

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Пензенский государственный университет»**

**Устройство ввода аналогового сигнала
датчика в микропроцессорную систему
контроллера**

Методические указания

ПЕНЗА 2025

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Пензенский государственный университет»

Устройство ввода аналогового сигнала датчика в микропроцессорную систему контроллера

Методические указания

Составители:
С. Г. Исаев, В. С. Чапаев

Пенза
Издательство ПГУ
2025

УДК 629.113
У82

Р е ц е н з е н т

доктор технических наук, профессор кафедры
«Транспортные машины» Пензенского
государственного университета

В. В. Салмин

**Устройство ввода аналогового сигнала датчика в микро-
У82 процессорную систему контроллера : метод. указания / сост.
С. Г. Исаев, В. С. Чапаев. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2025. – 54 с.**

Приводится методика расчета устройства ввода аналогового сигнала резистивного датчика в микропроцессорную систему контроллера, состоящего из преобразователя сопротивления в напряжение, масштабирующего усилителя и аналого-цифрового преобразователя. Рассмотрена процедура оценки погрешностей как отдельных узлов, так и всего устройства ввода в целом.

Издание подготовлено на кафедре «Электроэнергетика и электротехника» и предназначено обучающимся по направлению подготовки 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника» (профиль «Электрическое и электронное оборудование автомобилей и тракторов») при подготовке курсового проекта по дисциплине «Системы электроники и автоматики автомобилей и тракторов», а также может быть полезно обучающимся других направлений и специальностей при проектировании электронных измерительных устройств.

УДК 629.113

© Пензенский государственный
университет, 2025

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
РАБОЧЕЕ ЗАДАНИЕ	6
МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ.....	8
1. Расчет преобразователя сопротивления в напряжение	8
1.1. Расчет источника тока на основе транзисторов	9
1.2. Расчет источника тока на основе операционного усилителя	12
2. Расчет масштабирующего усилителя (делителя напряжения)	14
2.1 Расчет масштабирующего усилителя.....	14
2.2. Расчет повторителя напряжения.....	17
3. Расчет аналого-цифрового преобразователя	19
3.1. Расчет преобразователя напряжения в частоту импульсов	20
3.2. Расчет преобразователя напряжения в интервал времени.....	23
4. Анализ погрешности устройства ввода	27
5. Разработка принципиальной схемы устройства ввода.....	28
ПРИМЕР РАСЧЕТА УСТРОЙСТВА ВВОДА	29
1. Расчет преобразователя сопротивления в напряжение	29
2. Расчет масштабирующего усилителя.....	30
3. Расчет преобразователя напряжения в интервал времени.....	32
4. Анализ погрешности устройства ввода	35
5. Разработка принципиальной схемы	35
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	36
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Основные параметры и схемы включения интегральных микросхем операционных усилителей.....	37
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Преобразователь «напряжение – частота», «частота – напряжение» (Р)(КР)1108ПП1	42
ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Основные параметры и функциональные схемы интегральных микросхем аналоговых ключей и коммутаторов	47
ПРИЛОЖЕНИЕ 4. Принципиальная схема устройства ввода	51
ПРИЛОЖЕНИЕ 5. Перечень элементов	52

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время решение задач обеспечения безопасности движения, уменьшения загрязнения воздуха отработавшими газами, улучшения ходовых качеств, повышения комфорта в управлении транспортным средством, снижения трудоемкости технического обслуживания невозможно без применения электронных устройств и систем автоматического управления различными узлами и агрегатами автомобиля.

Внедрение систем электроники и автоматики стало возможным благодаря достижениям в области микроэлектроники, появлению специализированных интегральных микросхем, способных надежно работать в специфических условиях эксплуатации электрооборудования автомобилей: широкий температурный диапазон, вибрации, воздействие агрессивной среды.

Современные электронные системы автомобилей – это бортовые комбинированные комплексы автоматического управления, которые включают в свой состав различные устройства, соединенные в единое целое для выполнения конкретных действий. Центральным узлом их являются электронные блоки управления (контроллеры) на основе микропроцессоров или микроконтроллеров.

Так, например, на основе разнообразной входной информации от датчиков, входящих в состав электронной системы автоматического управления двигателем (ЭСАУД), контроллер, обрабатывая полученные данные, определяет рабочий режим двигателя, производит расчет параметров необходимых управляющих воздействий, которые через выходные каскады согласования поступают к исполнительным устройствам, непосредственно воздействующим на характеристики систем впрыска и зажигания, обеспечивая точное дозирование топлива и оптимальный момент зажигания.

Датчики электронных систем преобразуют информацию о значениях контролируемых неэлектрических величин в электрические сигналы. Эти сигналы могут быть как непрерывными – напряжение, ток, электрическое сопротивление, так и дискретными – частота, длительность импульсов.

Поскольку контроллеры электронных систем автоматического управления оперируют именно с цифровой информацией, для измерения значений непрерывных сигналов датчиков необходимо аналого-цифровое преобразование.

Информативным параметром ряда датчиков, входящих в состав электрооборудования автомобилей, является сопротивление. Это и полупроводниковые датчики температуры, и датчик положения дроссельной заслонки.

Поскольку для подавляющего большинства аналого-цифровых преобразователей (АЦП) входная величина – напряжение, возникает необходимость в промежуточном нормирующем преобразователе.

Как правило, номинальные значения выходного сигнала нормирующего преобразователя и входного сигнала АЦП не совпадают, что требует применения масштабирующего усилителя (или резистивного делителя напряжения).

Таким образом, типовая структурная схема устройства ввода аналогового сигнала датчика в микропроцессорную систему контроллера примет вид, показанный на рис. 1.

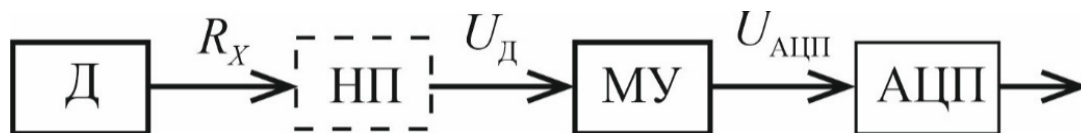


Рис. 1. Структурная схема устройства ввода аналогового сигнала датчика в микропроцессорную систему контроллера

Приняты следующие обозначения: Д – датчик; НП – нормирующий преобразователь («сопротивление – напряжение», «ток – напряжение», «емкость – напряжение» и т.д.), который может отсутствовать; МУ – масштабирующий усилитель; АЦП – аналого-цифровой преобразователь.

Целью курсового проекта является изучение принципов построения устройств преобразования аналоговых сигналов датчиков в цифровые, особенностей алгоритмов их работы и схемной реализации, получение навыков расчета и проектирования принципиальных схем аналоговых узлов электронных систем.

РАБОЧЕЕ ЗАДАНИЕ

1. В заданном варианте диапазона изменения сопротивления резистивного датчика R_x выбрать схемное решение источника тока и определить параметры элементов, при которых обеспечивается желаемый режим работы датчика.

Рассчитать с учетом выбранных параметров источника тока и номинального значения сопротивления $R_{хн}$ датчика номинальное выходное напряжение преобразователя сопротивления в напряжение (ПСН) $U_{дн}$.

2. Определить с учетом номинальных значений выходного напряжения ПСН $U_{дн}$ и входного напряжения аналого-цифрового преобразователя (АЦП) $U_{АЦПн}$ (из варианта задания) коэффициент усиления масштабирующего усилителя (МУ). Выбрав схему, а также тип операционного усилителя (ОУ), определить параметры резисторов, при которых обеспечивается допустимая погрешность усилителя $\gamma_{уд}$.

В случае, если $U_{дн} > U_{АЦПн}$, рассчитать резистивный делитель напряжения.

3. С учетом указанных в варианте задания типа АЦП, диапазонов его входных и выходных сигналов, а также допустимой погрешности $\gamma_{АЦПд}$ определить параметры элементов схемы, при которых обеспечиваются требуемые характеристики преобразования.

Примечание. При проектировании источника образцового напряжения (ИОН) преобразователя напряжения в интервал времени (ПНВ) постараться совместить схемы ИОН и источника тока для уменьшения общей погрешности устройства.

4. Произвести анализ погрешностей устройства ввода в нормальных условиях и доказать, что предложенный вариант схемной реализации удовлетворяет заданию.

5. Начертить в соответствии с действующими ГОСТами и ЕСКД принципиальную схему устройства ввода (в формате А1) при его изготовлении в виде отдельного модуля с разъёмным соединением (источники электропитания в состав модуля не включаются). Привести перечень используемых элементов.

6. Произвести анализ полученных результатов. Сделать выводы.

Исходные данные для расчета устройства ввода приведены в табл. 1.

Таблица 1

Исходные данные для расчета устройства ввода

Вариант	Диапазон сопротивлений датчика R_x , Ом	Допустимая погрешность МУ $\gamma_{уд}$, %	Допустимая погрешность АЦП $\gamma_{АЦП}$, %	Допустимая погрешность преобразования γ_d , %	Диапазон входного напряжения АЦП $U_{АЦП}$, В	Тип АЦП	Диапазон выходных сигналов АЦП
1	60–30000	0,05	0,2	0,25	0–2	ПНЧ	0–100 кГц
2	60–30000	0,02	0,05	0,1	0–2	ПНВ	0–1 мс
3	10–500	0,05	0,1	0,2	0–4	ПНЧ	0–50 кГц
4	10–500	0,02	0,05	0,1	0–1	ПНВ	0–5 мс
5	50–1000	0,05	0,1	0,2	0–5	ПНЧ	0–200 кГц
6	50–1000	0,05	0,1	0,2	0–1	ПНВ	0–0,5 мс
7	5–100	0,05	0,2	0,25	0–2	ПНЧ	0–50 кГц
8	5–100	0,05	0,1	0,2	0–2	ПНВ	0–1 мс
9	5–100	0,05	0,1	0,2	0–2	ПНЧ	0–200 кГц
10	50–10000	0,05	0,1	0,2	0–5	ПНЧ	0–50 кГц
11	50–10000	0,02	0,05	0,1	0–5	ПНВ	0–10 мс
12	20–200	0,1	0,2	0,5	0–2	ПНЧ	0–200 кГц
13	20–200	0,05	0,1	0,2	0–1	ПНВ	0–0,1 мс
14	100–5000	0,05	0,1	0,2	0–4	ПНЧ	0–100 кГц
15	5–400	0,02	0,05	0,1	0–2	ПНВ	0–1 мс
16	100–5000	0,02	0,05	0,1	0–4	ПНВ	0–5 мс
17	100–1000	0,02	0,1	0,2	0–5	ПНЧ	0–20 кГц
18	100–1000	0,02	0,05	0,1	0–1	ПНВ	0–2 мс
19	50–500	0,05	0,1	0,2	0–5	ПНЧ	0–150 кГц
20	50–500	0,02	0,05	0,1	0–2	ПНВ	0–5 мс
21	100–1000	0,05	0,1	0,2	0–4	ПНВ	0–10 мс

МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ

1. Расчет преобразователя сопротивления в напряжение

В тех случаях, когда можно пренебречь сопротивлением соединительных проводов, применяются простейшие ПСН с двухпроводной линией связи. В их состав (рис. 2) входят источник (стабилизатор) тока J и, как правило, повторитель напряжения на основе ОУ, обеспечивающий низкое выходное сопротивление ПСН, что исключает влияние на результат преобразования $U_{\text{ВЫХ}} = R_x J$ недостаточно большого входного сопротивления последующего каскада измерительного канала.

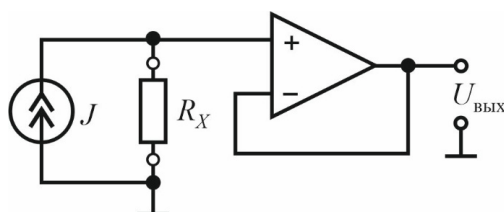


Рис. 2. ПСН с двухпроводной линией связи

Схему источника тока следует выбирать из стандартных (приводимых в литературе по схемотехнике [1, 2]) на основе транзисторов или ОУ.

На рис. 3 показана схема источника тока на основе биполярных *pnp*-транзисторов, а на рис. 4 – схема на основе операционного усилителя.

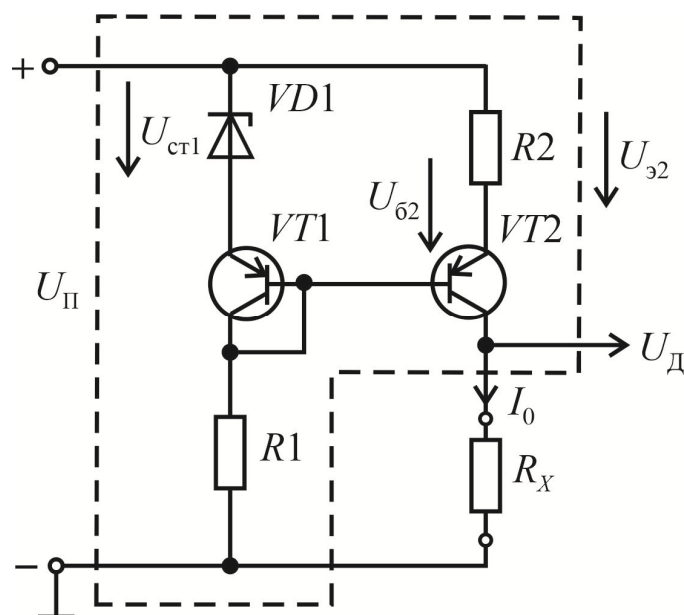


Рис. 3. Схема источника тока на основе биполярных *pnp*-транзисторов

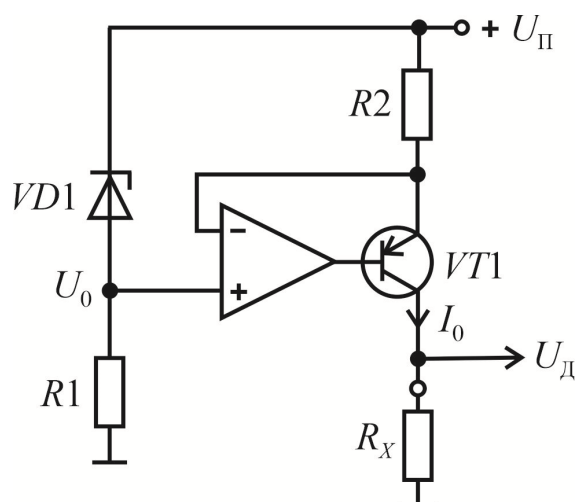


Рис. 4. Схема на основе операционного усилителя

Ток I_0 источника задается таким образом, чтобы мощность, рассеиваемая в резистивном датчике, не превышала 1 мВт:

$$P_{\text{д}} = I_0^2 R_{\text{Хн}} \leq 1 \text{ мВт},$$

где $R_{\text{Хн}}$ – номинальное (максимальное) значение сопротивления датчика, во избежание его разогрева и появления из-за этого дополнительной погрешности преобразования.

При токах нагрузки $I_0 \leq 1 \text{ мА}$ целесообразно в качестве выходного использовать полевой транзистор с целью повышения выходного сопротивления источника тока и уменьшения соответствующей составляющей погрешности преобразования.

1.1. Расчет источника тока на основе транзисторов

Обведенная часть на рис. 3 представляет собой источник тока, который работает следующим образом: напряжение на базе транзистора VT2 U_{62} поддерживает эмиттерный переход в открытом состоянии. Напряжение на его эмиттере $U_{э2}$ относительно положительного полюса источника питания $U_{\text{П}}$ можно представить как

$$U_{э2} = U_{62} - U_{э62} = U_{62} - 0,7 \text{ В},$$

где $U_{э62} \approx 0,7 \text{ В}$ – напряжение на эмиттерном переходе транзистора VT2.

В свою очередь, напряжение на базе транзистора VT2 при выборе транзисторов одного типа можно выразить через напряжение на стабилитроне VD1 $U_{\text{ст1}}$ и напряжение на эмиттерном переходе транзистора VT1 $U_{э61}$:

$$U_{62} = U_{\text{ст1}} - U_{э61} = U_{\text{ст1}} - 0,7 \text{ В}.$$

Таким образом, напряжение на резисторе $R2$ окажется равным

$$U_{R2} = U_{э2} = U_{ст1},$$

а ток эмиттера транзистора $VT2$

$$I_{э2} = U_{ст1} / R2.$$

При больших значениях коэффициента усиления транзистора $VT2$ ток источника I_0 (он же ток коллектора $I_{к2}$) будет равен

$$I_0 = I_{к2} \approx I_{э2} = U_{ст1} / R2.$$

Резистор $R1$ задает ток стабилизации стабилитрона $VD1$.

При изменениях напряжения питания напряжение $U_{ст1}$ будет оставаться практически неизменным, следовательно, будет постоянным и ток I_0 .

Транзистор $VT1$ в диодном включении позволяет исключить влияние изменения напряжения на эмиттерном переходе транзистора $VT2$ на значение тока I_0 .

Предлагается следующая методика расчета источника тока в соответствии с рис. 3.

1.1.1. Определяется диапазон возможных значений тока источника, в котором выполняется условие выделения в датчике допустимой мощности

$$I_0 \leq \sqrt{\frac{P_d}{R_{ХН}}} = \sqrt{\frac{10^{-3}}{R_{ХН}}},$$

и выбирается его значение I_0 .

1.1.2. Из справочника [3] выбирается одинаковый тип транзисторов $VT1$ и $VT2$ таким образом, чтобы их максимальный ток коллектора был больше выбранного тока источника ($I_{кmax} > I_0$).

1.1.3. Рассчитывается номинальное значение напряжения на выходе датчика

$$U_{ДН} = R_{ХН} \cdot I_0.$$

1.1.4. С использованием второго закона Кирхгофа определяются возможные значения напряжения на резисторе $R2$, исходя из того, что напряжение между коллектором и эмиттером транзистора $VT2$ должно быть гарантированно больше его напряжения насыщения ($U_{кэ2} = (3...5) \text{ В}$):

$$U_{R2} \leq U_{П} - U_{ДН} - U_{кэ2},$$

где $U_{П} = 15 \text{ В}$ – рекомендуемое номинальное напряжение питания микросхем ОУ.

1.1.5. Из справочника [4] выбирается тип стабилитрона $VD1$ с номинальным напряжением стабилизации при условии, что оно должно быть не более определенного в п. 1.1.4 ($U_{CT1H} \leq U_{R2}$).

1.1.6. Определяется сопротивление резистора $R1$ для задания тока через стабилитрон $VD1$:

$$R1 = (U_{\Pi} - U_{эб1} - U_{CT1H}) / I_{CT1H},$$

где I_{CT1H} – номинальный ток выбранного типа стабилитрона; $U_{эб1} \approx 0,7$ В – напряжение эмиттер-база транзистора $VT1$.

1.1.7. Из справочника [5] выбираются тип и номинальное сопротивление резистора $R1_H$ с учетом того, чтобы допустимое отклонение от номинального значения δ_{R1} предпочтительно не превышало 5 % (например, С2–23).

1.1.8. Рассчитывается мощность, выделяющаяся в резисторе $R1$:

$$P_{R1} = R1_H I_{CT1H}^2,$$

и выбирается ее номинальное значение P_{R1H} , исходя из условия

$$P_{R1} > P_{R1H}.$$

1.1.9. Учитывая, что $U_{R2} = U_{CT1}$, определяется сопротивление резистора $R2$:

$$R2 = U_{CT1H} / I_0.$$

1.1.10. Из справочника выбираются тип и номинальное сопротивление резистора $R2_H$, ближайшее меньшее, чем $R2$, причем допустимое отклонение от номинального значения δ_{R2} не должно превышать 1 % (например, С2–29В или С2–13).

1.1.11. Рассчитывается мощность, выделяющаяся в резисторе $R2$:

$$P_{R2} = R2_H \cdot I_0,$$

и выбирается ее номинальное значение P_{R2H} .

1.1.12. Учитывая технологический разброс напряжения стабилизации стабилитрона δ_{CT} и допустимое отклонение от номинального значения δ_{R2} , для точного задания тока источника последовательно с резистором $R2$ следует включить подстроечный резистор $R3$, сопротивление которого можно рассчитать по формуле

$$R3 \geq R2 \cdot \frac{\delta_{CT} + 2\delta_{R2}}{100},$$

где $\delta_{CT} = \Delta U_{CTmax} / U_{CTH}$ (%) – относительное отклонение напряжения стабилизации от номинального значения; ΔU_{CTmax} – максимальное допустимое отклонение напряжения стабилизации (из паспортных данных на стабилитрон).

1.1.13. Выбираются тип подстроечного резистора и его номинальное сопротивление $R_{Зн}$ из ряда Е6 (например, СП5–2В или СП5–24), причем оно должно быть не меньше рассчитанного. Номинальную мощность можно взять минимальную для данного типа.

1.2. Расчет источника тока на основе операционного усилителя

В схеме источника тока на основе ОУ, показанной на рис. 4, за счет действия отрицательной обратной связи, образованной соединением эмиттера транзистора с инвертирующим входом ОУ, напряжение на резисторе $R2$ равно напряжению стабилизации стабилитрона $VD1$ $U_{СТ1}$. Это напряжение определяет значение тока эмиттера, а значит (при достаточно большом коэффициенте усиления транзистора), и выходного тока источника:

$$I_0 \approx I_э = \frac{U_{СТ}}{R2}.$$

На стабильность тока I_0 не оказывает влияние нестабильность напряжения перехода база-эмиттер транзистора, связанная с изменениями температуры окружающей среды, тока коллектора ($I_K = I_0$), напряжения коллектор-эмиттер $U_{КЭ}$, поскольку транзистор оказывается включенным в прямую цепь преобразования, охваченную обратной связью. Еще одно достоинство – выходной ток источника не зависит от нестабильности питающего напряжения, поскольку при его изменениях пропорционально изменяется и входное напряжение ОУ U_0 .

Погрешность такого источника тока определяется, во-первых, погрешностью резистора $R2$ и, во-вторых, отличием напряжения стабилизации стабилитрона от номинального значения.

В случае, если ток источника достаточно мал, целесообразно вместо биполярного транзистора $VT1$ использовать полевой, поскольку в этом случае выходное сопротивление источника увеличится.

Таким образом, рекомендуется использовать следующую методику расчета источника тока, соответствующего рис. 4.

1.2.1. Определяется диапазон возможных значений тока источника, в котором выполняется условие выделения в датчике допустимой мощности:

$$I_0 \leq \sqrt{\frac{P_D}{R_{Хн}}} = \sqrt{\frac{10^{-3}}{R_{Хн}}},$$

и выбирается его значение I_0 .

1.2.2. С помощью прил. 1 или справочника [6] выбирается тип ОУ, а из справочника [3] – тип транзистора $VT1$ таким образом, чтобы максимальный ток коллектора был больше выбранного тока источника ($I_{кmax} > I_0$).

1.2.3. Рассчитывается номинальное значение напряжения на выходе датчика

$$U_{\text{ДН}} = R_{\text{ХН}} \cdot I_0.$$

1.2.4. С помощью второго закона Кирхгофа определяются возможные значения напряжения на резисторе R_2 , исходя из того, что напряжение между коллектором и эмиттером транзистора VT должно быть гарантированно больше его напряжения насыщения ($U_{\text{кэ}} = (3...5) \text{ В}$):

$$U_{R2} \leq U_{\text{П}} - U_{\text{ДН}} - U_{\text{кэ}},$$

где $U_{\text{П}}$ – номинальное напряжение питания микросхемы ОУ.

1.2.5. Из справочника [4] выбирается тип стабилитрона $VD1$ с номинальным напряжением стабилизации при условии, что оно должно быть не более определенного в п. 1.2.4 ($U_{\text{СТ1Н}} \leq U_{R2}$).

1.2.6. Определяется сопротивление резистора $R1$ для задания тока через стабилитрон VD :

$$R1 = (U_{\text{П}} - U_{\text{СТ1Н}}) / I_{\text{СТ1Н}},$$

где $I_{\text{СТ1Н}}$ – номинальный ток выбранного типа стабилитрона.

1.2.7. Из справочника [5] выбирается тип и номинальное сопротивление резистора $R1_{\text{н}}$ таким образом, чтобы допустимое отклонение от номинального значения δ_{R1} предпочтительно не превышало 5 % (например, С2–23).

1.2.8. Рассчитывается мощность, выделяющаяся в резисторе $R1$:

$$P_{R1} = R1_{\text{н}} I_{\text{СТ1Н}}^2,$$

и выбирается ее номинальное значение $P_{R1\text{н}} > P_{R1}$.

1.2.9. Учитывая, что $U_{R2} = U_{\text{СТ1}}$, определяется сопротивление резистора $R2$:

$$R2 = U_{\text{СТ1Н}} / I_0.$$

1.2.10. Из справочника выбираются тип и номинальное сопротивление резистора $R2_{\text{н}}$, ближайшее меньшее, чем $R2$. Желательно, чтобы допустимое отклонение от номинального значения δ_{R2} не превышало 1 %. Таковыми могут быть резисторы типа С2–29В или С2–13.

1.2.11. Рассчитывается мощность, выделяющаяся в резисторе $R2$:

$$P_{R2} = R2_{\text{н}} I_0^2,$$

и выбирается ее номинальное значение $P_{R2\text{н}}$.

1.2.12. Учитывая технологический разброс напряжения стабилизации стабилитрона $\delta_{\text{ст}}$ и отклонение от номинального значения δ_{R2} , для точного задания тока источника последовательно с резистором $R2$ следует включить подстроечный резистор $R3$, сопротивление которого можно рассчитать по формуле

$$R3 \geq R2 \cdot \frac{\delta_{\text{ст}} + 2\delta_{R2}}{100},$$

где $\delta_{\text{ст}} = \Delta U_{\text{СТmax}} / U_{\text{СТн}}$ (%) – относительное отклонение напряжения стабилизации от номинального значения; $\Delta U_{\text{СТmax}}$ – максимальное допустимое отклонение напряжения стабилизации (из паспортных данных на стабилитрон).

1.2.13. Выбираются тип подстроечного резистора (например, СП5–2В или СП5–24) и его номинальное сопротивление $R3_{\text{н}}$ из ряда Е6, причем оно должно быть не меньше рассчитанного. Номинальную мощность можно взять минимальную для данного типа.

2. Расчет масштабирующего усилителя (делителя напряжения)

Коэффициент передачи определяется как отношение номинального входного напряжения АЦП к номинальному напряжению резистивного датчика:

$$K_{\text{П}} = \frac{U_{\text{АЦПн}}}{U_{\text{Дн}}}.$$

Если $K_{\text{П}} > 1$, то в состав устройства должен входить масштабирующий усилитель.

При $K_{\text{П}} = 1$ в состав устройства следует ввести повторитель напряжения на основе ОУ для повышения входного сопротивления АЦП и минимизации погрешности, обусловленной влиянием этого сопротивления на выходное напряжение датчика.

Если $K_{\text{П}} < 1$, потребуется резистивный делитель напряжения.

2.1. Расчет масштабирующего усилителя

2.1.1. Выбирается схема усилителя. При этом следует учитывать, что схема неинвертирующего усилителя обеспечивает значительно более высокое входное сопротивление (и тем самым более высокую точность), что особенно важно при работе с резистивными датчиками.

2.1.2. С помощью прил. 1 или справочника [6] выбирается тип операционного усилителя, причем необходимо иметь в виду, что значения напряжения смещения $U_{\text{см}}$, входного тока $i_{\text{вх}}$, коэффициента усиления $K_{\text{оу}}$

непосредственно влияют на погрешность всего МУ. Целесообразно поэтому использовать или ОУ с малыми входными токами и балансировкой нуля, или прецизионный ОУ так, чтобы суммарная приведенная погрешность МУ не превышала допустимую $\gamma_{уд}$, указанную в задании.

2.1.3. Если выбран неинвертирующий усилитель, схема которого показана на рис. 5, то сопротивления резисторов МУ рассчитываются из системы уравнений. Первое из них – формула коэффициента усиления неинвертирующего усилителя. Второе уравнение представляет собой неравенство для составляющей приведенной аддитивной погрешности МУ, обусловленной входными токами ОУ $\gamma_{вх}$, допустимым значением $\gamma_{вхд}$ которой задаются, исходя из суммарной допустимой погрешности МУ $\gamma_{уд}$:

$$\begin{cases} K_y = \frac{U_{АЦПн}}{U_{Дн}} = 1 + \frac{R2}{R1}, \\ \gamma_{вхд} \geq \gamma_{вх} = \frac{i_{вх}}{U_{Дн}} \cdot \frac{R2R1}{R1 + R2} \cdot 100\%. \end{cases}$$

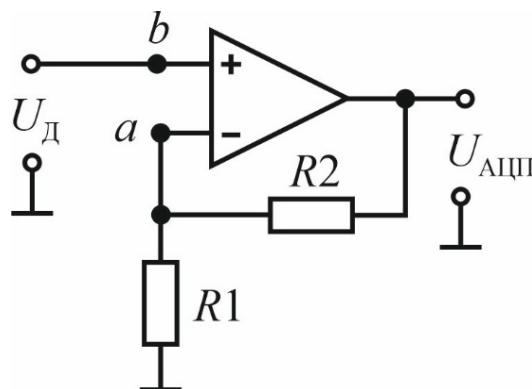


Рис. 5. Схема неинвертирующего усилителя

2.1.4. Из справочника [5] выбираются тип и номинальные сопротивления резисторов $R1$ и $R2$. Причем, поскольку погрешности сопротивлений резисторов непосредственно влияют на мультипликативную погрешность МУ, целесообразно выбирать их прецизионными (например, типов С2–29В, С2–13) с малым допустимым отклонением от номинального значения сопротивления (δ_R не более $\pm 1\%$).

2.1.5. Рассчитываются мощности, выделяющиеся в резисторах:

$$P_2 = \frac{(U_{АЦПн} - U_{Дн})^2}{R2}, \quad P_1 = \frac{U_{Дн}^2}{R1},$$

и выбираются их номинальные значения из условия $P_{нi} \geq P_i$.

2.1.6. При анализе погрешностей МУ в нормальных условиях следует учитывать следующие составляющие:

- мультипликативную погрешность, обусловленную отличием сопротивлений резисторов схемы от номинальных γ_R ;
- мультипликативную погрешность, обусловленную конечными значениями коэффициентов усиления K_{oy} и ослабления синфазного сигнала $M_{сф}$ ОУ;
- аддитивную погрешность, обусловленную входными токами $\gamma_{вх}$ и разностью входных токов $\gamma_{\Delta вх}$ ОУ (при использовании балансировки нуля считать $\gamma_{вх} = \gamma_{\Delta вх} = 0$);
- аддитивную погрешность, обусловленную напряжением смещения ОУ γ_c (при наличии балансировки нуля $\gamma_c = 0$).

2.1.6.1. С учетом того, что допустимая погрешность усилителя мала, а допустимые отклонения δ_R от номинального сопротивления у резисторов $R1$ и $R2$ достаточно велики, необходимо обеспечить точную настройку коэффициента усиления с помощью дополнительного подстроечного резистора $R3$, включенного последовательно с резистором $R2$, сопротивление которого определяется по формуле

$$R3 = 2 \cdot \frac{\delta_{R2}}{100} \cdot R2.$$

Номинальное значение сопротивления резистора $R3_n$ выбирается обычно из условия $R3_n \geq R3$ (ряд Е6) и номинальной мощностью, не превышающей 0,5 Вт (например, типа СП5–2В, СП5–24).

В этом случае составляющую погрешности, обусловленную отличием сопротивлений резисторов схемы от номинальных значений, можно считать равной нулю ($\gamma_R = 0$).

2.1.6.2. Мультипликативная погрешность МУ, обусловленная конечным значением коэффициента усиления ОУ K_{oy} , рассчитывается по формуле

$$\gamma_M = \gamma_K = \frac{1 - (\beta K_{oy} / M_{сф})}{1 + \beta K_{oy}} \cdot 100\%,$$

где $M_{сф}$ – коэффициент ослабления синфазного сигнала ОУ (в абсолютных единицах); β – коэффициент обратной связи, причем

$$\beta = \frac{R1}{R1 + R2}.$$

2.1.6.3. Составляющая приведенной аддитивной погрешности МУ, обусловленная напряжением смещения ОУ $U_{см}$, может быть определена по формуле

$$\gamma_c = \frac{U_{см}}{U_{ДН}} 100\%.$$

2.1.6.4. Составляющая приведенной аддитивной погрешности, обусловленной входными токами ОУ $\gamma_{вх}$, определяется в п. 2.1.3.

2.1.6.5. Таким образом, имеем

$$\gamma_A = \sqrt{\gamma_c^2 + \gamma_{вх}^2}.$$

Если $\gamma_A > \gamma_{уд}$, необходимо использовать балансировку нуля ОУ по типовым схемам, приводимым в справочных данных. После проведения такой операции можно считать $\gamma_A = 0$.

2.1.6.6. Определяется суммарная приведенная погрешность МУ, при этом считают мультипликативную и аддитивную составляющие независимыми:

$$\gamma_y = \sqrt{\gamma_A^2 + \gamma_M^2}.$$

Если окажется, что $\gamma_y > \gamma_{уд}$, необходимо выбрать другой тип операционного усилителя и повторить расчет МУ.

2.2. Расчет повторителя напряжения

2.2.1. Повторитель напряжения на основе ОУ, схема которого показана на рис. 6, представляет собой частный случай неинвертирующего усилителя с коэффициентом передачи $K_{П} = 1$. При этом выбирать тип ОУ из прил. 1 или справочника [6] следует таким образом, чтобы погрешность повторителя γ_y не превышала указанного в задании значения допустимой погрешности усилителя $\gamma_{уд}$.

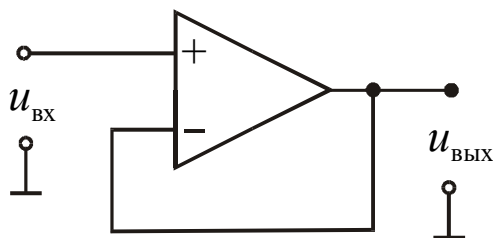


Рис. 6. Схема повторителя напряжения

2.2.2. Максимальное значение мультипликативной погрешности повторителя определяется соотношением номинального сопротивления датчика и входного сопротивления выбранного типа ОУ:

$$\gamma_M = \frac{R_{ДН}}{R_{ВХ}} \cdot 100\%.$$

2.2.3. Приведенная аддитивная погрешность повторителя, обусловленная напряжением смещения ОУ $U_{см}$, рассчитывается по формуле

$$\gamma_A = \frac{U_{см}}{U_{ДН}} \cdot 100\%.$$

2.2.4. Если $\gamma_A \gg \gamma_M$, можно считать, что

$$\gamma_y = \gamma_A,$$

но если при этом $\gamma_A > \gamma_{yд}$, необходимо использовать балансировку нуля ОУ по типовым схемам, приводимым в справочных данных. После проведения такой операции можно считать $\gamma_y = 0$.

2.3. Расчет делителя напряжения

В случае, если номинальное входное напряжение АЦП меньше номинального выходного напряжения ПСН, требуется использование резистивного делителя напряжения, схема которого представлена на рис. 7, коэффициент передачи которого определяется по формуле

$$K_{\Pi} = \frac{U_{АЦПн}}{U_{ДН}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

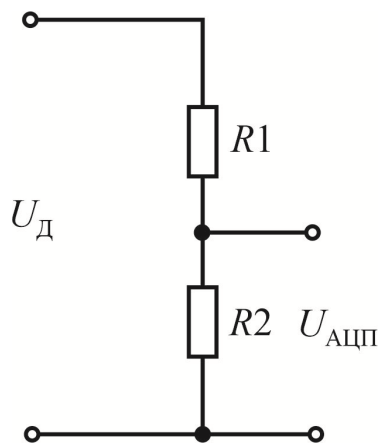


Рис. 7. Схема резистивного делителя напряжения

Условия применения делителя напряжения:

1. Выходное сопротивление источника сигнала должно быть гораздо меньше суммарного сопротивления делителя. В данном случае

$$R_{ХН} \ll (R_1 + R_2).$$

2. Входное сопротивление АЦП должно быть гораздо больше сопротивления резистора R_2 :

$$R_{\text{вх}} \gg R_2.$$

Таким образом, исходя из заданной допустимой погрешности $\gamma_{\text{уд}}$, сопротивления резисторов следует выбирать из следующих условий:

$$R_1 + R_2 \geq 2R_{\text{хн}} \cdot 100\% / \gamma_{\text{уд}},$$

$$R_2 \leq \gamma_{\text{уд}} R_{\text{вх}} / 200\%.$$

Если первое условие практически выполнимо только при небольших номинальных сопротивлениях датчика, то, учитывая, что входное сопротивление интеграторов АЦП, как правило, не превышает нескольких десятков килоом, второе условие без применения на выходе делителя повторителя напряжения на основе ОУ выполнить не удастся.

Однако в этом случае придется произвести анализ аддитивной погрешности повторителя аналогично пп. 2.2.2–2.2.4.

Кроме того, для устранения мультипликативной погрешности делителя, обусловленной отличием сопротивлений резисторов R_1 и R_2 в дискретном исполнении от номинальных значений, потребуется ввести в схему подстроечный резистор R_3 , сопротивление которого следует определить по формуле

$$R_3 = 2 \cdot \frac{\delta_{R_2}}{100} \cdot R_2.$$

В связи с этим в случае, если $U_{\text{АЦПн}}$ меньше, чем $U_{\text{дн}}$, т.е. $K_{\text{п}} < 1$, целесообразно произвести перерасчет источника тока, уменьшить ток I_0 до такого значения, при котором $U_{\text{дн}} = R_{\text{хн}} \cdot I_0$ станет равным $U_{\text{АЦПн}}$.

Тогда следует ввести в схему повторитель напряжения на ОУ и произвести его расчет согласно п. 2.2.

3. Расчет аналого-цифрового преобразователя

Интегрирующие АЦП благодаря высокой помехоустойчивости способны обеспечить высокую точность преобразования аналогового сигнала в цифровой код. Имеются два вида таких АЦП. Первый из них представляет собой совокупность преобразователя напряжения в частоту (ПНЧ) и преобразователя частоты в код (ПЧК), а второй – совокупность преобразователя напряжения в интервал времени (ПНВ) и преобразователя интервала времени в код (ПВК).

3.1. Расчет преобразователя напряжения в частоту импульсов

Расчет (выбор) параметров элементов данной схемы следует производить согласно рекомендациям, приводимым в технической литературе, в следующем порядке:

$$R1 = U_{\text{АППН}} / I_{\text{BX}},$$

20

3.1.2. Из справочника [5] выбираются тип и номинальное сопротивление резистора $R1$ с рекомендуемым производителем допустимым отклонением

$$\delta_R = \pm 0,5 \, \%.$$

3.1.3. Выбирается номинальная мощность из условия

$$P_{R1н} \geq P_{R1} = R1 I_{ВХ}^2.$$

3.1.4. Определяется сопротивление резистора $R2$ с учетом неравенства

$$R2 > U / I_{R2},$$

где $I_{R2} = 10$ мА – рекомендуемый ток резистора $R2$; U – напряжение источника питания, к которому подключен резистор $R2$.

3.1.5. При выборе типа, номинального сопротивления и допустимого отклонения сопротивления резистора $R2$ необходимо учитывать, что время нарастания амплитуды импульса на частотном выходе зависит от постоянной времени, задаваемой им, и суммарной паразитной емкостью, подключенной к выводу 7, поэтому при работе в широкополосном диапазоне необходимо уменьшить $R2$ и обеспечить на выходе микросхемы минимальную емкость нагрузки. В случае использования напряжения $U = +5$ В (для согласования уровней цифровых сигналов ПНЧ и контроллера) при выборе типа резистора можно воспользоваться табл. 2.

Таблица 2

Максимальная выходная частота элементов

Наименование элемента	Максимальная выходная частота		
	10 кГц	100 кГц	500 кГц
$C1$	10 нФ $\pm 5 \, \%$	1 нФ $\pm 5 \, \%$	1 нФ $\pm 5 \, \%$
$C2$	3600 пФ $\pm 5 \, \%$	330 пФ $\pm 5 \, \%$	100 пФ $\pm 5 \, \%$
$R2$	2 кОм $\pm 5 \, \%$	1 кОм $\pm 5 \, \%$	470 Ом $\pm 5 \, \%$

3.1.6. Номинальная мощность резистора $R2$ выбирается из условия

$$P_{R2н} \geq P_{R2} = U^2 / R2.$$

3.1.7. Номинальная емкость интегрирующего конденсатора $C1$ выбирается из значений, приведенных в табл. 2. Значение емкости конденсатора $C1$ влияет на амплитуду колебаний на выходе интегратора (вывод 13) и не влияет на выходную частоту преобразователя в режиме ПНЧ. Для обеспечения высокой линейности преобразования тип конденсатора $C1$ необходимо выбирать из справочника [7] с малой утечкой и малым коэффициентом диэлектрической абсорбции (например, такие, как К72П–6, К71–4, К71–5, К72–9, К73П–7, К73–16).

3.1.8. Конденсатор $C2$ задает длительность выходного импульса и вместе с резистором $R1$ определяет рабочий диапазон частот, они не должны иметь температурного и временного дрейфа. Емкость конденсатора $C2$ может быть определена из формулы

$$C2 = U_{\text{АЦПн}} / (U_0 R1 f_{\text{н}}),$$

где $U_0 = 7,5$ В – напряжение внутреннего опорного источника ИМС; $f_{\text{н}}$ – номинальная (максимальная) выходная частота ПНЧ.

Некоторые значения емкостей этого конденсатора указаны в табл. 2.

Исходя из того, что указанным требованиям удовлетворяют фторопластовые и полистирольные конденсаторы, относящиеся к группам К71 – К72, тип конденсатора $C2$ целесообразно выбрать таким же, как и $C1$.

При этом номинальное напряжение их не должно быть меньше, чем номинальное напряжение питания ИМС $U_{\text{сн}} \geq U_{\text{п}} = 15$ В.

3.1.9. Учитывая, что микросхемы 1108ПП1 имеют исходный технологический разброс погрешности преобразования полной шкалы δ_{FS} в пределах ± 10 %, для обеспечения необходимой точности должна быть предусмотрена возможность изменения сопротивления резистора интегратора. Для этого последовательно с резистором $R1$ следует включить подстроечный резистор $R3$, сопротивление которого можно рассчитать следующим образом:

$$R3 \geq R1 \cdot \frac{\delta_{FS}}{100}.$$

3.1.10. Выбираются номинальное значение сопротивления и номинальная мощность резистора $R3$, исходя из тех же условий, как и при выборе резистора $R3$ источника тока (см. п. 1.1.13 или 1.2.13).

3.1.11. При введении в состав ПНЧ подстроечного резистора $R3$ мультипликативную составляющую погрешности АЦП можно считать равной нулю ($\gamma_{\text{АЦПм}} = 0$).

3.1.12. Таким образом, суммарная погрешность ПНЧ определяется аддитивной составляющей, приведенное значение которой представляет отношение напряжения смещения нуля на входе U_{I0} к номинальному значению входного напряжения:

$$\gamma_{\text{АЦП}} = \gamma_{\text{АЦПа}} = U_{I0} 100 \% / U_{\text{АЦПн}}.$$

3.1.13. Убедиться, что при выбранных параметрах элементов обеспечиваются заданные точностные характеристики АЦП. Если

$$\gamma_{\text{АЦП}} \leq \gamma_{\text{АЦПд}},$$

то расчет ПНЧ выполнен успешно.

3.2. Расчет преобразователя напряжения в интервал времени

При построении ПНВ рекомендуется использовать «классический» метод двухтактного интегрирования, когда преобразуемая величина $U_{\text{АЦП}}$ интегрируется в течение строго определенного интервала времени T_0 , после чего она отключается от входа преобразователя. В дальнейшем производится интегрирование только образцового сигнала U_0 противоположной полярности в течение промежутка времени T_X , длительность которого пропорциональна значению преобразуемой величины. Таким образом, функция преобразования имеет вид

$$T_X = -\frac{U_X}{U_0} T_0.$$

Функциональная схема ПНВ, реализующего метод двухтактного интегрирования, показана на рис. 9. Достоинством его являются высокие метрологические показатели при простоте построения аналоговой части.

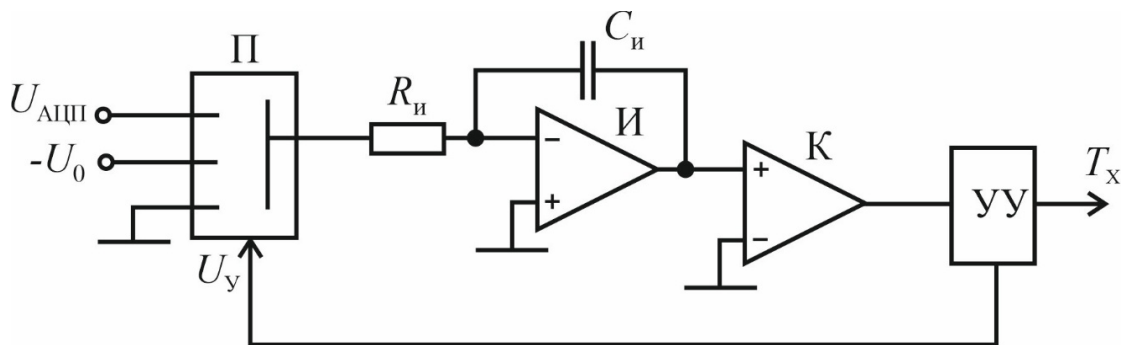


Рис. 9. Функциональная схема ПНВ, реализующего метод двухтактного интегрирования:

П – переключатель; И – интегратор;
К – компаратор; УУ – устройство управления

Расчет ПНВ предлагается производить по следующей методике:

3.2.1. Выбирается значение образцового напряжения U_0 .

Как правило, его выбирают равным номинальному значению входного напряжения АЦП $U_0 = U_{\text{АЦПн}}$. В этом случае длительность первого такта T_0 будет определяться номинальным значением выходного информативного интервала времени $T_0 = T_{\text{Хн}}$.

3.2.2. Схему источника образцового напряжения (ИОН) целесообразно выбирать из стандартных, приводимых в литературе по схемотехнике, например [1], причем целесообразно для обеспечения тока через прецизионный стабилитрон постараться использовать общую с источником тока схему формирования. В этом случае погрешность ее не будет влиять на погрешность преобразования всего устройства ввода.

3.2.2.1. Если за исходную выбрана схема на рис. 2, то порядок расчета будет следующим:

а) тип транзистора $VT3$ желательно взять таким же, как и $VT2$. При этом базы транзисторов следует объединить, эмиттер $VT3$ через резистор $R4$ соединить с источником питания U_{Π} , а к коллектору подключить стабилитрон $VD2$;

б) выбрать тип стабилитрона $VD2$ с номинальным напряжением U_{CT2H} , значение которого определяется из условия

$$U_{CT2H} \leq U_{\Pi} - U_{CT1H} - U_{кэ2};$$

в) сопротивление резистора $R4$, задающего ток через стабилитрон $VD2$, определяется по формуле

$$R4 = U_{CT1H} / I_{CT2H},$$

где I_{CT2H} – номинальный ток стабилизации $VD2$;

г) из справочника выбираются тип, номинальное сопротивление и номинальная мощность резистора $R4_H$ аналогично пп. 1.1.10 и 1.1.11 с таким же допустимым отклонением.

3.2.2.2. При выборе за основу схемы на рис. 3 расчет следует вести следующим образом:

а) тип транзистора $VT2$ желательно выбрать таким же, как и $VT1$. При этом базы транзисторов следует объединить, эмиттер $VT2$ через резистор $R4$ соединить с источником питания U_{Π} , а к коллектору подключить стабилитрон $VD2$;

б) выбрать тип стабилитрона $VD2$ с номинальным напряжением U_{CT2H} , значение которого определяется из условия

$$U_{CT2H} \leq U_{\Pi} - U_{CT1H} - U_{кэ2},$$

где $U_{кэ2}$ – напряжение коллектор-эмиттер транзистора $VT2$ (задается из тех же условий, что и в п. 1.2.4);

в) сопротивление резистора $R4$, задающего ток через стабилитрон $VD2$, определяется по формуле

$$R4 = U_{CT1H} / I_{CT2H},$$

где I_{CT2H} – номинальный ток стабилизации $VD2$;

г) из справочника выбираются тип, номинальное сопротивление и номинальная мощность резистора $R4_H$ аналогично пп. 1.2.10 и 1.2.11.

3.2.3. Согласно функции преобразования ПНВ полярности преобразуемого напряжения $U_{АЦП}$ и образцового U_0 должны быть противоположными. Для формирования напряжения U_0 отрицательной полярности

целесообразно использовать схему инвертирующего усилителя на основе ОУ, показанную на рис. 10.

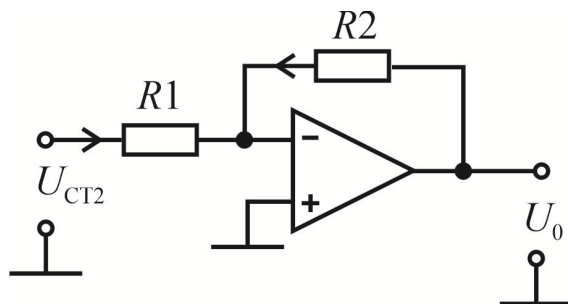


Рис. 10. Схема инвертирующего усилителя на основе ОУ

В этом случае:

3.2.3.1. Для сокращения номенклатуры элементной базы желательно выбрать тип операционного усилителя таким же, как и для масштабирующего усилителя и интегратора.

3.2.3.2. Определяется коэффициент передачи

$$|K| = \frac{U_0}{U_{ст2н}} = \frac{R2}{R1}.$$

3.2.3.3. Сопротивление резистора $R1$ выбирается из типового для инвертирующих усилителей диапазона значений 1–10 кОм.

3.2.3.4. Тогда сопротивление резистора $R2$ определяется как

$$R2 = |K| \cdot R1.$$

3.2.3.5. Тип, номинальные сопротивления и мощности резисторов $R1$ и $R2$ выбираются аналогично выбору резисторов масштабирующего усилителя (см. пп. 2.1.4 и 2.1.5).

3.2.3.6. При расчете инвертирующего усилителя, учитывая технологический разброс напряжений стабилизации стабилитрона $VD2$, следует предусмотреть возможность регулировки коэффициента усиления с помощью дополнительного подстроечного резистора $R3$, включенного последовательно с резистором $R2$ в цепь обратной связи ОУ. В этом случае сопротивление резистора $R3$ можно определить по формуле

$$R3 \geq R2 \cdot \frac{\delta_{ст2} + 2\delta_{R2}}{100},$$

где $\delta_{ст2}$ – относительное отклонение напряжения стабилизации стабилитрона $VD2$ от номинального значения.

3.2.3.7. Тип, номинальные значения сопротивления и мощности резистора $R3$ выбираются аналогично п. 2.1.6.1.

3.2.4. Производится расчет параметров интегратора.

При $U_{\text{АЦПн}} = U_0$ длительность первого такта работы ПНВ T_0 и номинальное значение выходного интервала времени $T_{\text{Хн}}$ будут равны $T_0 = T_{\text{Хн}} = T_{\text{ц}} / 2$, где $T_{\text{ц}}$ – длительность цикла.

3.2.4.1. Тогда, задаваясь значением сопротивления резистора $R_{\text{и}}$ интегратора из диапазона 1–10 кОм (с учетом допустимой составляющей погрешности ПНВ, обусловленной входным током ОУ интегратора), емкость конденсатора $C_{\text{и}}$ определяют из условия, чтобы за интервал времени T_0 напряжение на выходе интегратора $U_{\text{и}}$ не вышло за пределы линейного участка работы ОУ ($U_{\text{и}} \leq U_{\text{П}} - 2$, В). В этом случае

$$C_{\text{и}} \geq \frac{U_{\text{АЦПн}} \cdot T_0}{(U_{\text{П}} - 2) R_{\text{и}}},$$

где $U_{\text{П}}$ – напряжение питания ОУ.

3.2.4.2. Выбираются тип, номинальное сопротивление и мощность резистора $R_{\text{и}}$. При этом желательно, чтобы допустимое отклонение сопротивления от номинального значения δ_R не превышало ± 1 %.

3.2.4.3. Для обеспечения высокой линейности преобразования тип конденсатора $C_{\text{и}}$ должен иметь малый коэффициент диэлектрической абсорбции (например, как К72П–6, К71–4, К71–5, К72–9, К73П–7, К73–16). Номинальную емкость следует выбирать из ряда Е24 с допустимым отклонением $\delta_C = 5$ %.

3.2.5. Из справочника [6] рекомендуется выбрать такой тип ИМС компаратора, который обеспечивает выходной сигнал ТТЛ уровней ($U_{\text{н}}^1 = 5$ В, $U_{\text{н}}^0 = 0$) для обеспечения согласования с уровнями сигналов контроллера.

3.2.6. В качестве переключателя на входе ПНВ целесообразно использовать одну из микросхем серии К590, обеспечивающую коммутацию трех каналов (прил. 3). При этом считать, что сигналы управления переключателем $U_{\text{у}}$ формируются микропроцессорной системой.

3.2.7. Как следует из функции преобразования, на точность ПНВ не оказывают влияния ни сопротивление резистора $R_{\text{и}}$, ни емкость конденсатора $C_{\text{и}}$, поэтому мультипликативная погрешность преобразования оказывается практически равной погрешности ИОН, и в случае обеспечения настройки значения U_0 в нормальных условиях ею можно пренебречь ($\gamma_{\text{АЦПм}} = 0$).

Аддитивная же погрешность определяется напряжениями смещения ОУ интегратора $U_{\text{СМи}}$ и компаратора $U_{\text{СМк}}$, а также входным током ОУ интегратора и сопротивлением резистора $R_{\text{и}}$. Причем все составляющие можно считать независимыми.

3.2.7.1. Приведенное значение составляющей аддитивной погрешности, обусловленной напряжениями смещения, можно рассчитать по формуле

$$\gamma_{\text{АЦПс}} = \frac{U_{\text{смн}} + U_{\text{смк}}}{U_{\text{АЦПн}}} \cdot 100\%.$$

3.2.7.2. Приведенное значение составляющей аддитивной погрешности, обусловленной входным током ОУ интегратора, определяется как

$$\gamma_{\text{АЦПвх}} = \frac{i_{\text{вх}} R_{\text{и}}}{U_{\text{АЦПн}}} \cdot 100\%.$$

3.2.7.3. Пренебрегая погрешностью линейности, суммарную погрешность преобразования ПНВ можно считать равной аддитивной погрешности:

$$\gamma_{\text{АЦП}} = \gamma_{\text{АЦПа}} = \sqrt{\gamma_{\text{АЦПс}}^2 + \gamma_{\text{АЦПвх}}^2}.$$

3.2.7.4. Если $\gamma_{\text{АЦП}} \leq \gamma_{\text{АЦПд}}$, то расчет ПНВ выполнен успешно, если же окажется, что $\gamma_{\text{АЦП}} \geq \gamma_{\text{АЦПд}}$, необходимо вводить балансировку нуля ОУ интегратора или компаратора.

4. Анализ погрешности устройства ввода

Поскольку в техническом задании на разработку электронных измерительных устройств указывается обычно общая допустимая погрешность измерения, при их проектировании прежде всего формируются требования к точностным характеристикам отдельных узлов, такие, чтобы в итоге обеспечивалось выполнение требований задания. Для разрабатываемого в курсовом проекте устройства приведенное значение общей погрешности преобразования может быть выражено через погрешности узлов (учитывая их независимость) следующим образом:

$$\gamma = \sqrt{\gamma_{\text{ПСН}}^2 + \gamma_{\text{У}}^2 + \gamma_{\text{АЦП}}^2},$$

где $\gamma_{\text{ПСН}}$ – приведенная погрешность преобразователя сопротивления в напряжение; $\gamma_{\text{У}}$ – приведенная суммарная погрешность масштабирующего усилителя; $\gamma_{\text{АЦП}}$ – приведенная суммарная погрешность АЦП.

При использовании в источнике тока регулировки тока I_0 с помощью подстроечного резистора погрешность ПСН в нормальных условиях можно считать равной нулю ($\gamma_{\text{ПСН}} = 0$).

Таким образом, общая погрешность преобразования устройства ввода будет зависеть только от погрешностей МУ и АЦП:

$$\gamma = \sqrt{\gamma_y^2 + \gamma_{\text{АЦП}}^2}.$$

Если в результате расчетов окажется, что эта погрешность не превышает указанную в задании допустимую погрешность преобразования

$$\gamma \leq \gamma_d,$$

то можно утверждать, что предложенный вариант схемной реализации удовлетворяет требованиям задания.

В противном случае потребуется выбор иного варианта схемной реализации того узла, который вносит наибольший вклад в погрешность преобразования.

5. Разработка принципиальной схемы устройства ввода

Принципиальная схема должна быть выполнена в соответствии с требованиями действующих ГОСТов и ЕСКД.

Обеспечить питание применяемых ИМС номинальными напряжениями. При этом использовать по шинам питания фильтрующие конденсаторы емкостью не менее 10 мкФ.

Считать разработанное устройство ввода отдельным модулем с разъемным соединением. Все внешние сигналы и напряжения питания подавать через один разъем.

Перечень элементов выполнить как отдельный лист графической части.

В анализе полученных результатов указать достигнутые значения погрешностей для отдельных узлов и всего устройства в целом. Сделать вывод о соответствии разработанного устройства требованиям задания.

ПРИМЕР РАСЧЕТА УСТРОЙСТВА ВВОДА

Вариант 21

Вариант	Диапазон сопротивлений датчика R_X , Ом	Допустимая погрешность МУ $\gamma_{уд}$, %	Допустимая погрешность АЦП $\gamma_{АЦПд}$, %	Допустимая погрешность преобразования γ_d , %	Диапазон входного напряжения АЦП $U_{АЦП}$, В	Тип АЦП	Диапазон выходных сигналов АЦП
21	100–1000	0,05	0,1	0,2	0–4	ПНВ	0–10 мс

1. Расчет преобразователя сопротивления в напряжение

Для источника тока ПСН выбрана схема на основе ОУ (см. рис. 4).

1.1. Диапазон возможных значений тока источника составляет

$$I_0 \leq \sqrt{\frac{P_D}{R_{Xн}}} = \sqrt{\frac{10^{-3}}{R_{Xн}}} = \sqrt{\frac{10^{-3}}{1000}} = 10^{-3} \text{ А} = 1 \text{ мА}.$$

Выбрано значение $I_0 = 1 \text{ мА.ф}$

1.2. Из приложения П1 выбрана ИМС ОУ К140УД17А, а в качестве транзистора VT1 – КТ361А с параметрами

$$I_{к\max} = 50 \text{ мА}, \quad U_{кэ\max} = 25 \text{ В}.$$

1.3. Номинальное напряжение на выходе датчика:

$$U_{Дн} = R_{Xн} \cdot I_0 = 1000 \cdot 0,001 = 1 \text{ В}.$$

1.4. Диапазон возможных значений напряжения на резисторе R2:

$$U_{R2} \leq U_{\Pi} - U_{Дн} - U_{кэ} = 15 - 1 - 4 = 10 \text{ В}.$$

1.5. В качестве стабилитрона VD1 выбран КС175А с параметрами

$$U_{СТ1н} = 7,5 \text{ В}, \quad I_{СТ1н} = 10 \text{ мА}, \quad \Delta U_{СТ\max} = 0,75 \text{ В}.$$

1.6. Сопротивление резистора R1 равно

$$R1 = (U_{\Pi} - U_{СТ1н}) / I_{СТ1н} = (15 - 7,5) / 0,01 = 750 \text{ Ом}.$$

1.7. Выбран тип С2–23, из ряда Е24 номинальное значение $R1_n = 750 \text{ Ом}$, допустимое отклонение $\delta_{R1} = 5 \%$.

1.8. Мощность, которая выделяется в резисторе R1, равна

$$P_{R1} = R1_n I_{СТ1н}^2 = 750 (0,01)^2 = 0,075 \text{ Вт}.$$

Номинальное значение мощности выбрано $P_{R1н} = 0,125 \text{ Вт}$.

1.9. Сопротивление резистора $R2$ равно

$$R2 = U_{CT1H} / I_0 = 7,5 / 0,001 = 7500 \text{ Ом.}$$

1.10. Выбран тип С2–29В, из ряда Е192 номинальное значение $R2_H = 7410 \text{ Ом}$, допустимое отклонение $\delta_{R1} = 1 \%$.

1.11. Мощность, которая выделяется в резисторе $R2$, равна

$$P_{R2} = R2_H I_0^2 = 7410 \cdot (0,001)^2 = 0,00741 \text{ Вт.}$$

Выбрано номинальное значение мощности $P_{R2H} = 0,062 \text{ Вт}$.

1.12. Относительное отклонение напряжения стабилизации стабилитрона $VD1$ от номинального значения равно

$$\delta_{CT1} = \Delta U_{CT1max} \cdot 100\% / U_{CT1H} = 0,75 \cdot 100 / 7,5 = 10\%.$$

Сопротивление подстроечного резистора $R3$ должно быть не менее

$$R3 \geq R2_H \cdot \frac{\delta_{CT1} + 2\delta_{R2}}{100} = 7410 \frac{10 + 2}{100} = 889,2 \text{ Ом.}$$

1.13. Выбран резистор типа СП5–2ВА с номинальным сопротивлением $R3_H = 1 \text{ кОм}$, номинальной мощностью $0,5 \text{ Вт}$ и допустимым отклонением $\delta_{R3} = 10 \%$.

2. Расчет масштабирующего усилителя

2.1. С учетом того, что коэффициент передачи равен

$$K_{\Pi} = \frac{U_{АЦП\ H}}{U_{ДН}} = \frac{4}{1} = 4,$$

выбрана схема неинвертирующего усилителя на основе ОУ.

2.2. В качестве операционного усилителя выбрана микросхема К140УД17А.

2.3. Для определения сопротивлений резисторов МУ была решена система уравнений

$$\begin{cases} 1 + \frac{R6}{R5} = 4, \\ \gamma_{ВХД} \geq \gamma_{ВХ} = \frac{i_{ВХ}}{U_{ДН}} \cdot \frac{R5R6}{R5 + R6} = \frac{2 \cdot 10^{-9}}{1} \cdot \frac{R5R6}{R5 + R6}. \end{cases}$$

При этом допустимая погрешность, обусловленная входными токами ОУ, принята равной

$$\gamma_{ВХД} = 0,01\% = 0,0001.$$

В результате сопротивление резистора $R5$ не должно превышать

$$R5 \leq 66\,667 \text{ Ом.}$$

2.4. Выбран резистор типа С2–29В с номинальным значением $R5_{\text{н}} = 10 \text{ кОм}$ и допустимым отклонением $\delta_{R1} = 1 \%$.

Тогда сопротивление резистора $R6$ должно быть равно

$$R6 = 3, \quad R5 = 30 \text{ кОм.}$$

Выбран резистор типа С2–29В с номинальным значением $R6_{\text{н}} = 29,4 \text{ кОм}$ и допустимым отклонением $\delta_{R1} = 1 \%$.

2.5. Мощности, выделяющиеся в резисторах $R5$ и $R6$, равны

$$P_{R6} = \frac{(U_{\text{АЦПн}} - U_{\text{Дн}})^2}{R6} = \frac{(4-1)^2}{29\,400} = 0,0003 \text{ Вт}$$

$$P_{R5} = \frac{U_{\text{Дн}}^2}{R5} = \frac{1}{10\,000} = 0,0001 \text{ Вт.}$$

Номинальные мощности выбраны равными $P_{R5\text{н}} = P_{R6\text{н}} = 0,062 \text{ Вт}$.

2.6. Для устранения составляющей мультипликативной погрешности, обусловленной отличием сопротивлений резисторов $R5$ и $R6$ от номинальных значений, в схему введен подстроечный резистор $R7$, сопротивление которого определено следующим образом:

$$R7 = 2 \cdot \frac{\delta_{R6}}{100} \cdot R6 = \frac{2 \cdot 29\,400}{100} = 588 \text{ Ом.}$$

В итоге выбран резистор типа СП5–2ВА с номинальным сопротивлением $R7_{\text{н}} = 680 \text{ Ом}$, номинальной мощностью $0,5 \text{ Вт}$ и допустимым отклонением $\delta_{R7} = 10 \%$.

В этом случае составляющую погрешности, обусловленную отличием сопротивлений резисторов схемы от номинальных значений, можно считать равной нулю ($\gamma_R = 0$).

2.7. Коэффициент обратной связи МУ равен

$$\beta = \frac{R5}{R5 + R6} = \frac{10\,000}{10\,000 + 29\,400} = 0,25.$$

Тогда мультипликативная погрешность МУ определяется составляющей, обусловленной конечным значением коэффициента усиления ОУ, которая равна

$$\begin{aligned} \gamma_M = \gamma_K &= \frac{1 - (\beta K_{\text{oy}} / M_{\text{сф}})}{1 + \beta K_{\text{oy}}} = \frac{1 - (0,25 \cdot 300\,000 / 100\,000)}{1 + 0,25 \cdot 300\,000} = \\ &= 3,3 \cdot 10^{-6} = 0,00033 \%. \end{aligned}$$

2.8. Составляющая приведенной аддитивной погрешности МУ, обусловленная напряжением смещения ОУ $U_{см}$, определена по формуле

$$\gamma_c = \frac{U_{см}}{U_{ДН}} \cdot 100 \% = \frac{25 \cdot 10^{-6}}{1} \cdot 100 \% = 0,0025 \%$$

2.9. Приведенное значение суммарной аддитивной погрешности МУ можно определить с учетом независимости ее составляющих:

$$\gamma_A = \sqrt{\gamma_c^2 + \gamma_{вх}^2} = \sqrt{0,0025^2 + 0,01^2} = 0,0103 \%$$

Поскольку $\gamma_A < \gamma_{уд}$, балансировка нуля ОУ не требуется.

2.10. Суммарная приведенная погрешность МУ, если считать мультипликативную и аддитивную составляющие независимыми, равна

$$\gamma_y = \sqrt{\gamma_A^2 + \gamma_M^2} = \sqrt{0,0103^2 + 0,00033^2} \approx 0,0103 \%$$

Так как $\gamma_y < \gamma_{уд}$, разработанная схема ОУ удовлетворяет требованию задания.

3. Расчет преобразователя напряжения в интервал времени

3.1. Значение образцового напряжения выбрано равным номинальному значению входного напряжения АЦП:

$$U_0 = U_{АЦПн} = 4 \text{ В.}$$

В этом случае длительность первого такта T_0 определяется номинальным значением выходного информативного интервала времени

$$T_0 = T_{ХН} = 10 \text{ мс} = 0,01 \text{ с.}$$

3.2. За основу при построении ИОН взята схема источника тока на рис. 4:

а) тип транзистора $VT2$ выбран таким же, как и $VT1$ – КТ361А;

б) с учетом диапазона возможных значений напряжений стабилизации стабилитрона, определенного из условия

$$U_{СТ2н} \leq U_{П} - U_{СТ1н} - U_{кэ2} = 15 - 7,5 - 4 = 3,5 \text{ В,}$$

где $U_{кэ2} = 4 \text{ В}$ – напряжение коллектор-эмиттер транзистора $VT2$, выбран стабилитрон $VD2$ типа КС133А с номинальным напряжением $U_{СТ2н} = 3,3 \text{ В}$, номинальным током $I_{СТ2н} = 10 \text{ мА}$ и допустимым отклонением напряжения стабилизации $\delta_{ст2} = 10 \%$;

в) сопротивление резистора $R4$, задающего ток через стабилитрон $VD2$, рассчитано по формуле

$$R4 = U_{CT1H} / I_{CT2H} = 7,5 / 0,01 = 750 \text{ Ом};$$

г) выбран тип С2–23, из ряда Е24 номинальное значение $R4_H = 750 \text{ Ом}$, допустимое отклонение $\delta_{R1} = 5 \%$.

Мощность, которая выделяется в резисторе $R1$, равна

$$P_{R4} = R4_H I_{CT2H}^2 = 750 (0,01)^2 = 0,075 \text{ Вт}.$$

Номинальное значение мощности выбрано $P_{R4H} = 0,125 \text{ Вт}$.

3.3. Для формирования напряжения U_0 отрицательной полярности требуемого уровня в схему введен инвертирующий усилитель на основе ОУ $DA3$ (ИМС К140УД17А), коэффициент усиления которого определен из формулы

$$|K| = \frac{U_0}{U_{CT2H}} = \frac{R9}{R8} = \frac{4}{3,3} = 1,21.$$

Сопротивление резистора $R8 = 10 \text{ кОм}$ выбрано типовым для инвертирующих усилителей.

Тогда сопротивление резистора $R9$ будет равно

$$R9 = 1,21 \cdot 10 = 12,1 \text{ кОм}.$$

Как и для МУ, резисторы $R8$ и $R9$ выбраны типа С2–29В с номинальными сопротивлениями $R8_H = 10 \text{ кОм}$ и $R9_H = 12 \text{ кОм}$, допустимыми отклонениями $\delta_{R7} = \delta_{R8} = 1 \%$ и номинальными мощностями $P_{R8H} = P_{R9H} = 0,062 \text{ Вт}$.

С учетом технологического разброса напряжений стабилизации стабилитрона $VD2$ в схему для регулировки коэффициента усиления введен подстроечный резистор $R10$, сопротивление которого должно быть не менее

$$R10 \geq R9 \cdot \frac{\delta_{CT2} + 2\delta_{R9}}{100} = 12\,000 \frac{12}{100} = 1440 \text{ Ом}.$$

В итоге выбран резистор $R10$ типа СП5–2ВА с номинальным сопротивлением $R10_H = 1,5 \text{ кОм}$, номинальной мощностью $0,5 \text{ Вт}$ и допустимым отклонением $\delta_{R7} = 10 \%$.

3.4. В качестве ОУ интегратора $DA5$ выбрана та же микросхема, что и для усилителей – К140УД17А.

Резистор инвертирующего интегратора выбран аналогично резистору $R7$ инвертирующего усилителя – типа С2–29В с номинальным сопротивлением $R11_H = 10 \text{ кОм}$, допустимым отклонением $\delta_{R11} = 1 \%$

и номинальной мощностью $P_{R11н} = 0,062$ Вт.

Чтобы за время первого такта T_0 напряжение на выходе интегратора $U_{и}$ не вышло за пределы линейного участка работы ОУ, емкость конденсатора интегратора $C3$ должна быть не менее

$$C3 \geq \frac{U_{АЦПн} \cdot T_0}{(U_{п} - 2) R11} = 4 \cdot 0,01 / (13 \cdot 10\ 000) = 0,031 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 31 \text{ нФ}.$$

Выбран конденсатор типа К72П-6 с номинальной емкостью $C3_{н} = 47$ нФ и допустимым отклонением $\delta_{C3} = 5\%$.

3.5. В качестве компаратора DA6 применена ИМС К521СА3. Ее основные параметры [6]:

- напряжение смещения нуля – $U_{смк} = 3$ мВ;
- средний входной ток – $i_{вхк} = 100$ нА;
- время задержки включения – $t_{зд} = 300$ нс.

Особенностью данной микросхемы является организация выходного каскада по схеме «открытый коллектор», поэтому для формирования выходных сигналов компаратора ТТЛ уровней применен резистор с номинальным сопротивлением $R12_{н} = 2$ кОм согласно рекомендациям производителя.

Мощность, выделяемая в этом резисторе, равна

$$P_{R12} = \frac{U_{н}^2}{R12} = \frac{5^2}{2000} = 0,0125 \text{ Вт}.$$

В итоге выбран резистор типа С2–23 с номинальной мощностью $P_{R11н} = 0,062$ Вт и допустимым отклонением $\delta_{R1} = 5\%$.

3.6. В качестве переключателя DA4 использована ИМС К590КН6. Поскольку требуется управление переключением только трех каналов, используются только два младших разряда кода адреса B и A .

3.7. За счет регулировки напряжения U_0 с помощью резистора $R10$, мультипликативную погрешность АЦП можно считать равной нулю.

Составляющая аддитивной погрешности, обусловленная напряжениями смещения ОУ интегратора и компаратора, рассчитана по формуле

$$\gamma_{АЦПс} = \frac{U_{сми} + U_{смк}}{U_{АЦПн}} \cdot 100\% = \frac{(0,025 + 3) \cdot 10^{-3}}{4} \cdot 100\% = 0,3025\%.$$

Составляющая аддитивной погрешности, обусловленная входным током ОУ интегратора, оказалась равна

$$\gamma_{АЦПвх} = \frac{i_{вх} R_{и}}{U_{АЦПн}} \cdot 100\% = \frac{2 \cdot 10^{-9} \cdot 10^4}{4} \cdot 100\% = 0,0005\%.$$

Анализ полученных результатов показывает, что без использования балансировки нуля компаратора обеспечить выполнение требований задания невозможно.

В связи с этим в схему введен подстроечный резистор $R13$ (СП5–2ВА), включенный по типовой схеме с номинальным сопротивлением $R13_n = 3,3$ кОм, номинальной мощностью 0,5 Вт и допустимым отклонением $\delta_{R7} = 10$ %. В итоге после проведения балансировки можно считать, что суммарная погрешность преобразования АЦП равна

$$\gamma_{\text{АЦП}} = \gamma_{\text{АЦПвх}} = 0,0005 \text{ \%}.$$

Поскольку рассчитанная суммарная погрешность АЦП оказалась меньше допустимой ($\gamma_{\text{АЦП}} \leq \gamma_{\text{АЦПд}}$), расчет АЦП выполнен успешно.

4. Анализ погрешности устройства ввода

Так как в ПСН предусмотрена регулировка тока источника, погрешность ПСН в нормальных условиях можно считать равной нулю ($\gamma_{\text{ПСН}} = 0$).

Таким образом, приведенное значение общей погрешности преобразования устройства ввода оказалось равным

$$\gamma = \sqrt{\gamma_y^2 + \gamma_{\text{АЦП}}^2} = \sqrt{0,0103^2 + 0,0005^2} \approx 0,0103 \text{ \%}.$$

Поскольку оно оказалось существенно меньше допустимого ($\gamma < \gamma_d$), требования задания выполнены.

5. Разработка принципиальной схемы

Принципиальная схема устройства ввода, выполненного в виде отдельного модуля, представлена в прил. 4, а перечень элементов – в прил. 5.

При этом все внешние сигналы и напряжения питания подаются через разъем $XP1$, конденсаторы $C1$ и $C2$ выполняют функции сглаживающих фильтров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ашанин В. Н., Исаев С. Г., Ермаков В. В. Схемотехника : учеб. пособие : в 2 ч. Ч. 1: Аналоговая схемотехника. Пенза : Информационно-издательский центр ПГУ, 2007. 268 с.
2. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. 2-е изд., испр. М. : Додэка-XXI, 2007. 528 с.
3. Нефедов А. В., Аксенов А. И. Транзисторы для бытовой, промышленной и специальной аппаратуры : справ. пособие. М. : СОЛОН-Пресс, 2006. 600 с. (Серия «Ремонт»).
4. Москатов Е. А. Справочник по полупроводниковым приборам. М. : Радио, 2005. 208 с.
5. Бондаренко И. Б. Электрорадиоэлементы. Ч. 1. Резисторы. СПб. : СПб НИУ ИТМО, 2012. 108 с.
6. Операционные усилители и компараторы : справ. М. : ДОДЭКА-XXI, 2001. 560 с.
7. Казаков В. Д. Электрорадиокомпоненты. Конденсаторы. Резисторы. Дроссели : справ. М. : Инфра-Инженерия, 2025. 172 с.

Основные параметры и схемы включения интегральных микросхем операционных усилителей

В табл. П1.1 указываются основные параметры ряда наиболее широко распространенных и часто применяемых ИМС операционных усилителей, а также некоторых из тех, которые существенно превосходят остальные по тому или иному из параметров:

- наименьший коэффициент усиления K_{OU} ;
- номинальные напряжения питания U_{Π} или допустимый диапазон их изменения;
- максимальный потребляемый ток I_{Π} от каждого из источников питания;
- напряжение смещения $U_{см}$ и его температурный дрейф $\Delta U_{см} / \Delta t^{\circ}$;
- средний входной ток $i_{вх}$;
- разность входных токов $\Delta i_{вх}$ и ее температурный дрейф $\Delta(\Delta i_{вх}) / \Delta t^{\circ}$;
- максимально допустимое выходное напряжение $U_{вых}$ при номинальных напряжениях питания;
- максимальный коэффициент ослабления синфазного сигнала $L_{сф}$;
- минимальное входное сопротивление $R_{вх}$;
- минимально допустимое сопротивление нагрузки $R_{мин}$;
- частота единичного усиления f_1 ;
- минимальная скорость нарастания выходного напряжения V_U .

Кроме того, в табл. П1.1 приводятся сведения о зарубежных аналогах и типах корпусов отечественных ИМС (корпус Т099 обозначен как CAN-8), а в примечании дана краткая характеристика их функциональных особенностей.

На сопроводительных рисунках представлены типовые схемы включения ИМС операционных усилителей.

Значения емкостей конденсаторов, используемых в цепях частотной коррекции, указаны в пикофарадах (пФ), а в тех случаях, когда емкость зависит от коэффициента усиления K усилителя, построенного на основе данной ИМС ОУ, приводится или формула ее определения, или табличка соответствия.

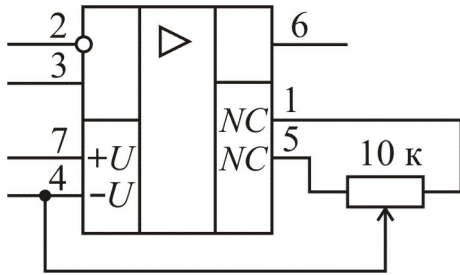
Более подробную информацию о параметрах, режимах работы и характеристиках интегральных микросхем операционных усилителей следует искать или в специализированных справочниках, или в технической и сопроводительной документации на данный тип ИМС.

Основные параметры наиболее распространенных ИМС

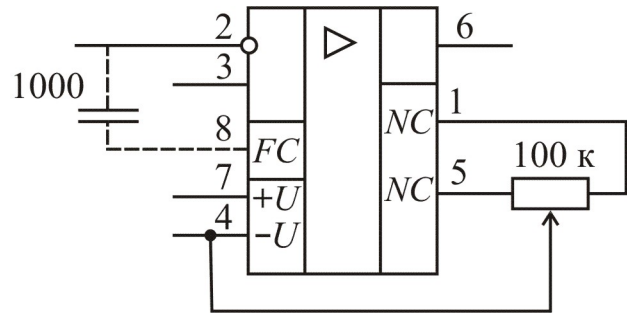
Параметр	$K_{\text{ср}}$	$U_{\text{п}}$	$I_{\text{п}}$	$U_{\text{см}}$	$\frac{\Delta U_{\text{см}}}{\Delta t^{\circ}}$	$i_{\text{вх}}$	$\Delta i_{\text{вх}}$	$\frac{\Delta(\Delta i_{\text{вх}})}{\Delta t^{\circ}}$	$U_{\text{вых}}$	$L_{\text{эф}}$	$R_{\text{вх}}$	$R_{\text{н min}}$	f_1	V_U	Тип корпуса	Аналог	Примечания
Ед. измерения	$\times 10^3$	В	мА	мВ	$\frac{\text{мкВ}}{\text{К}}$	нА	нА	$\frac{\text{нА}}{\text{К}}$	В	дБ	МОм	КОм	МГц	$\frac{\text{В}}{\text{мкс}}$			
140УД6А (КР140УД608)	70 (70)	$\pm(5-20)$	2,8 (4,0)	5 (10)	20 (650)	30	10	0,1 (1,5)	± 12	80 (70)	2 (1)	2	1	2,5	CAN-8 (DIP-8)	МС1456	высококачественный, общего применения
140УД7 (КР140УД708)	45 (20)	$\pm(5-20)$	3,2 (4,0)	4,5 (6)	50 (300)	220 (500)	55 (200)	0,5 (5)	$\pm 10,5$	70	0,4	2	0,8	0,3	CAN-8 (DIP-8)	$\mu\text{A}741$	общего применения
140УД8А (КР140УД8Б)	50 (20)	± 15	5 (8)	20 (30)	50 (100)	0,2	0,15	–	± 10	64	–	2	1 (3)	5	CAN-8 (DIP-8)	TL081	с полевыми транзи- сторами на входе
140УД12 (КР140УД1208)	50 (25)	$\pm(3-16,5)$	0,02– 0,18	5	60	10–50 (55)	5–15	–	± 10	70	–	5	0,3–10	0,1–0,8	CAN-8 (DIP-8)	$\mu\text{A}776$	микромощный программируемый
140УД13 (1417УД13)	0,01	± 15	2	0,05	0,5	1	0,3	–	± 1	90	50	20	0,5	–	CAN-8	–	прецизионный МДМ-усилитель
140УД14 (КР140УД1408Б)	50 (25)	$\pm(5-16,5)$	0,6 (0,8)	2 (7,5)	15 (30)	2 (7)	0,2 (1)	2,5 (10)	± 13	85 (80)	30	100	0,5	0,05	CAN-8 (DIP-8)	LM108	прецизионный

Параметр	K_{0y}	$U_{п}$	$I_{п}$	$U_{см}$	$\frac{\Delta U_{см}}{\Delta f^{\circ}}$	$i_{вх}$	$\Delta i_{вх}$	$\frac{\Delta(\Delta i_{вх})}{\Delta f^{\circ}}$	$U_{вых}$	$L_{сф}$	$R_{вх}$	$R_{н\ min}$	f_1	V_U	Тип корпуса	Аналог	Примечания
Ед. измерения	$\times 10^3$	В	мА	мВ	$\frac{мкВ}{К}$	нА	нА	$\frac{нА}{К}$	В	дБ	МОм	КОм	МГц	$\frac{В}{мкс}$			
140УД17А (КР140УД17Б)	300 (120)	± 15	4 (5)	0,025 (0,15)	0,6 (5,0)	2 (12)	2 (6)	0,025 (0,2)	± 12	110 (94)	–	0,3 (2)	0,4	0,1	CAN-8 (DIP-8)	ОРА77	прецизионный
140УД1701А (Н140УД17Б)	300 (200)	$\pm(3-22)$	4	0,025 (0,075)	0,6 (1,3)	2 (13)	2 (2,8)	0,025 (0,05)	± 12	110	–	0,3	0,4	0,1	DIP-8 (MQFP-1635)	ОРА177	прецизионный
140УД20А (КР140УД20Б)	50 (25)	$\pm(5-18)$	3,5 (2,8)	5 (6)	10	200	50	1,5 (–)	$\pm 11,5$	70 (80)	0,4 (0,3)	1	0,5	0,3	DIP-14	μА747	два ОУ общего применения
К140УД22 (КР140УД22А)	50	± 15	11	11	20	0,2	0,05	–	± 10	80	10^6	2	2,5	7,5	CAN-8 DIP-8	LF155	общего применения с полевыми транзисторами на входе
К140УД23 (К140УД23А)	45 (25)	± 15	7 (11)	5 (11)	20	0,1 (0,2)	0,02 (0,05)	–	± 11	85 (80)	10^6	2	2,5	30	CAN-8	LF157	
140УД24	1000	$\pm(4,5-16)$	4	0,005	0,05	0,01	0,005	–	$\pm 4,2$	120	10^6	5	0,8	2	CAN-8	ICL7650	ОУ с периодической коррекцией нуля
140УД26А (КР140УД26Г)	700 (500)	± 15	5(8)	0,05 (0,25)	0,6 (–)	60 (120)	50 (100)	1,0 (–)	± 11	114 (100)	–	2	20	11	CAN-8 (DIP-8)	ОР37	прецизионный малошумящий

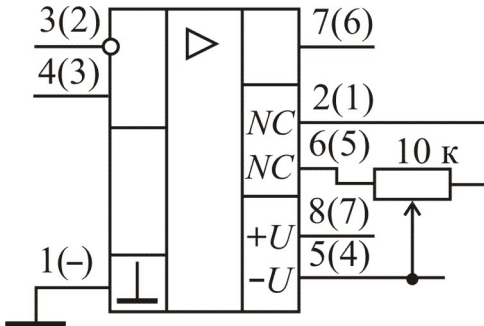
К140УД6, КР140УД608,
КР140УД18, К1409УД1,
140УД66



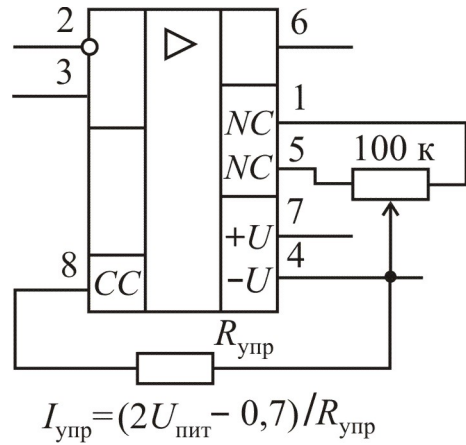
140УД7, КР140УД708,
140УД16, КР140УД1608



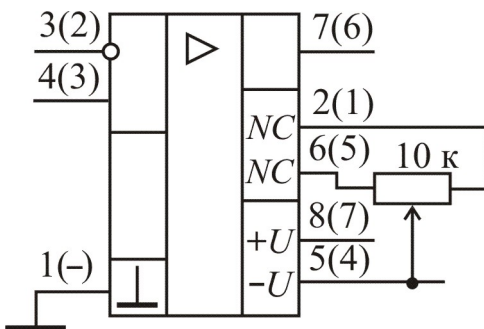
К140УД8 (КР140УД8)



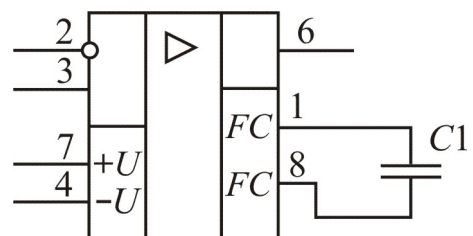
К140УД12, КР140УД1208



К140УД8 (КР140УД8)

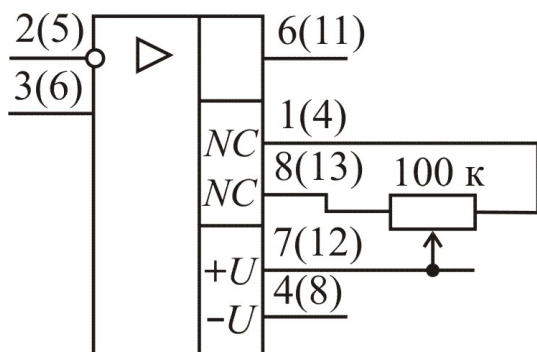


К140УД14, КР140УД1408

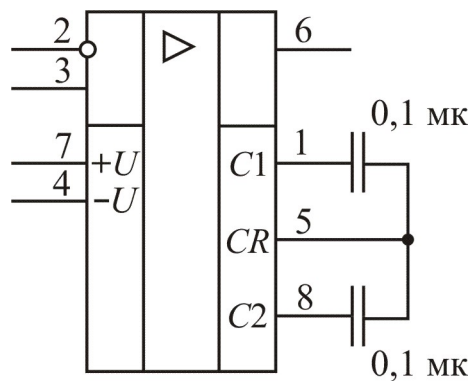


K	$C1, \text{пФ}$
≤ 10	$30/K$
> 10	3

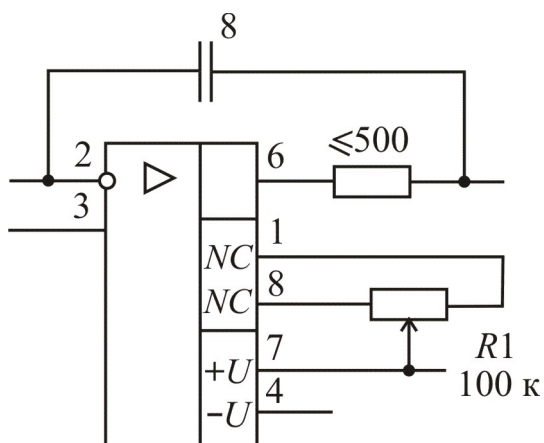
К140УД17, КР140УД17,
140УД1701(Н140УД17),
544УД1, КР544УД1, 544УД12,
КР544УД12



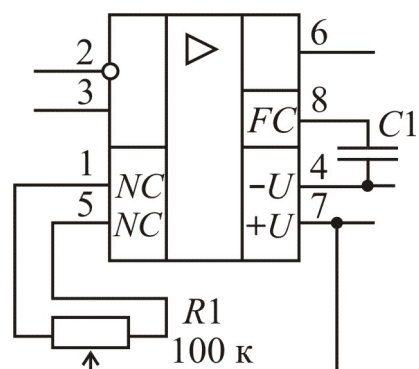
140УД24



140УД25, КР140УД25,
140УД26, КР140УД26

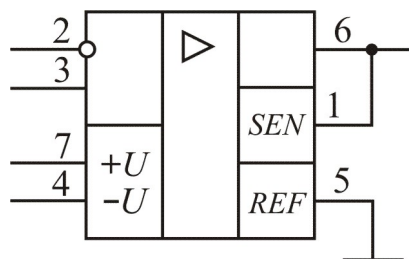


154УД3, КР154УД3



K	$C1, \text{пФ}$
≤ 3	$30/K$
> 3	10

140УД27 (CAN-8)



Преобразователь «напряжение – частота», «частота – напряжение» (Р)(КР)1108ПП1

Особенности

Работа на частоте до 500 кГц.

Преобразование «напряжение – частота» (ПНЧ) и «частота – напряжение» (ПЧН).

Высокая линейность преобразования.

Динамический диапазон: 6 декад.

Универсальный вход по напряжению или по току.

Выход совместим с ТТЛ/КМОП.

Два источника питания: $U_{CC1} = +15 \text{ В} \pm 5 \%$; $U_{CC2} = -15 \text{ В} \pm 5 \%$.

Структурная схема (рис. П2.1)

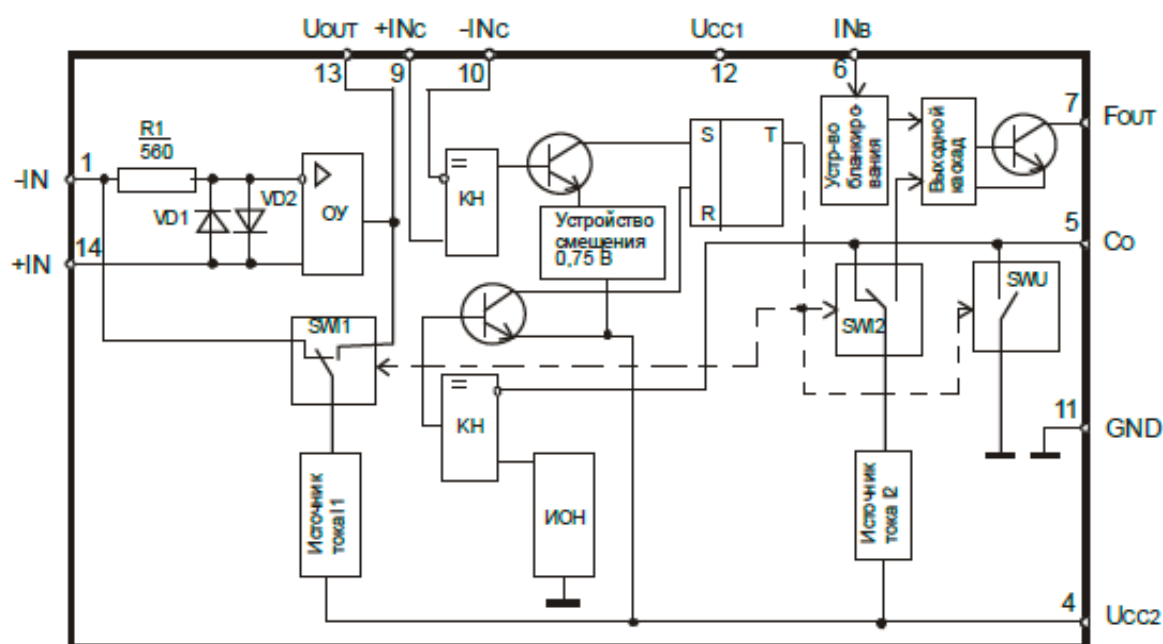


Рис. П2.1. Структурная схема преобразователя

Описание

Микросхемы 1108ПП1(Р, К, КР) служат для преобразования напряжения в частоту / частоты в напряжение и позволяют создавать простые и дешевые устройства для линейного преобразования аналоговых сигналов в последовательность импульсов. Частота выходных импульсов

пропорциональна значению входного сигнала. При обратном преобразовании среднее значение аналогового выходного напряжения пропорционально частоте импульсов входного сигнала.

Диапазон изменения частоты на выходе микросхемы в зависимости от напряжения на входе задается внешними элементами: резистором интегратора $R1$, включенным последовательно с входом, и конденсатором одновибратора $C2$, формирующим длительность выходных импульсов. Выходные импульсы имеют постоянную длительность и положительный уровень. Уровни выходных импульсов в режиме ПНЧ формируются на внешнем резисторе $R2$, включенном между выводом 7 и $U1$ и образующем нагрузку выходного транзистора с открытым коллектором. Напряжение $U1$, как правило, равно +5 В, но может быть установлено любое до + U_{CC1} . Импульсный ток выходного транзистора стекает в общую шину (вывод 11), этот вывод должен быть подключен непосредственно к цифровой земле.

У микросхем 1108ПП1(Р, К, КР) предусмотрен вход «бланкирования» (вывод 6), который может управляться стандартным ТТЛ сигналом (>2,4 В). Высокий уровень по входу «бланкирования» позволяет принудительно запереть выходной транзистор, и таким образом в режиме ПНЧ можно объединять выходы нескольких микросхем 1108ПП1 на одну нагрузку, т.е. образовать на резисторе $R2$ коммутатор с поочередным подключением аналоговых каналов.

Таблица назначения выводов (табл. П2.1)

Таблица П2.1

Назначение выводов

Тип корпуса / Номер вывода		Назначение вывода	Обозначение
201.14-10	201.14-1		
1	1	Инвертирующий вход	–IN
4	4	Питание (минус) U_{CC2}	U_{CC2}
5	5	Конденсатор одновибратора	CO
6	6	Вход бланкирования	INB
7	7	Частотный выход	FOUT
9	9	Вход компаратора неинвестирующий	+INC
10	10	Вход компаратора инвестирующий	–INC
11	11	Земля	GND
12	12	Питание (плюс) U_{CC1}	U_{CC1}
13	13	Аналоговый выход	UOUT
14	14	Неинвертирующий вход	+IN

Основные электрические параметры при температуре 0–70 °С (рис. П2.2)

Наименование параметра, единица измерения	Буквен. обознач.	Норма			
		1108ПП1 Р1108ПП1		К1108ПП1 КР1108ПП1	
		не менее	не более	не менее	не более
Напряжение смещения нуля на входе напряжения, мВ	U_{I0}	-4	4	-4	4
Выходное напряжение низкого уровня, мВ	U_{OL}	-	400	-	400
Ток потребления по положительному источнику питания, мА	I_{CC1}	-	6	-	6
Ток потребления по отрицательному источнику питания, мА	I_{CC2}	-	6	-	6
Входной ток смещения нуля по неинвертирующему входу, нА	I_{I01}	-	150	-	150
Входной ток смещения нуля по инвертирующему входу, нА	I_{I02}	-60	60	-60	60
Нелинейность АЦП в диапазоне "10 кГц", млн ⁻¹	d_{LUF1}	-	100	-	100
Нелинейность АЦП в диапазоне "500 кГц", млн ⁻¹	d_{LUF2}	-	$2 \cdot 10^3$	-	-
Нелинейность ЦАП в диапазоне "10 кГц", млн ⁻¹	d_{LFU1}	-	100	-	100
Нелинейность ЦАП в диапазоне "500 кГц", млн ⁻¹	d_{LFU2}	-	$2 \cdot 10^3$	-	-
Абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы АЦП, %	d_{FS}	-10	10	-10	10

Примечание:

Измерение параметров производится при напряжениях источников питания $\pm 15В$.

Рис. П2.2. Основные электрические параметры

Предельно допустимые параметры эксплуатации (рис. П2.3)

Наименование параметра, единица измерения	Буквен. обозна чение	Норма				Время воздействия предельного режима эксплуатации
		Предельно- допустимый режим		Предельный режим		
		не менее	не более	не менее	не более	
Напряжение питания, В	U _{CC1} U _{CC2}	14,25 -15,75	15,75 -14,25	11 -18	18 -13	1 час
Входное напряжение высокого уровня, В	U _{ИН} *	0,9	3,0	-	U _{CC1}	
Входное напряжение низкого уровня, В	U _{ИЛ}	-3,0	-0,9	U _{CC2}	-	
Входное напряжение высокого уровня, В	U _{ОН}	2,4	15,75	-	18	
Выходной ток низкого уровня по частотному выходу, мА	I _{ОЛ}	2,0	15,0	-	25	
Выходной ток по аналоговому выходу, мА	I _О	0	0,5	-	10	

Рис. П2.3. Предельно допустимые параметры эксплуатации

Принцип действия

На рис. П2.4 показана схема включения ИМС в режиме ПНЧ, учитывающая внутреннюю структуру, а на рис. П2.5 – временные диаграммы его работы.

Под действием входного напряжения $U_x > 0$ напряжение на выходе инвертирующего интегратора $u_{ин}$, собранного на элементах $R1$, $C1$ и ОУ $DA1$, уменьшается. На выходе RS -триггера $DD1$ при этом сформирован уровень логического «0», переключатели $SW1$ и $SW2$ находятся в положении, указанном на рис. П2.4. Ток источника J_1 является нагрузочным для $DA1$, не влияя на его выходное напряжение. Ток источника J_2 через ключ $SW2$ стекает на «землю». Когда напряжение $u_{ин}$ уменьшится до нуля, срабатывает компаратор $DA2$, что приводит к изменению состояния триггера

The diagram shows a complex electronic circuit, likely a digital-to-analog converter (DA) or a similar signal processing unit, utilizing the KP1108 PPI1 integrated circuit. The circuit includes several key components and connections:

- Power Supplies:** The circuit is powered by three main voltage sources: $+5B$, $+15B$, and $-15B$.
- Input Stage:** An input voltage U_x is connected through a resistor $R1$ to pin 1. A capacitor $C1$ is connected between pins 1 and 13. Pin 14 is connected to ground.
- Operational Amplifiers:**
 - DA1:** An operational amplifier with its non-inverting input (+) connected to ground and its inverting input (-) connected to pin 1. Its output is connected to pin 13.
 - DA2:** An operational amplifier with its non-inverting input (+) connected to pin 10 and its inverting input (-) connected to pin 9. Its output is connected to pin 10.
 - DA3:** An operational amplifier with its non-inverting input (+) connected to pin 10 and its inverting input (-) connected to pin 14. Its output is connected to pin 10.
- Digital Logic:**
 - DD1:** A digital logic block (likely a flip-flop or latch) with inputs S and T and output u_1 .
 - DD2:** A digital logic block (likely a flip-flop or latch) with inputs S and T and output u_2 .
 - DD3:** A digital logic block (likely a flip-flop or latch) with inputs S and T and output u_3 .
- Transistors and Switches:**
 - VT1:** A transistor (likely a MOSFET) with its gate connected to pin 6 and its source connected to ground. Its drain is connected to pin 7.
 - SW1:** A switch controlled by pin 14, connected to pin 10.
 - SW2:** A switch controlled by pin 12, connected to pin 10.
- Output Stage:** The output of the circuit is $f_{вых}$, which is connected to pin 7 through a resistor $R2$.
- Other Components:**
 - C2:** A capacitor connected between pins 5 and 11.
 - U_{n1}, U_{n2}, U_{n3}:** Various internal node voltages and signals.

45

Интервал времени, когда триггер находился в состоянии «1», определяет длительность такта T_0 , которую можно найти по формуле

$$T_0 = \frac{U_0 C_2}{J_2}.$$

Импульсы тока J_1 уравнивают ток, обусловленный действием напряжения U_x , поэтому, рассматривая процессы накопления-считывания интеграла за один цикл преобразования $T_{ц}$, можно составить уравнение

$$\frac{U_x}{R_1} T_{ц} + \frac{U_0 C_2}{J_2} J_1 = 0, \text{ откуда } f_x = \frac{1}{T_{ц}} = \frac{J_2}{J_1} \cdot \frac{1}{R_1 C_2 (-U_0)} U_x.$$

Таким образом, функция преобразования ПНЧ определяется параметрами и внешних элементов R_1 , C_2 , и самой ИМС – U_0 , J_2 , J_1 . Токи J_1 и J_2 номинально равны ($J_1 = J_2 \approx 0,8$ мА), и, поскольку источники их выполнены на одном кристалле, влиянием отношения J_2 / J_1 на результат преобразования можно пренебречь. Температурный коэффициент источника образцового напряжения составляет $TK_{H_0} \approx 75 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$, поэтому для компенсации данной составляющей мультипликативной погрешности желательно было бы выбирать резистор R_1 и конденсатор C_2 такими, чтобы температурный коэффициент их произведения составлял $TK_{R_1 C_2} \approx -75 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$.

Скважность выходных импульсов Q определяется соотношением

$$Q = \frac{T}{T_{ц}} = \frac{J_1 R_1}{U_x}.$$

Условное изображение приведено на рис. П2.6.

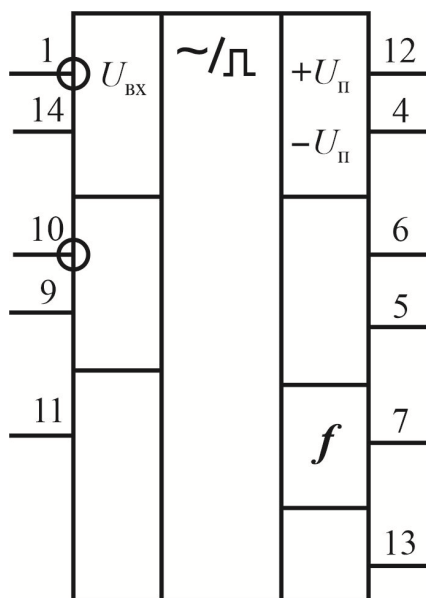


Рис. П2.6. Условное изображение

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Основные параметры и функциональные схемы интегральных микросхем аналоговых ключей и коммутаторов

В табл. ПЗ.1 указаны основные параметры наиболее часто используемых аналоговых ключей и коммутаторов серий К590 и К591. Приведены сведения:

- о максимальном сопротивлении R_0 ключей и каналов коммутаторов в открытом (замкнутом) состоянии, причем в скобках даны типовые значения для этой ИМС;
- максимальном времени переключения $t_{\text{вкл}}$ (типовом значении);
- максимальном токе утечки закрытых (разомкнутых) каналов $I_{\text{ут}}$ (и типовом);
- максимальных допустимых значениях напряжения U_{max} и тока I_{max} (в скобках) коммутируемого аналогового сигнала;
- номинальных значениях напряжений питания ИМС $U_{\text{п}}$ с указанием в скобках номеров выводов ИМС, на которые эти напряжения подаются.

Следует иметь в виду, что все перечисленные ИМС, кроме К590КН8, содержат в своем составе формирователи, обеспечивающие управление коммутацией непосредственно от цифровых микросхем ТТЛ и КМОП логики.

На сопроводительных рисунках показаны условные изображения в принципиальных электрических схемах, а также функциональные схемы некоторых ИМС коммутаторов.

Более подробную информацию о логике их работы, допустимых уровнях сигналов, подаваемых на соответствующие выводы, следует получать из специальной литературы (справочники, технические условия и другая сопроводительная документация на данный тип ИМС).

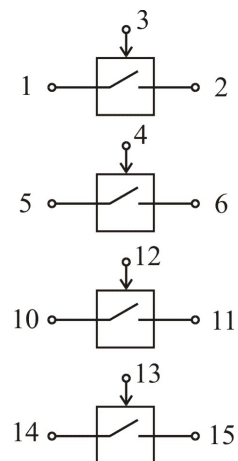
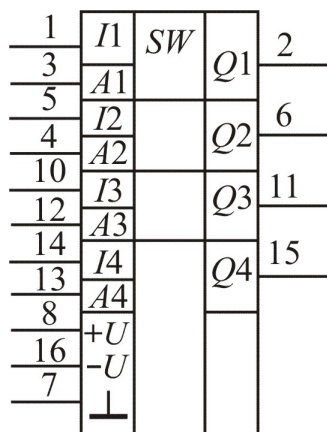
Таблица ПЗ.1

**Основные параметры наиболее часто используемых
аналоговых ключей и коммутаторов серий К590 и К591**

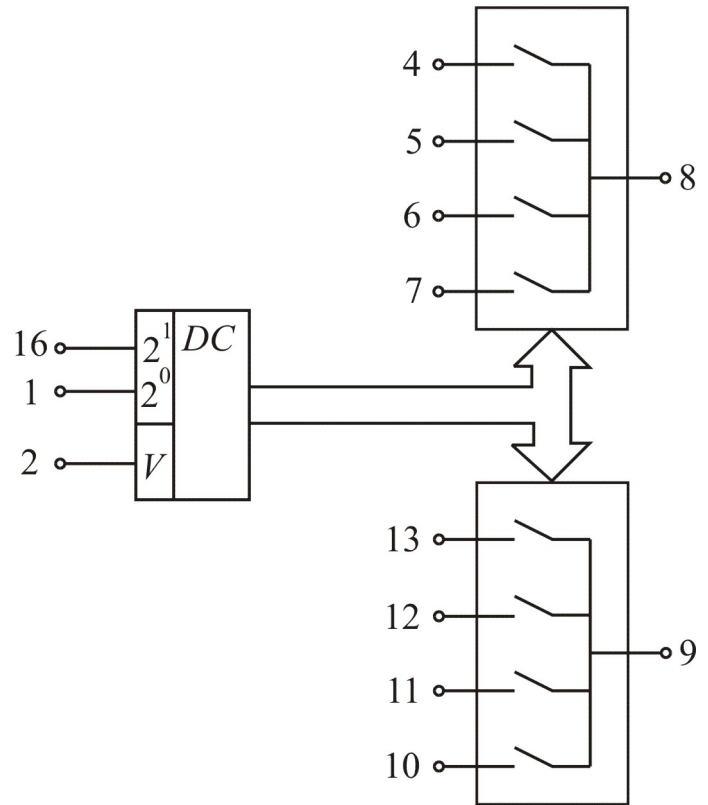
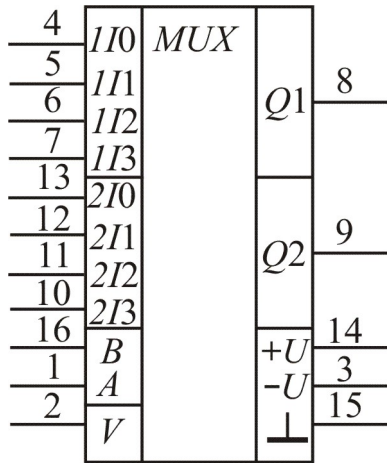
Тип микросхемы	R_0 , Ом макс. (тип.)	$t_{\text{вкл}}$, нс макс. (тип.)	$I_{\text{ут}}$, нА макс. (тип.)	$U_{\text{вх}}$, В ($I_{\text{вх}}$, мА)	$U_{\text{п}}$, В (выводы)
1	2	3	4	5	6
К590КН1	200 (140)	1000 (700)	50	± 5 (± 10)	+5;(8) –15(16)
К590КТ1	100 (75)	30 (13)	50 (0,2)	± 1 (± 5)	+9;(10) 0(14)

1	2	3	4	5	6
K590KH2	100 (50)	500 (400)	70 (2)	± 10 (± 10)	+12;(8) 0;(7) -12(16)
K590KH3	300	300	70	± 15	+15;(14) 0;(15) -15(3)
K590KH4	75 (60)	300 (170)	70 (2)	± 15 (± 20)	+15;(11) 0;(13) -15(14)
K590KH5	70 (60)	300 (140)	70	± 15	+15;(13) +5;(12) 0;(5) -15(4)
K590KH6	300 (120)	300 (120)	70 (2)	± 15 (± 20)	+15;(13) 0; (14) -15(3)
K590KH7	30 (15)	120 (90)	15 (1)	± 15 (± 20)	+15;(11) 0; (13) -15(14)
K590KH8	70 (40)	3	50 (4)	± 10 (± 30)	—
K590KH9	10 (6)	300 (200)	50 (1)	± 15 (± 50)	+15; (11) 0; (13) -15 (14)
K590KH10	200 (130)	100 (65)	70 (0,1)	± 1 (± 5)	+12; (8) 0; (7) -12 (16)
K590KH12	50 (30)	300 (150)	50 (0,5)	± 15 (± 20)	+15; (2) 0; (3) -15 (11)
K590KH13	50 (35)	50 (35)	50 (2)	± 15 (± 20)	+15; (8) 0; (7) -15 (16)
K590KH14	100 (70)	500 (150)	70 (1)	± 15 (± 10)	+15; (4) 0; (6) -15 (14)
K591KH2 (K591KH3)	300 (160)	300 (180)	70 (2)	± 15 (± 20)	+15; (1) 0; (12) -15 (31)

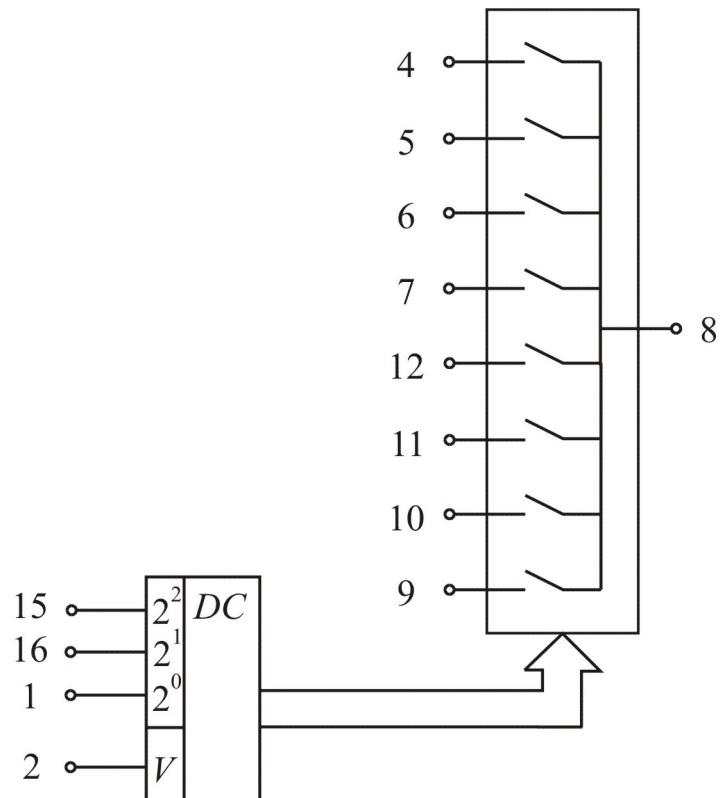
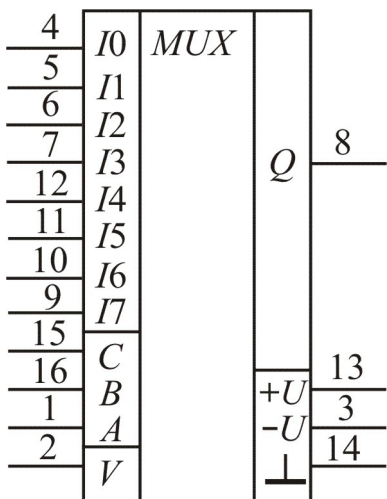
K590KH2, K590KH10, K590KH13



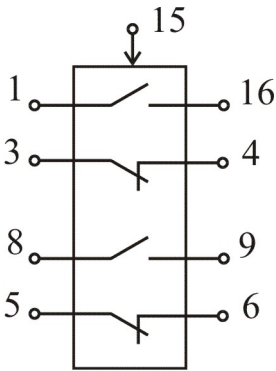
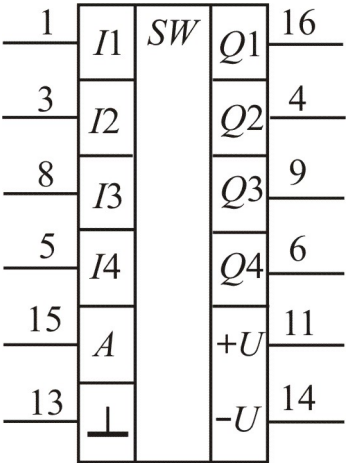
K590KH3



K590KH6

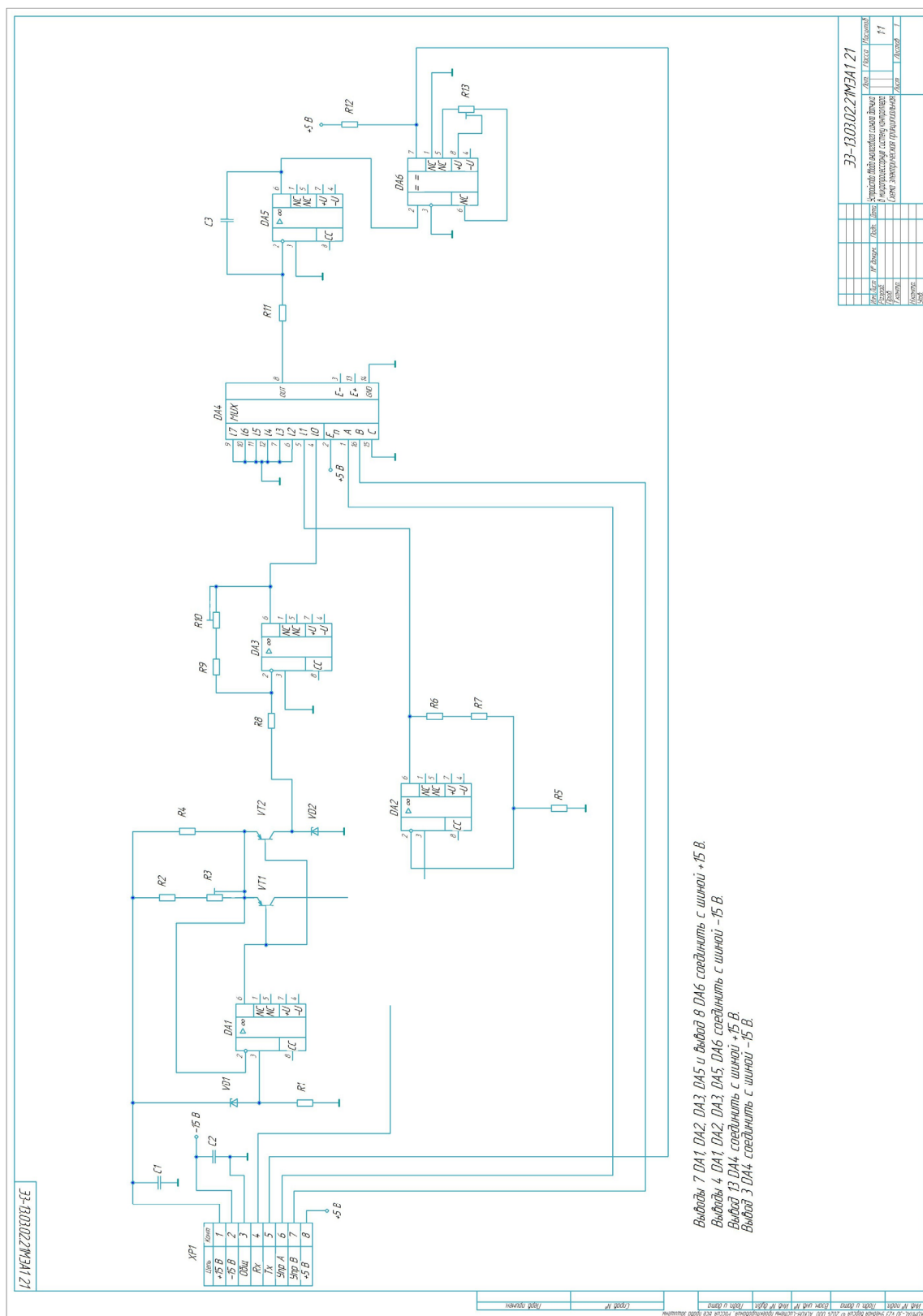


K590KH7



ПРИЛОЖЕНИЕ 4

Принципиальная схема устройства ввода



Перечень элементов

КОМПАС-3D v23 Учебная версия © 2024 ООО "АСКОН-Системы проектирования", Россия. Все права защищены.

Перв. примен.

Справ. №

Подп. и дата

Взам. инв. №

Инв. № подл.

Подп. и дата

Инв. № подл.

Поз. обозначение	Наименование	Кол.	Примечание
	Микросхемы		
DA1-3,5	KP140YD17	4	
DA4	K590KH6	1	
DA6	K521CA3	1	
	Стабилитроны		
VD1	KC175A	1	
VD2	KC133A	1	
	Транзисторы		
VT1,2	KT361A	2	
	Резисторы		
R1,R4	C2-23-0,125 Вт-750 Ом ± 5%	2	
R2	C2-29B-0,062 Вт-7500 Ом ± 1%	1	
R3	CП5-2BA-0,5 Вт-1 кОм ± 10%	1	
R5,R8,R11	C2-29B-0,062 Вт-10 кОм ± 1%	3	
R6	C2-29B-0,062 Вт-29,4 кОм ± 1%	1	
R7	CП5-2BA-0,5 Вт-680 Ом ± 10%	1	
R9	C2-29B-0,062 Вт-12 кОм ± 1%	1	
R10	CП5-2BA-0,5 Вт-1,5 кОм ± 10%	1	
R12	C2-23-0,062 Вт-2 кОм ± 5%	1	
R13	CП5-2BA-0,5 Вт-3,3 кОм ± 10%	1	
	Конденсаторы	1	
C1,C2	K73-17-250 В-10 мкФ ± 10%	2	
C3	K72П-6-25 В-47 нФ ± 5%	1	
	</		

Учебное издание

Исаев Сергей Геннадьевич,
Чапаев Вячеслав Сергеевич

Устройство ввода аналогового сигнала
датчика в микропроцессорную систему
контроллера

Редактор *В. В. Устинская*
Технический редактор *В. А. Гущин*
Компьютерная верстка *В. А. Гущина*

Подписано в печать 06.08.2025.
Формат 60×84¹/₁₆. Усл. печ. л. 3,63.
Заказ № 328. Тираж 26.

Издательство ПГУ.
440026, г. Пенза, ул. Красная, 40.
Тел.: (8412) 66-60-49, 66-67-77; e-mail: iic@pnzgu.ru

Вниманию авторов!

Издательство ПГУ выпускает учебную, научную и художественную литературу, презентационную и акцидентную продукцию, а также полноцветные юбилейные и мемориальные издания в соответствии с ГОСТ 7.60–2003.

Издательство ПГУ принимает к изданию рукописи, подготовленные с использованием текстового редактора Microsoft Word for Windows версий **2003 и выше**. Формат – А4, основной шрифт – Times New Roman, 14–16 pt через одинарный интервал (минимальный размер шрифта в таблицах и сносках – 12,5 pt). Тип файла в электронном виде – doc, docx.

Работа должна содержать индекс УДК, аннотацию.

Аннотация (ГОСТ 7.86–2003, ГОСТ 7.9–1995) включает характеристику основной темы, проблемы объекта, цели работы и ее результаты. В аннотации указывают, что нового несет в себе данный документ в сравнении с другими, родственными по тематике и целевому назначению. Аннотация может включать сведения о достоинствах произведения. Текст аннотации начинают фразой, в которой сформулирована главная тема документа. Заканчивается аннотация читательским адресом.

Рисунки и таблицы должны быть размещены в тексте после ссылки на них (растровые рисунки предоставляются в виде отдельных файлов в формате jpg, BMP с разрешением 300 dpi, векторные рисунки в формате Corel Draw с минимальной толщиной линии 0,75 pt. Рисунки должны быть доступны для правки!). Рисунки должны сопровождаться подрисовочными подписями, на все рисунки и таблицы в тексте должны быть ссылки.

Формулы в тексте выполняются только в редакторе формул **MathType версия 5.0** и выше. Символы греческого и русского алфавита должны быть набраны прямо, нежирно; латинского – курсивом, нежирно; обозначения векторов и матриц – прямо, жирно; цифры – прямо, нежирно. Наименования химических элементов набираются прямо, нежирно. Эти же требования необходимо соблюдать и в рисунках.

В списке литературы **нумерация источников** должна соответствовать очередности ссылок на них в тексте ([1], [2], ...). Номер источника указывается в квадратных скобках. Требования к оформлению списка литературы на русские и иностранные источники (ГОСТ Р 7.0.5–2008): для книг – фамилия и инициалы автора, название, город, издательство, год издания, том, количество страниц; для журнальных статей, сборников трудов – фамилия и инициалы автора, название статьи, полное название журнала или сборника, серия, год, том, номер, страницы; для материалов конференций – фамилия и инициалы автора, название статьи, название конференции, город, издательство, год, страницы.

К материалам **должна** прилагаться следующая информация: фамилия, имя, отчество, контактные телефоны.

Контакты Издательства ПГУ: т.: (8412) 66-60-49, 66-67-77, e-mail: iic@pnzgu.ru



