

ВВЕДЕНИЕ

Отличительной особенностью современных технологий производства является высокая степень автоматизации всех процессов. Поэтому разработка технологической схемы производства тесно связана с выбором методов контроля и регулирования производственных процессов. Основным регулируемым параметром технологического процесса является температура.

Для многих производственных процессов температуры продукта и процесса являются важными физическими измеряемыми величинами. Благодаря контролю температуры обеспечивается высокий уровень качества продукции производственной линии.

Точность измерения очень важна для автоматизации процессов производства. В зависимости от необходимого диапазона и точности используют различные методы измерения температуры:

- объемный;
- манометрический;
- терморезисторный (метод термосопротивлений);
- термоэлектрический;
- пирометрический.

Целью курсового проекта является разработка измерительного преобразователя для тармопреобразователя сопротивления.

Информационным сигналом преобразователь является унифицированный токовый сигнал в диапазоне от 0 до плюс 10 мА при изменении температуры от 0 до плюс 100°C.

| | | | | | | |
|------|------|----------|---------|------|-----------------------------|------|
| | | | | | ГГТУ 1-36.04.02.01.51.13 ПЗ | Лист |
| | | | | | | 4 |
| Изм. | Лист | № докум. | Подпись | Дата | | |

1 АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР

1.1 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 термоэлектрический преобразователь с крутизной преобразования порядка десяти мкВ / °С, к входному усилителю измерительного преобразователя предъявляются повышенные требования по температурной стабильности параметров, входному сопротивлению и коэффициенту усиления.

Для параметрических температурных датчиков (ТПС, термисторы) широкое распространение получили мостовые измерительные схемы. Использование мостовой схемы в комбинации с операционным усилителем, охваченным одновременно отрицательной и положительной обратной связью, позволяет сформировать и усилить информационный сигнал, линеаризовать зависимость выходного напряжения от температуры. Подобная схема может применяться в случаях, когда температура измеряется в широком диапазоне средствами аналоговой электроники и на результат начинает оказывать заметное влияние нелинейность датчика [1].

В современных измерительных преобразователях для резистивных температурных датчиков, как правило, линеаризация характеристики производится процессорным элементом после оцифровки сигнала. 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 то-

| | | | | | | |
|------|------|----------|---------|------|-----------------------------|------|
| | | | | | ГГТУ 1-36.04.02.01.51.13 ПЗ | Лист |
| | | | | | | 5 |
| Изм. | Лист | № докум. | Подпись | Дата | | |

ка I_0 . Измерительный ток выбирается из ряда в диапазоне от 0,1 до 50 мА. При этом перегрев медного ТПС измерительным током не должен превышать $0,4\text{ }^{\circ}\text{C}$, а платинового – $0,2\text{ }^{\circ}\text{C}$.

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

Двухпроводная схема измерения температуры при помощи ТПС с использованием источника тока показана на рисунке 1.1. Через r_1 и r_2 обозначены линии связи ТПС с измерительным преобразователем [2].

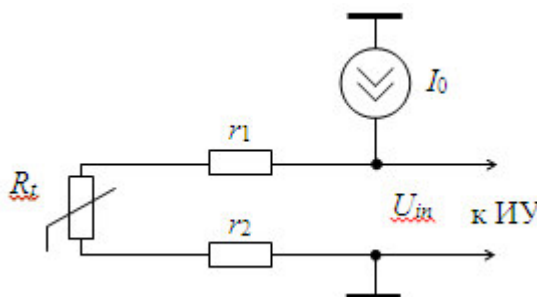


Рисунок 1.1 – Двухпроводная схема измерения температуры

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

$$U_{IN} = I_0(R_t + r + r) = I_0(R_t + 2r). \quad (1.1)$$

Это напряжение отличается от величины $I_0 R_t$ на величину $2I_0r$. Относительная погрешность метода измерения

$$\delta = \frac{2r}{R_t}. \quad (1.2)$$

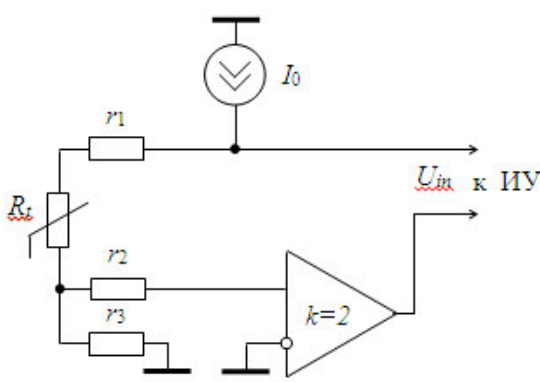
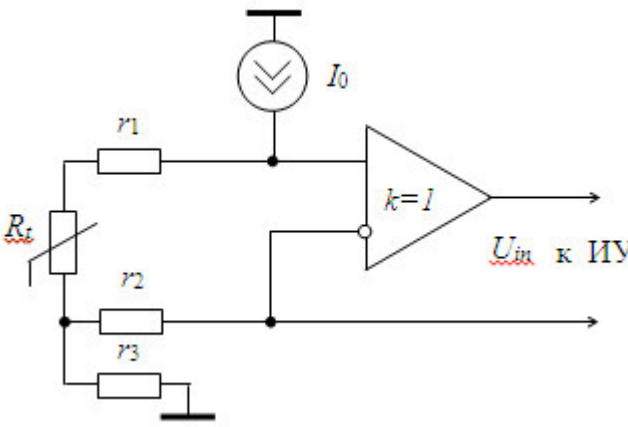
Из-за данной погрешности двухпроводная схема используется только для передачи данных о температуре на небольшие расстояния при отно-

шении $r/R_t < 0,1\%$. Еще одним недостатком двухпроводной схемы является то, что в ней помеха общего вида частично преобразуется в помеху нормального вида.

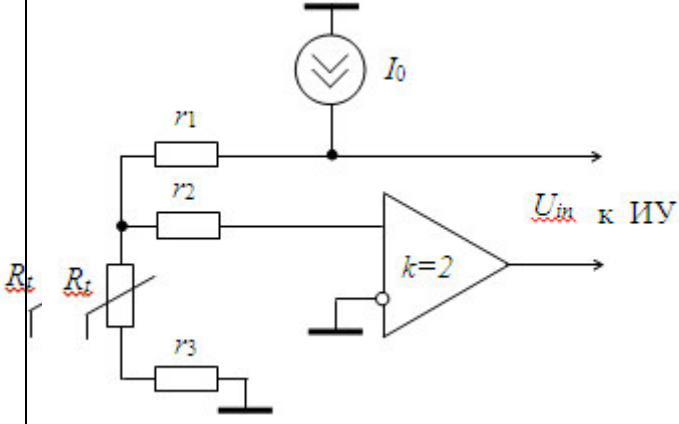
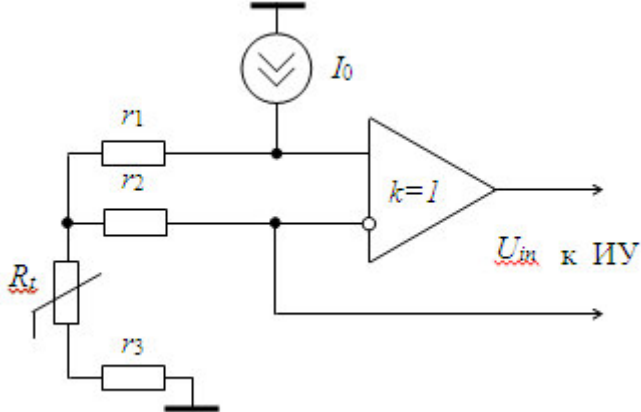
1.3 Трехпроводные схемы измерения температуры при помощи ТПС с использованием источника тока

Варианты построения трехпроводных схем измерения температуры при помощи ТПС с использованием источника тока приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 –Трехпроводные схемы измерения температуры

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

Окончание таблицы 1.1

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

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

$$\delta = \frac{\Delta r}{R_t}. \quad (1.3)$$

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 [3].

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

Четырехпроводная схема измерения температуры при помощи ТПС с использованием источника тока показана на рисунке 1.2, где через r_1 , r_2 , r_3 , r_4 обозначены сопротивления линий связи.

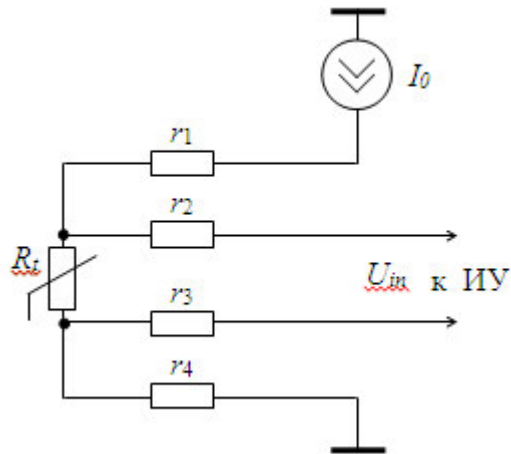


Рисунок 1.2 – Четырехпроводная схема измерения температуры

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

$$U_{IN} = I_0(R_t + r_4) - I_0 r_4 = I_0 R_t. \quad (1.4)$$

В данной схеме отсутствует методическая погрешность от влияния сопротивлений линий связи r и их разброса Δr [4].

2 РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ

Используем трехпроводную схему включения термопреобразователя сопротивления измерения с использованием источника тока.

Функциональная схема измерительного преобразователя разработана исходя из схемы подключения термопреобразователя сопротивления и исходных данных на курсовой проект:

$R_0 = 50 \text{ Ом}$ – сопротивление термопреобразователя при 0°C ;

$I_0 = 3 \text{ мА}$ – измерительного тока датчика;

$\Delta T = 0 \dots 100^\circ\text{C}$ – диапазон измеряемых температур;

$R_{\text{ИЗ}} = 50 \text{ кОм}$ – сопротивление изоляции

$C_{\text{ПАР}} = 1 \text{ нФ}$ – паразитная емкость;

$E_{\text{ОВ}} = 10 \text{ В}$ – действующее значение помехи общего вида частотой 50 Гц , приложенной между землями ТПС и ИП;

$E_{\text{НВ}} = 1 \text{ В}$ – действующее значение помехи нормального вида частотой 50 Гц , приложенной между входами ИУ;

$I_{\text{ВЫХ}} = 0 \dots +10 \text{ мА}$ – диапазон выходного информационного сигнала;

$\Delta I_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВЫХ.МАХ}} = 0,1\%$ – относительная доля пульсаций выходного тока;

$\delta = 0,2\%$ – основная приведенная погрешность преобразования;

$\delta_T = 0,2 \text{ \%}/10^\circ\text{C}$ – дополнительная температурная погрешность;

$\Delta T = 0 \dots 70^\circ\text{C}$ – рабочий температурный диапазон;

20°C – нормальная температура;

$\alpha = 4,2 \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ – температурный коэффициент термопреобразователя сопротивления.

Рассмотрим влияние помех общего и нормального вида в данной схеме на состав входного сигнала измерительного усилителя ИУ. Для этого рас-

смотрим эквивалентную схему влияния помех, представленную на рисунке 2.1 и 2.2.

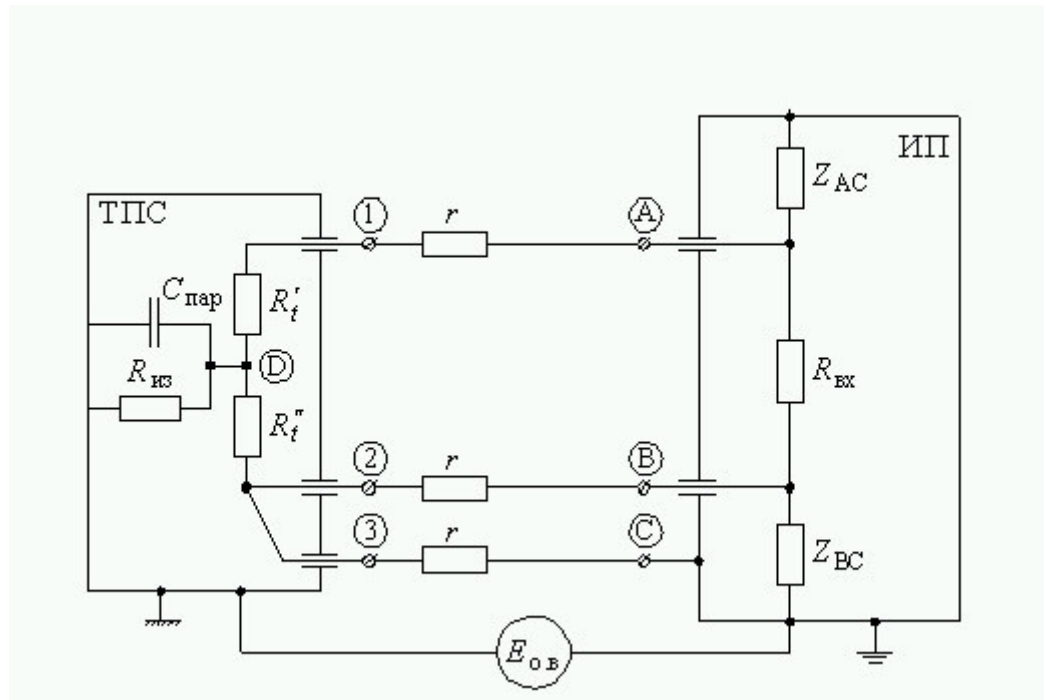


Рисунок 2.1 – Эквивалентная схема влияния помех в трехпроводной схеме

Для схемы представленной на рисунке 2.1 имеем:

- 1) $E_{ОВ}$ – действующее значение помехи общего вида частотой 50 Гц, приложенной между землями ТПС и ИП;
 - 2) $R_{из}$, $C_{пар}$ – сопротивление изоляции и паразитная емкость чувствительного элемента ТПС относительно его корпуса;
 - 3) $R_{вх}$ – входное сопротивление усилителя;
 - 4) $Z_{АС}$, $Z_{ВС}$ – эквивалентные комплексные сопротивления изоляции и паразитные емкости точек А и В относительно заземленного корпуса ИП.
- Как правило $R_{АС} \approx R_{ВС} \approx (0,1 \div 10) \text{ ГОм}$, $C_{АС} \approx C_{ВС} \approx (1 \div 10) \text{ пФ}$.

Эквивалентная схема действия помехи общего вида представлена на рисунке 2.2а. Из рисунка видно, что с учетом того, что

$$r, R_t \ll Z_{из}, Z_{АС}, Z_{ВС}, R_{вх}, \quad (2.1)$$

влияние помехи $E_{ОВ}$ будет наибольшим (U_{AB} – максимально), если точка D займет положение между R_t и r (см. рисунок 2.2 б).

С учетом отмеченных неравенств можно перейти к схеме, представленной на рисунке 2.2 в, по которой оценим влияние помехи $E_{ОВ}$. В данном случае напряжение U_{AB} – это напряжение на сопротивлении R_t , тогда

$$U_{AB} = E_{ОВ} \frac{R_t}{R_t + Z_{ИЗ}} \approx E_{ОВ} \frac{R_t}{Z_{ИЗ}}. \quad (2.2)$$

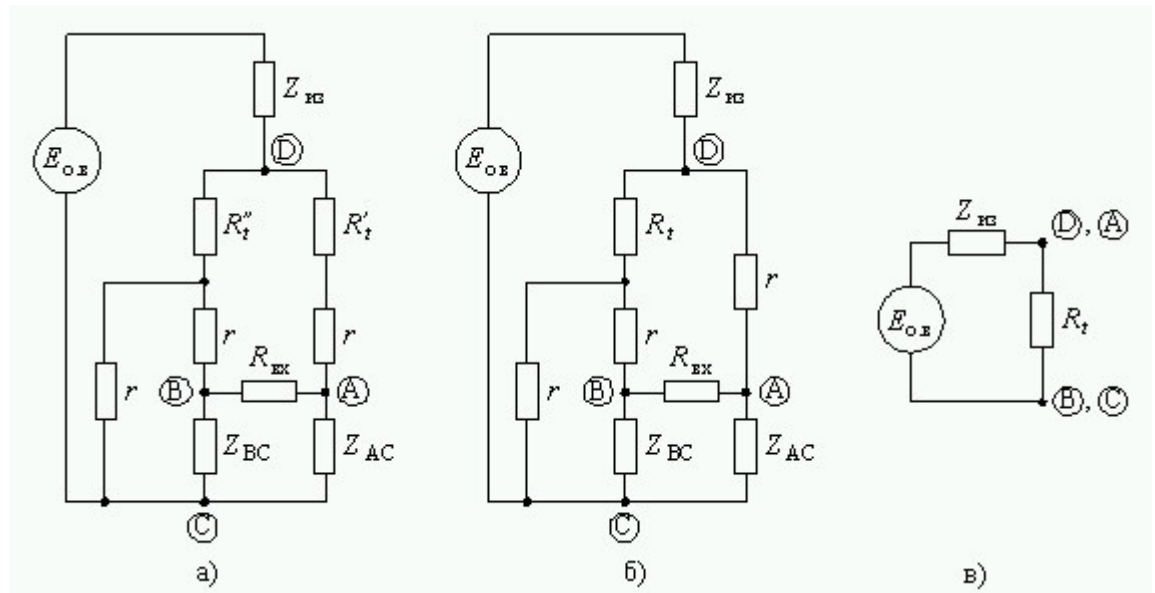


Рисунок 2.2 - Эквивалентные схемы для оценки влияния помехи $E_{ОВ}$.

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 записать

$$U_{AB} = E_{ОВ} \frac{R_t}{R_{ИЗ}} (1 + j\omega C_{ПАР} R_{ИЗ}). \quad (2.3)$$

Так как с учетом исходных данных

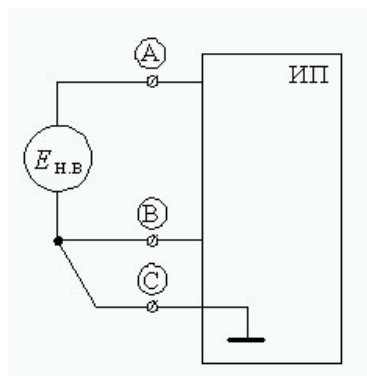
$$\omega \cdot C_{ПАР} \cdot R_{ИЗ} = 2\pi \cdot f \cdot C_{ПАР} \cdot R_{ИЗ} = 2\pi \cdot 50 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot 50 \cdot 10^3 = 0,0157 \ll 1,$$

то

$$U_{AB} \approx E_{ОВ} \frac{R_t}{R_{ИЗ}} = 10 \cdot \frac{50}{50 \cdot 10^3} = 0,01 \text{ В}, \quad (2.4)$$

где $f = 50 \text{ Гц}$ – частота питающей сети;

$R_t = R_0 = 50 \text{ Ом}$ – сопротивление термопреобразователя при 0°C .

$$U_A - U_B = I_0 R_0 \alpha \Delta t = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 0,063 \text{ В} \quad (2.5)$$


Помеха нормального вида $E_{\text{НВ}}$ прикладывается непосредственно на вход ИП, между точками А и В, согласно рисунка 2.3.

Исходя из задания на курсовой проект $E_{\text{НВ}} = 1 \text{ В}$, так как она больше, чем часть, прошедшая от помехи $E_{\text{ОВ}}$, то ориентироваться необходимо на нее.

Функциональная схема измерительного преобразователя имеет вид представленный на рисунке 2.4.

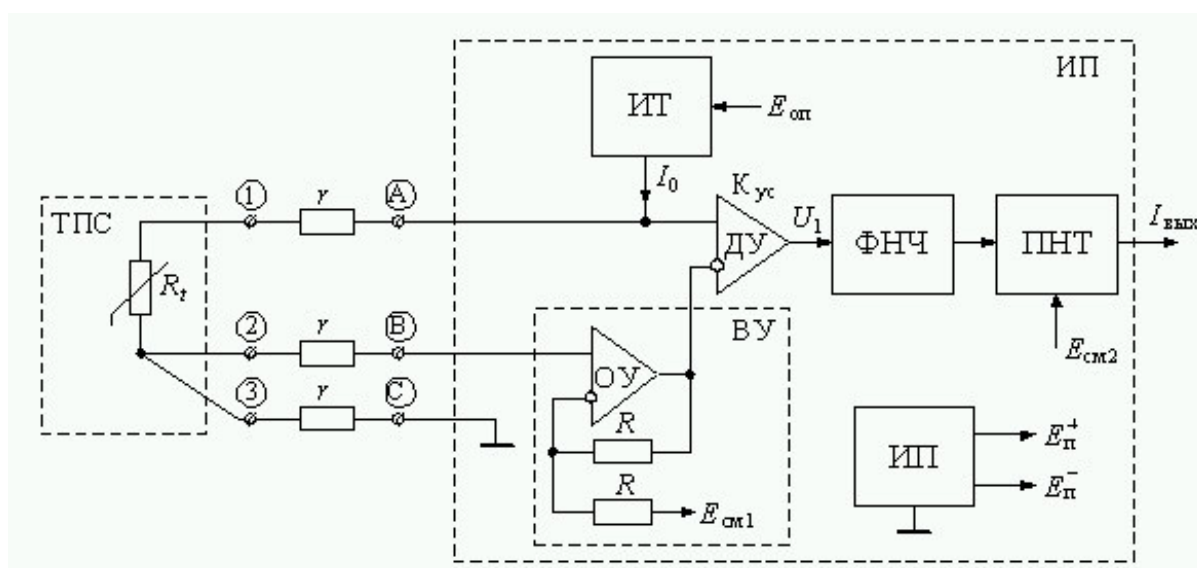


Рисунок 2.4 – Функциональная схема измерительного преобразователя

Назначение блоков функциональной схемы:

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 $E_{см.1}$, $E_{см.2}$ 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;

$E_{см.1}$ – напряжение смещения, необходимое для компенсации выходного напряжения ДУ при низшей t_2 температуре ТПС;

$E_{см.2}$ – напряжение смещения, необходимое для согласования масштаба выходного напряжения ФНЧ и выходного тока $I_{вых}$;

ИП – источник питания, предназначенный для питания схемы ИП

3 РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ

3.1 Расчет схемы источника тока

Согласно требованиям ГОСТ 13384-93 (СНГ) коэффициент высших гармоник питающего напряжения ИП не должен превышать 5 %. Для того, чтобы снизить возможное влияние пульсаций питающего напряжения на точность ИП, необходимо применение источника опорного напряжения.

Лучшим решением в плане точности и температурной стабильности в данном случае будет применение ИМС прецизионного термостатированного ИОН.

Выбираем [5] трехвыводной интегральный ИОН AD581U, имеющий следующие параметры представленные в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Технические параметры AD581U

| $U_{\text{СТ.НОМ}}$, В | $\Delta U_{\text{СТ.МАХ}}$, мВ | $U_{\text{ВХ}}$, В | $I_{\text{ВЫХ.МАХ}}$, мА | $\alpha U_{\text{СТ}}$, 1/°C |
|-------------------------|---------------------------------|---------------------|---------------------------|-------------------------------|
| 10 | 15 | 12...30 | 10 | $5 \cdot 10^{-6}$ |

Принципиальная схема преобразователя напряжение-ток представлена на рисунке 3.8. В качестве DA₂, DA₃ используем микросхему К544УД2А. [6] Технические параметры представлены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Технические параметры К544УД2А

| $U_{\text{ИП}}$, В | $V_{\text{ВЫХ}}$, В/мкс | $U_{\text{ВЫХ}}$, В | $R_{\text{Н.мин}}$, кОм | $I_{\text{ПОТ}}$, мА | $I_{\text{ВХ}}$, нА | $U_{\text{СМ}}$, мВ | $\Delta U_{\text{СМ}}/\Delta T$, мкВ/град | f_1 , МГц | K_U |
|---------------------|--------------------------|----------------------|--------------------------|-----------------------|----------------------|----------------------|--|-------------|---------|
| ±15 | 20 | ±10 | 2 | 7 | 0,1 | ±30 | ±50 | 15 | ≥ 20000 |

Ток питания датчика равен

$$I_0 = \frac{U_2 - U_1}{R_0}, \quad (3.1)$$

где $U_1 = 0$ В;

$I_0 = 3$ мА;

$$U_2 = +10 \text{ В.}$$

$$R_0 = \frac{U_2 - U_1}{I_0} = \frac{10 - 0}{0,003} = 3333,3.$$

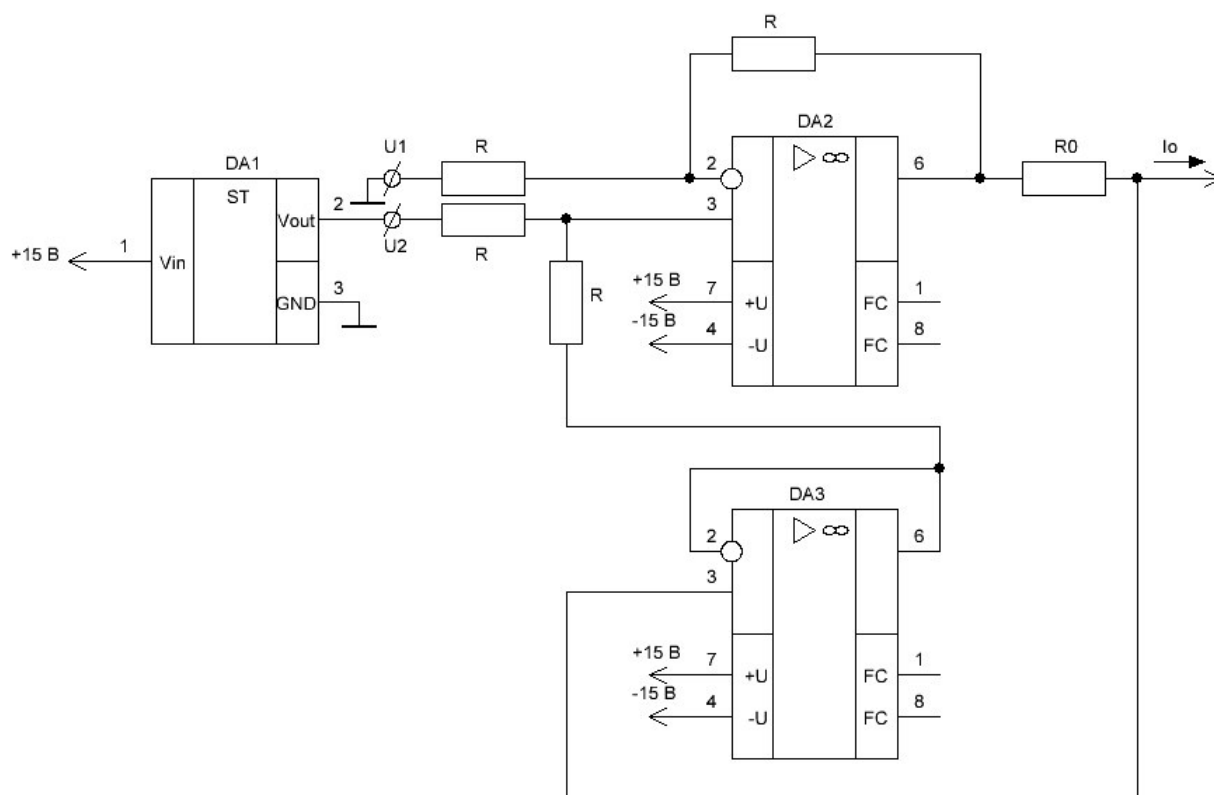


Рисунок 3.1 – Принципиальная схема преобразователя напряжение-ток

Мощность, выделяемая на резисторе, равна

$$P = I_0^2 \cdot R_0 = 0,003^2 \cdot 3333,3 = 0,03 \text{ Вт.} \quad (3.2)$$

Сопротивление резисторов R выбираем исходя из величины минимальной нагрузки ОУ К544УД2А

$$R > R_{\text{H.MIN}} = 2 \text{ кОм.} \quad (3.3)$$

Принимаем $R = 10 \text{ кОм}$, $R_0 = 3,32 \text{ кОм}$. Выбираем резисторы [7]
 $R - \text{C2-29B-0,062-10 кОм} \pm 0,1 \%$, $R_0 - \text{C2-29B-0,125-3,32 кОм} \pm 0,1 \%$.

3.2 Расчет схемы дифференциального усилителя

При питании ТПС током I_0 потенциал зажимов А и В будет имеет вид

$$\varphi_A = I_0(R_t + 2r); \varphi_B = I_0 r. \quad (3.4)$$

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

$$U_{\text{вх.д.у}} = \varphi_A - 2\varphi_B = I_0(R_t + 2r) - 2I_0 r = I_0 R_t. \quad (3.5)$$

Выходное напряжение дифференциального усилителя (ДУ) $U_{\text{д.у}}$ равно:

$$U_{\text{д.у}} = (\varphi_A - 2\varphi_B)K_{\text{у.с}} = I_0 R_t K_{\text{у.с}}. \quad (3.6)$$

С учетом напряжения смещения $E_{\text{см.1}}$, можно записать

$$U_{\text{д.у}} = (I_0 R_t - E_{\text{см.1}})K_{\text{у.с}}. \quad (3.7)$$

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

$$\begin{aligned} U_{\text{д.у.}t.1} &= [I_0 R_0(1 + \alpha t_1) - E_{\text{см.1}}]K_{\text{у.с}}, \\ U_{\text{д.у.}t.2} &= [I_0 R_0(1 + \alpha t_2) - E_{\text{см.1}}]K_{\text{у.с}}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Диапазон изменения выходного напряжения $U_{\text{д.у.}t.2} - U_{\text{д.у.}t.1}$ равен

$$U_{\text{ДУ.т.2}} - U_{\text{ДУ.т.1}} = I_0 R_0 \alpha (t_2 - t_1) K_{\text{УС}}. \quad (3.8)$$

Необходимо, чтобы выходной сигнал был равен нулю при $t_1 = 0^\circ\text{C}$ температуре, т.е.

$$U_{\text{ДУ.т.1}} = [I_0 R_0 (1 + \alpha \cdot t_1) - E_{\text{СМ.1}}] K_{\text{УС}} = 0. \quad (3.9)$$

Из уравнения (3.9) находим $E_{\text{СМ.1}}$

$$I_0 R_0 (1 + \alpha \cdot t_1) - E_{\text{СМ.1}} = 0,$$

$$E_{\text{СМ.1}} = I_0 R_0 (1 + \alpha t_1) - E_{\text{СМ.1}} = 0,003 \cdot 50 \cdot (1 + 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot 0) = 0,15 \text{ В}. \quad (3.10)$$

Зададимся размахом выходного напряжением ДУ $\Delta U_{\text{ДУ.МАХ}} = 8,4 \text{ В}$, тогда из уравнения (3.8) находим

$$K_{\text{УС}} = \frac{\Delta U_{\text{ДУ.МАХ}}}{I_0 R_0 \alpha (t_2 - t_1)} = \frac{8,4}{3 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot (100 - 0)} = 133,3 \quad (3.11)$$

В качестве ДУ выбираем AD620A [5], см. таблицу 3.3.

Таблица 3.3 – Технические параметры AD620A

| $U_{\text{ИП}}, \text{В}$ | $U_{\text{ВЫХ}}, \text{В}$ | $I_{\text{ПОТ}}, \text{мА}$ | $I_{\text{ВХ}}, \text{нА}$ | $U_{\text{СМ}}, \text{мВ}$ | K_U |
|---------------------------|----------------------------|-----------------------------|----------------------------|----------------------------|---------|
| $\pm 2,3 \dots \pm 18$ | ± 10 | 1,0 | 1,0 | 0,05 | 1-10000 |

Согласно технического описания [5] коэффициент усиления данного усилителя задается одним резистором $R_{\text{УС}}$, который можно найти из следующего соотношения

$$R_{\text{УС}} = \frac{49,4 \cdot 10^3}{K_{\text{УС}} - 1} = \frac{49,4 \cdot 10^3}{133,3 - 1} = 373,4 \text{ Ом}. \quad (3.12)$$

Вспомогательный усилитель выполнен на основе инвертирующего усилителя DA_2 с коэффициентом передачи $K_{U.1} = -1$, где $R_1 = R_2$. В качестве DA_2 используем микросхему К544УД2А. [6] Сопротивление резисторов R_1 , R_2 выбираем исходя из величины минимальной нагрузки ОУ

$$R_1, R_2 > R_{H.MIN} = 2 \text{ кОм}. \quad (3.13)$$

Выбираем [7] $R_1, R_2 = C2-29B-0,062-10 \text{ кОм} \pm 0,1 \%$.

Для формирования напряжения $E_{CM.1} = 0,15 \text{ В}$ используем схему на основе ОУ К544УД2А [6], представленную на рисунке 3.3.

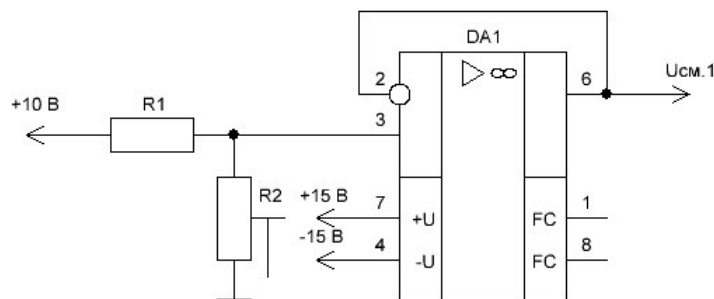


Рисунок 3.3 – Принципиальная схема формирователя напряжения смещения

Для получения фиксированного напряжения на входе повторителя DA_1 используем делитель напряжения R_1, R_2 . Коэффициент передачи делителя

$$K_{ДЕЛ} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.14)$$

Коэффициент передачи делителя равен

$$K_{ДЕЛ} = \frac{U_{CM.1}}{U_{+10B}} = \frac{0,15}{10} = 0,015. \quad (3.15)$$

Принимая $R_1 = 100 \text{ кОм}$, из выражения (3.15) находим

$$R_2 = \frac{K_{\text{ДЕЛ}}}{1 - K_{\text{ДЕЛ}}} \cdot R_1 = \frac{0,015}{1 - 0,015} \cdot 100 = 1,52 \text{ кОм}.$$

Для точной подстройки используем переменное сопротивление с номинальным значением $R_2 = 2 \text{ кОм}$.

Выбираем [6] $R_1 - \text{С2-33Н-0,125- } 100 \text{ кОм} \pm 5 \%$, $R_2 - \text{РП1-63ВМ-0,125- } 2 \text{ кОм} \pm 10 \%$.

Оценим влияния помехи общего и нормального вида на выходное напряжение дифференциального усилителя. Для помехи общего вида при наивысшей температуре t_2 , согласно (2.2) получим

$$U_{\text{ВЫХ ДУ.ОВ.}t_2} = K_{\text{УС}} \cdot E_{\text{ОВ.МАХ}} \frac{R_{t_2}}{R_{\text{ИЗ}}} = K_{\text{УС}} \cdot E_{\text{ОВ}} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot t_2)}{R_{\text{ИЗ}}}, \quad (3.16)$$

где $E_{\text{ОВ.МАХ}}$ – максимальное средне квадратичное значение помехи общего вида.

$$U_{\text{ВЫХ ДУ.ОВ.}t_2} = 133,09 \cdot 10 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{50 \cdot (1 + 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot 100)}{50 \cdot 10^3} = 2,67 \text{ В},$$

при этом погрешность составила

$$\delta_{\text{ОВ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ ДУ.ОВ.}t_2}}{U_{\text{ДУ.МАХ.}t_2}} = \frac{2,67}{8,38} = 0,319 \text{ или } 31,9\%. \quad (3.17)$$

Для помехи нормального вида (см. рисунок 2.3) получим

$$U_{\text{ВЫХ ДУ.НВ}} = K_{\text{УС}} \cdot E_{\text{НВ.МАХ}} = K_{\text{УС}} \cdot E_{\text{НВ}} \cdot \sqrt{2} = 133,09 \cdot 1 \cdot \sqrt{2} = 188,22 \text{ В} \quad (3.18)$$

где $E_{\text{НВ.МАХ}}$ – максимальное средне квадратичное значение помехи нормального вида.

Следовательно, ДУ будет находиться в режиме насыщения

$$U_{\text{ВЫХ ДУ.НВ}} = U_{\text{ВЫХ ДУ.МАХ}} = 10 \text{ В},$$

Так как помехи являются переменным сигналом частотой 50 Гц, то для их ослабления используем фильтр нижних частот.

3.3 Расчет схемы фильтра низкой частоты

Для расчета фильтра нижних частот необходимо определить его коэффициент подавления на частоте помехи

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 50 = 314 \text{ рад/с}, \quad (3.19)$$

где $f = 50$ Гц – частота питающей сети.

Необходимо обеспечить, чтобы доля пульсации выходного напряжения от максимального полезного была меньше, чем основная приведенная погрешность $\delta = 0,2 \text{ \% } (2 \cdot 10^{-3})$.

Т.к. влияния помех нормального вида больше, чем помехи общего, в пересчёте к входному напряжению можно записать

$$K_{\Pi} \geq \frac{E_{\text{Н.В.МАХ}}}{I_0 R_0 \alpha(t_2 - t_1) \delta}, \quad (3.20)$$

$$K_{\Pi} \geq \frac{1 \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot (100 - 0) \cdot 2 \cdot 10^{-3}} \approx 1,12 \cdot 10^4,$$

где K_{Π} – коэффициент подавления;

$E_{Н.В.МАХ}$ – максимальное средне квадратичное значение помехи нормального вида.

Зададимся коэффициентом подавления равным $K_{\Pi} = 2 \cdot 10^4$, тогда оптимальное число звеньев пассивного фильтра низкой частоты (ФНЧ) можно определить следующим образом

$$n = 0,5 \ln K_{\Pi} = 0,5 \ln 20000 = 4,95 \approx 5. \quad (3.21)$$

Так как
$$\left(\frac{1}{\omega RC} \right)^n = \frac{1}{K_{\Pi}}, \quad (3.22)$$

то

$$\left(\frac{1}{\omega RC} \right)^5 = \frac{1}{20000},$$

следовательно

$$RC = \sqrt[5]{20000/\omega} = \sqrt[5]{20000/314} = 0,0231 \approx 0,023 \text{ с.}$$

Принимая $C = 1 \text{ мкФ}$, определяем

$$R = \frac{0,023}{10^{-6}} = 23 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

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 ДУ не должен насыщаться от помехи $E_{Н.В.}$. Задаваясь превышением напряжения $U_{ДУ.МАХ}$ относительно $U_{ДУ.t.2}$ на $\Delta U = 3 \text{ В}$, можно записать

$$K_{\Pi} \geq \frac{E_{Н.В.МАХ} \cdot K_{УС}}{U_{ДУ.МАХ} - U_{ДУ.t.2}} = \frac{E_{Н.В.} \cdot \sqrt{2} \cdot K_{УС}}{\Delta U} = \frac{1 \cdot \sqrt{2} \cdot 133,09}{3} = 62,7. \quad (3.23)$$

Используя выражение (3.22) находим

$$(\omega RC)^n \geq 62,7,$$

$$n \geq \frac{\ln 62,7}{\ln \omega RC} = \frac{\ln 62,7}{\ln(314 \cdot 0,023)} = 2,09 \approx 3.$$

Т.е. во входном каскаде располагаем 3 звена фильтра, а после ДУ еще 2 звена. Схема расположения каскадов фильтра представлена на рисунке 3.4.

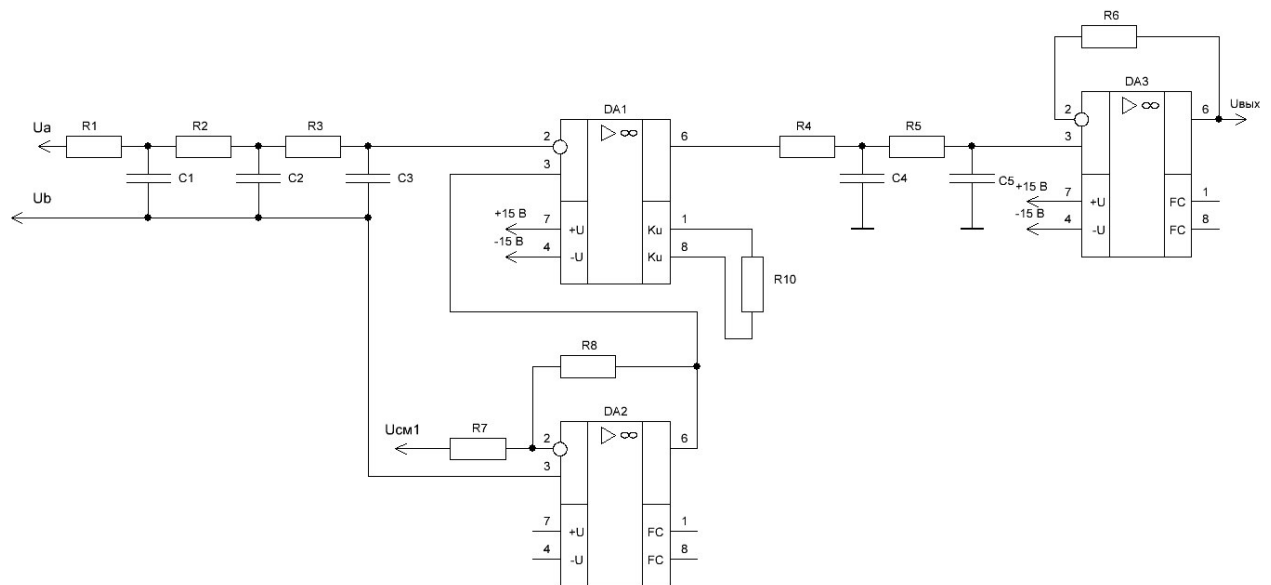


Рисунок 3.4 – Принципиальная схема фильтра нижних частот

Выбираем усилитель DA3 K544УД2А. [6] Принимаем $R = 24 \text{ кОм}$, из [7] $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 - C2-33H-0,125-24 \text{ кОм} \pm 5 \%$, $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 - K73-24B-100B-1 \text{ мкФ} \pm 10 \%$.

Для минимизации влияния входных токов ОУ выбираем резистор R_7

$$R_6 = R_4 + R_5 = 24 + 24 = 48 \text{ кОм}. \quad (3.24)$$

Принимаем $R_6 = 47 \text{ кОм}$, из [7] $R_7 - C2-33H-0,125-47 \text{ кОм} \pm 5 \%$.

3.4 Расчет схемы преобразователя напряжение-ток ПНТ

Принципиальная схема преобразователя напряжение-ток представлена на рисунке 3.5. В качестве DA_2 используем микросхему К544УД2А. [6].

В качестве DA_1 используем микросхему К157УД1 – универсальный ОУ средней мощности с выходным током до 300 мА. Имеет ограничители пиковых значений выходного тока, предотвращающие выход усилителя из строя при переходных процессах или кратковременных коротких замыканиях на выходе, разработан для работы в аппаратуре с рабочей частотой до 100 кГц. [8], технические параметры представлены в таблице 3.4.

Таблица 3.4 – Технические параметры К157УД1

| $U_{ип},$ В | $V_{вых},$ В/мкс | $U_{вых},$ В | $R_{н-мин},$ кОм | $I_{пот},$ мА | $I_{вх},$ нА | $U_{см},$ мВ | $\Delta U_{см}/\Delta T,$ мкВ/град | $f_i,$ МГц | $P_{рас.},$ Вт | K_U |
|----------------|---------------------|-----------------|---------------------|------------------|-----------------|-----------------|---------------------------------------|---------------|-------------------|--------------|
| ± 15 | 0,5 | ± 12 | 0,2 | 9 | < 500 | ± 5 | ± 50 | $> 0,5$ | 0,5 | ≥ 50000 |

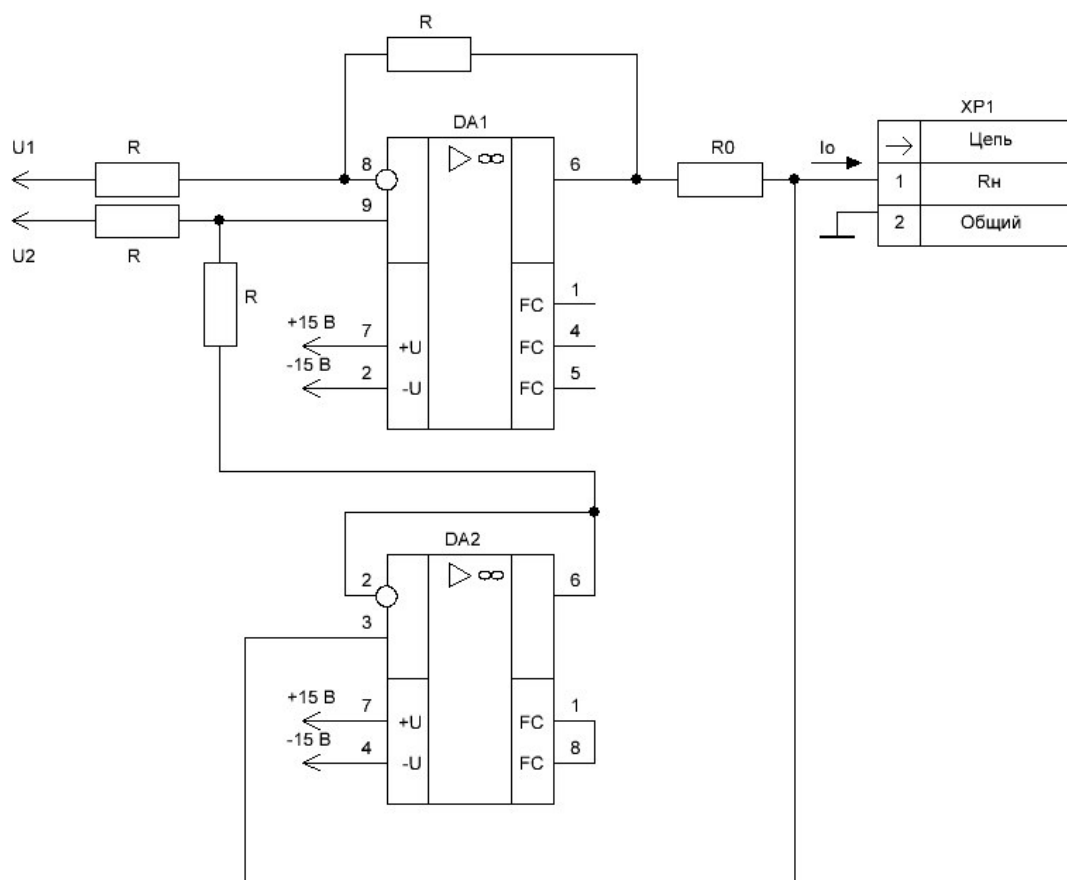


Рисунок 3.5 – Принципиальная схема преобразователя напряжение-ток

Ток нагрузки данной схемы равен

$$I_H = \frac{U_2 - U_1}{R_0}. \quad (3.25)$$

Составим систему уравнений

$$\begin{cases} 0 = \frac{0 - U_1}{R_0} \\ + 0,01 = \frac{8,38 - U_1}{R_0} \end{cases}, \quad (3.26)$$

где $I_H = 0 \text{ мА}$, $U_2 = U_{\text{ДУ.МІН.т.1}} \cdot K_{\Phi} = 0 \cdot 1 = 0 \text{ В}$;

$I_H = +10 \text{ мА}$, $U_2 = U_{\text{ДУ.МАХ.т.2}} \cdot K_{\Phi} = +8,38 \cdot 1 = +8,38 \text{ В}$.

$$\begin{cases} U_1 = 0 \\ R_0 = 838 - 100U_1 \end{cases}$$

Из второго уравнения

$$R_0 = 838 - 100 \cdot U_1 = 838 - 100 \cdot 0 = 838 \text{ Ом}. \quad (3.27)$$

Мощность, выделяемая на резисторе, равна

$$P = I_H^2 \cdot R_0 = 0,01^2 \cdot 838 \approx 0,084 \text{ Вт}. \quad (3.28)$$

Сопротивление резисторов R выбираем исходя из величины минимальной нагрузки ОУ

$$R > R_{\text{H.МІН}} = 2 \text{ кОм}. \quad (3.29)$$

Принимаем $R = 10 \text{ кОм}$, $R_0 = 835 \text{ Ом}$. Выбираем [7] $R - C2-29B-0,062-10\text{кОм} \pm 0,1 \%$, $R_0 - C2-29B-0,5-8,35 \text{ кОм} \pm 0,1 \%$. Согласно [7] выбираем соединитель XP_1 типа ШР16П2ЭГ5-К.

3.5 Расчет блока питания

Номинальное напряжение источника питания равно $\pm 15 \text{ В}$. Номинальный ток оценим на основании данных таблицы 3.5.

Таблица 3.5 – Ток потребления элементов цепи

| Элемент | Кол-во | И _{ПОТ,ИМС} , мА | Итого |
|----------|--------|---------------------------|--------------------|
| | | $\pm 15 \text{ В}$ | $\pm 15 \text{ В}$ |
| AD581U | 1 | 10 | 10 |
| K544УД2А | 6 | 5 | 30 |
| AD620А | 1 | 1 | 1 |
| K157УД1 | 1 | 9 | 9 |
| Итого | | | 50 |

С учетом тока через нагрузку ток потребления равен

$$I_{\text{ПОТ}} = I_{\text{ПОТ,ИМС}} + I_{\text{Н}} = 50 + 10 = 60 \text{ мА.} \quad (3.30)$$

В качестве схемы стабилизатора выбираем ИМС типа КР1180ЕН15. Технические параметры ИМС приведены в таблице 3.9 [9].

Схема подключения ИМС изображена на рисунке 3.6. ИМС является регулируемым стабилизатором напряжения повышенной защиты от перегрева и перегрузки по току, технические параметры представлены в таблице 3.6.

Таблица 3.6 – Электрические параметры ИМС КР1180ЕН15

| Тип | $U_{\text{ВЫХ.СТ.}}$, В | $U_{\text{ВХ.МН.}}$, В | $I_{\text{ПОТ.СТ.}}$, мА | $U_{\text{ВХ.СТ.}}$, В | $I_{\text{ВЫХ.СТ.}}$, А |
|------------|--------------------------|-------------------------|---------------------------|-------------------------|--------------------------|
| КР1180ЕН15 | $15 \pm 0,3$ | 2,5 | ≤ 8 | ≤ 35 | 1,5 |

Типовые значения [9] $C_3 = C_4 = 0,33 \text{ мкФ}$, $C_5 = C_6 = 1 \text{ мкФ}$. Выбираем [7] C_3, C_4 – К53-30-16 В-0,33 мкФ $\pm 20 \%$, C_5, C_6 – К53-30-16 В-1 мкФ $\pm 20 \%$.

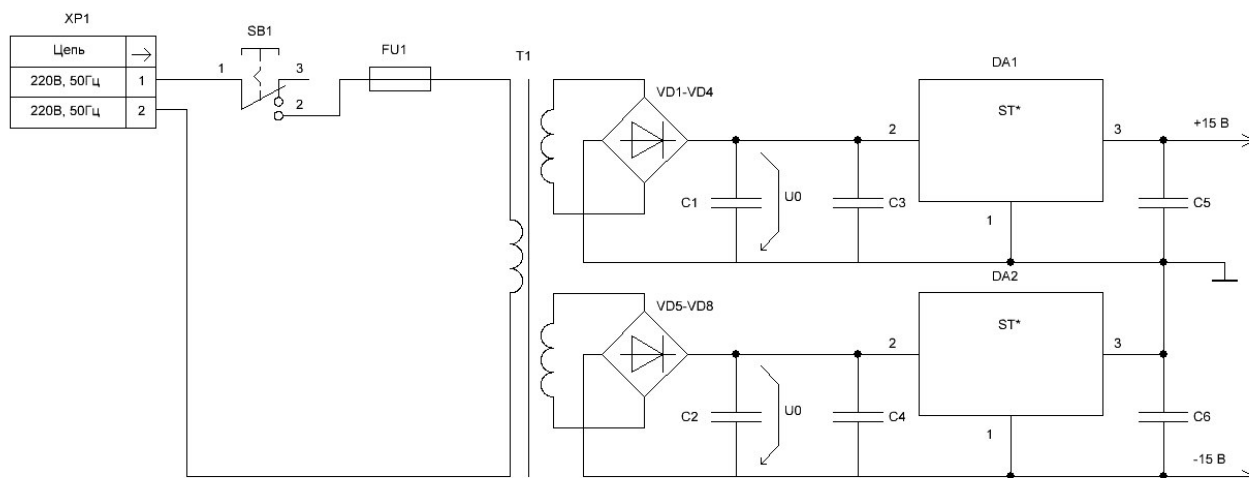


Рисунок 3.6 – Принципиальная схема блока питания

Входное выпрямленное напряжение равно

$$U_B = (U_{\text{ВЫХ.СТ}} + U_{\text{ВХ.МН}}) \cdot (1 + K_H + K_{\Pi}) = (15 + 2,5) \cdot (1 + 0,1 + 0,1) = 21 \text{ В}, \quad (3.31)$$

где $U_{\text{ВХ.МН}} = 2,5 \text{ В}$ – минимальное напряжение на входе стабилизатора;

$K_H = 0,1$ – коэффициент неустойчивости сети;

$K_{\Pi} = 0,1$ – коэффициент пульсаций.

Выбираем мостовую схему выпрямителя (см. рисунок 3.7), для которой диоды выбираем из условия

$$I_{\text{ПР.СР}} > 0,5 \cdot I_{\text{ПОТ}} = 0,5 \cdot 0,06 = 0,03 \text{ А},$$

$$U_{\text{ОБР.МАХ}} > U_B \cdot (1 + K_H + K_{\Pi}) + U_{\text{ПР}} = 21 \cdot (1 + 0,1 + 0,1) + 1 = 26,2 \text{ В}. \quad (3.32)$$

где $U_{\text{ПР}} = 1 \text{ В}$ – прямое падение напряжения на диодах выпрямителя.

Выбираем диод типа КД222В-5 [9], см. таблицу 3.7.

Таблица 3.7 – Технические параметры диода КД222В-5

| $U_{\text{пр}}, \text{В}$ | $I_{\text{пр}}, \text{А}$ | $I_{\text{обр}}, \text{мкА}$ | $U_{\text{обр}}, \text{В}$ |
|---------------------------|---------------------------|------------------------------|----------------------------|
| 1 | 2 | 2 | 40 |

Величину емкости фильтра C_1 и C_2 на выходе выпрямителя

$$C_{\Phi} = t_p / (2 \cdot K_{\Pi} \cdot R_0) = 7 \cdot 10^{-3} / (2 \cdot 0,1 \cdot 350) \approx 0,1 \cdot 10^{-3} \text{ Ф}, \quad (3.33)$$

где $t_p \approx 7 \text{ мс}$ – время разряда емкости при $f = 50 \text{ Гц}$;

$R_0 = U_B / I_{\text{ПОТ}} = 21 / 0,06 \approx 350 \text{ Ом}$ – эквивалентная нагрузка.

Выбираем емкость $C_{\Phi} = C_1 = C_2 = 100 \text{ мкФ}$.

Выбираем [6] К50-22-25В-100 мкФ $\pm 30 \%$.

Действующие значения напряжений и токов вторичных обмоток трансформатора

$$U_2 = \frac{U_B \cdot (1 + K_{\Pi}) + 2 \cdot U_{\text{пр}}}{\sqrt{2}} = \frac{21 \cdot (1 + 0,1) + 2 \cdot 1}{\sqrt{2}} = 17,7 \text{ В}. \quad (3.34)$$

где $U_{\text{пр}} = 1,0 \text{ В}$ – прямое падение напряжения на диодах выпрямителя.

$$I_2 = \sqrt{2} \cdot I_{\text{ПОТ}} = \sqrt{2} \cdot 0,06 \approx 0,084 \text{ А}. \quad (3.35)$$

Полная габаритная мощность трансформатор для двух каналов питания

$$S_T = 2 \cdot U_2 \cdot I_2 = 2 \cdot 17,7 \cdot 0,084 \approx 3 \text{ ВА}. \quad (3.36)$$

Выбираем стандартный трансформатор из условия

$$S_T > 3 \text{ ВА}; U_2 > 17,7 \text{ В}; I_2 > 0,084 \text{ А}. \quad (3.37)$$

Выбираем трансформатор типа ТПП 224-127/220-50. [6]

Таблица 3.8 – Технические параметры ТПП 224-127/220-50

| U _{1.НОМ} В | S _{НОМ} , ВА | I _{1.НОМ} А | U _{2.НОМ} В/Выводы обмоток | | | | | | I _{2.НОМ} А |
|-------------------------|--------------------------|----------------------|-------------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------------------------|
| | | | 11-12 | 13-14 | 15-16 | 17-18 | 19-20 | 21-22 | |
| 127/220 | 5,5 | 0,071/0,041 | 5 | 5 | 10 | 10 | 2,62 | 2,62 | 0,156 |

Выбираем [7] однополюсную с фиксацией кнопку SB₁ типа КМА2-IV, соединитель ХР₁ типа ШР16П2ЭГ5-К .

Предохранитель выбираем по номинальному напряжению и току первичной обмотки трансформатора из условия

$$\begin{aligned} U_{\text{НОМ.ПРЕД.}} &> U_{\text{Н1}} = 220 \text{ В,} \\ I_{\text{НОМ.ПРЕД.}} &> I_{\text{Н1}} = 0,071 \text{ А,} \end{aligned} \quad (3.38)$$

где U_{НОМ.ПРЕД.}, I_{НОМ.ПРЕД.} - номинальное напряжение и ток предохранителя;

U_{Н1}, I_{Н1} – номинальное напряжение и ток первичной обмотки трансформатора.

Выбираем плавкий предохранитель типа S1014-0,1А, имеющий параметры [11]: U_{НОМ.ПРЕД.} = 250 В, I_{НОМ.ПРЕД.} = 0,1 А.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время огромное значение придается измерениям температуры в промышленности. Температура является наиболее распространенным и важным фактором, характеризующим различные процессы металлургической, химической, энергетической промышленности и др. В связи с этим большое значение приобретает разработка устройств контроля и измерения температуры как промышленных, так и специализированных, обладающих высокой и не очень высокой точностью и стабильными параметрами.

В данной работе был разработан измерительный преобразователь для термопреобразователя сопротивления. Преобразователь предназначен для измерения температуры термопреобразователя сопротивления в диапазоне от 0 до плюс 100 °С.

Датчик включен по трехпроводной схеме и питается током 3 мА. Информационный сигнал преобразователя имеет унифицированный токовый сигнал в диапазоне от 0 до плюс 10 мА.

При вычислении коэффициента подавления фильтра низкой частоты (ФНЧ) учитывалась заданная приведенная погрешность преобразования, которая согласно методических указаний не превышает 0,2 %.

| | | | | | | |
|------|------|----------|---------|------|-----------------------------|------|
| | | | | | ГГТУ 1-36.04.02.01.51.13 ПЗ | Лист |
| | | | | | | 31 |
| Изм. | Лист | № докум. | Подпись | Дата | | |

Список использованных источников

1. ЭлектроТехИнфо [Электронный ресурс] / Термопреобразователь сопротивления. – 2021. – Режим доступа : http://www.eti.su/articles/izmeritelnaya-tehnika/izmeritelnaya-tehnika_1517.html. – Дата доступа : 08.01.2021.
2. Электромеханические аппараты автоматики / Б. К. Буль [и др.] ; под общ. ред. Б. К. Буль. – М. : Высшая школа, 1988.
3. Келим, Ю. М. Электромеханические и магнитные элементы систем автоматики : учебник / Ю. М. Келим. – М. : Высшая школа, 2004.
4. Низэ, В. Э. Справочник по средствам автоматики / В. Э. Низэ, И. В. Антика. – М. : Энергоатомиздат, 1983.
5. ANALOG DEVICES [Электронный ресурс] / Каталог продукции. – 2021. – Режим доступа : <http://eleka.info/>. – Дата доступа : 08.01.2021.
6. Нефедов, А. В. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги : справочник. В 12 т. Т. 5. Серии К544 – К564 / А. В. Нефедов. – М. : КУБК-а, 1997.
7. Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммутационные устройства РЭА / Н. Н. Акимов [и др.]. – Минск : Беларусь, 1994.
8. Нефедов, А. В. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги : справочник. В 12 т. Т. 2. Серии К143 – К174 / А. В. Нефедов. – М. : РадиоСофт, 2000.
9. Нефедов, А. В. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги : справочник. В 12 т. Т. 9. Серии К1144 – К1500 / А. В. Нефедов. – М. : ИП РадиоСофт, 2001.
10. Аксенов, А. И. Отечественные полупроводниковые приборы / А. И. Аксенов, А. В. Нефедов. – М. : СОЛОН-Пресс, 2005.
11. АС ЭНЕРГИЯ [Электронный ресурс] / Вставки плавкие стеклянные цилиндрические. – 2021. – Режим доступа : <http://asenergi.com/catalog/predohraniteli/vstavki-plavkie-steklyannye-cilindricheskie.html>. – Дата доступа : 05.01.2021.

| | | | | | | |
|------|------|----------|---------|------|-----------------------------|------|
| | | | | | ГГТУ 1-36.04.02.01.51.13 ПЗ | Лист |
| | | | | | | 32 |
| Изм. | Лист | № докум. | Подпись | Дата | | |

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Измерительный преобразователь. Схема электрическая структурная

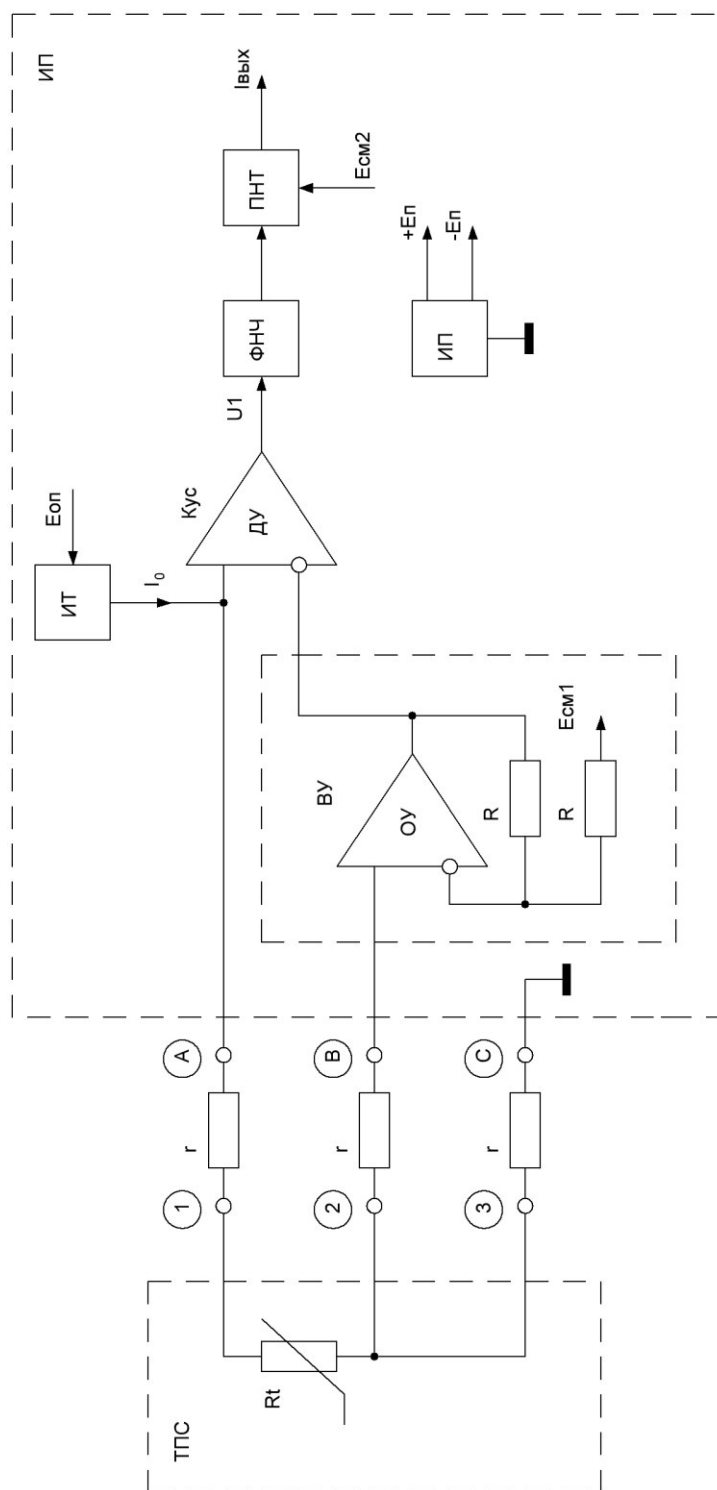


Рисунок А.1 – Схема электрическая функциональная

| | | | | |
|------|------|----------|---------|------|
| | | | | |
| Изм. | Лист | № докум. | Подпись | Дата |

ГТУ 1-36.04.02.01.51.13 ПЗ

Лист

33

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Измерительный преобразователь. Схема электрическая принципиальная

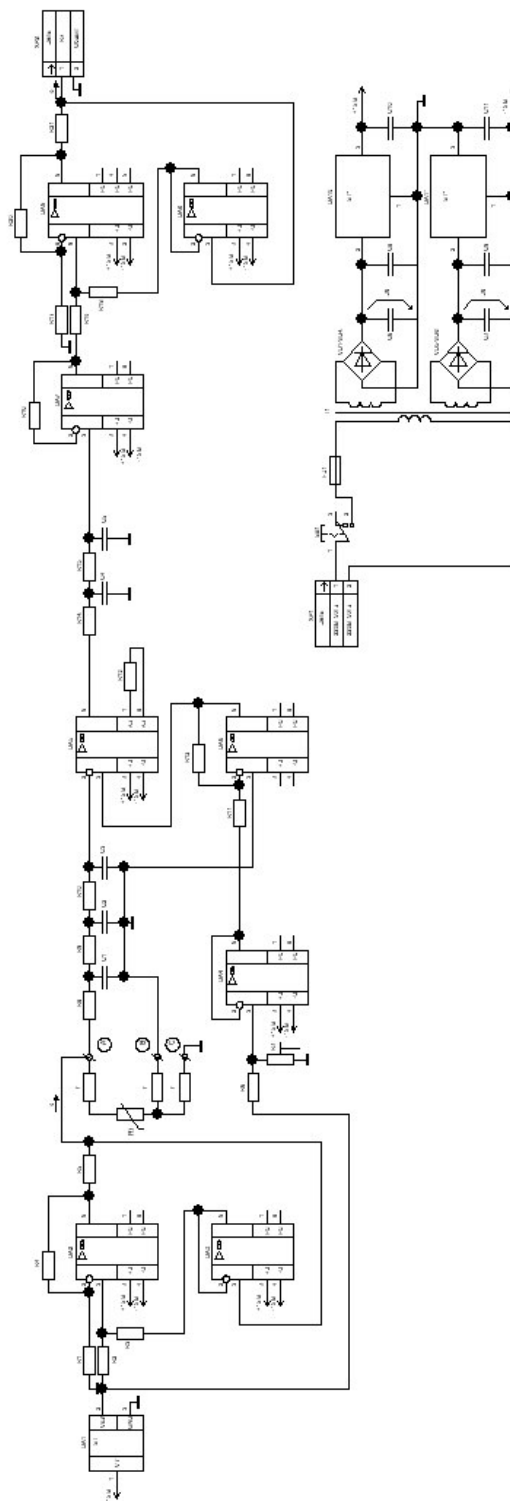


Рисунок Б.1 – Схема электрическая принципиальная

| | | | | |
|------|------|----------|---------|------|
| | | | | |
| Изм. | Лист | № докум. | Подпись | Дата |

ГТУ 1-36.04.02.01.51.13 ПЗ

Лист

34