.1. Эквивалентная схема емкостного датчика .....	10
3. Измерительный преобразователь для термопреобразователя сопротивления .....	12
3.1. Функциональная схема измерительного преобразователя для термопреобразователя сопротивления .....	13
3.2. Расчет коэффициента усиления и напряжения смещения дифференциального усилителя .....	14
3.3. Расчет влияния помехи общего вида .....	16
3.4. Расчет влияния помехи нормального вида .....	18
4. Измерительный преобразователь для электромагнитного датчика расхода .....	20
4.1. Расчет тока питания и выходного напряжения электромагнитного датчика расхода .....	21
5. Примеры расчета элементов функциональных схем .....	22
5.1. Пример расчета генератора синусоидальных колебаний .....	22
5.2. Пример расчета преобразователя «ток-напряжение» .....	24
5.3. Пример расчета фазосдвигающего устройства .....	25
5.4. Пример расчета формирователя управляющих напряжений .....	27
5.5. Пример расчета усилителя .....	28
5.6. Пример расчета фазочувствительного выпрямителя .....	29
5.7. Пример расчета фильтра нижних частот .....	30
5.8. Пример расчета преобразователя «напряжение-ток» .....	32
5.9. Пример расчета генератора квадратурных напряжений .....	34
5.10. Пример расчета преобразователя емкости в напряжение .....	37
5.11. Пример расчета выходного преобразователя «напряжение-ток» .....	38
Рекомендуемая литература .....	40
Основная .....	40
Дополнительная .....	40
Дополнительная литература по теме «Измерительный преобразователь для индукционного датчика» .....	41
Дополнительная литература по теме «Измерительный преобразователь для емкостного датчика» .....	41
Дополнительная литература по теме «Измерительный преобразователь для термопреобразователя сопротивления» .....	41
Дополнительная литература по теме «Измерительный преобразователь для электромагнитного датчика расхода» .....	42

Учебное электронное издание комбинированного распространения

Учебное издание

**Карпов Владимир Александрович  
Ростокина Ольга Михайловна**

## **ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА**

**Методические указания  
к курсовому проектированию по одноименной  
дисциплине для студентов специальности 1-36 04 02  
«Промышленная электроника»  
дневной и заочной форм обучения**

**Электронный аналог печатного издания**

Редактор  
Компьютерная верстка

*А. Д. Федорова  
Н. Б. Козловская*

Подписано в печать 20.12.11.

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

Ризография. Усл. печ. л. 2,5. Уч.-изд. л. 2,3.

Изд. № 60.

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