

Федеральное агентство по образованию Российской Федерации
Государственное образовательное учреждение высшего
профессионального образования
«Ивановский государственный химико-технологический университет»

ТИПОВЫЕ УЗЛЫ ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ
КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ

Методические указания к самостоятельной работе по курсу
«Технические средства автоматизации» для
студентов дневного и заочного обучения специальности 220301.

Составитель: А.П.Самарский

Иваново 2007

Составитель А.П. Самарский
УДК 681.51 (075.8)

Типовые узлы электронных систем контроля и управления. Методические указания к самостоятельной работе по курсу «Технические средства автоматизации» для студентов дневного и заочного обучения специальности 220301 / Сост. А.П.Самарский; Иван. гос. хим.- технол. ун-т. Иваново, 2007. 32с.

В методических указаниях рассмотрены основные характеристики унифицированных электрических сигналов и принципы построения типовых узлов аналоговой и аналого-цифровой обработки информации.
Ил. 20. Библиогр.: 4 назв.

Рецензент
доктор технических наук А.Г.Липин (Ивановский государственный химико-технологический университет)




1. Унифицированные электрические сигналы.

Все виды информации в электронных системах контроля и управления передаются посредством унифицированных электрических сигналов.

Под унифицированным сигналом понимают изменяющуюся в нормированных пределах несущую величину (физическую величину, используемую для передачи информации), параметры которой определяются содержанием передаваемой информации. В электронных системах контроля и управления в качестве несущей величины обычно используют ток или напряжение. Классификация унифицированных электрических сигналов приведена в табл. 1.1.

Таблица 1.1.

Классификация унифицированных электрических сигналов.

Виды сигналов Характеристики	Аналоговые						Дискретные	
	Непрерывные			Импульсные			Двоичные	Цифровые
Несущая величина	Постоянный ток	Постоянное напряжение	Переменное напряжение	Ток, напряжение			Ток, напряжение	Ток, напряжение
Способ модуляции	По амплитуде		По частоте	Амплитудно-импульсная	Широтно-импульсная	Фазоимпульсная	Дискретный сигнал с двумя логическими уровнями	Кодовая
Количественные характеристики, форма сигнала	0÷5 0÷20 4÷20 мА	0÷1 0÷10 0÷100 мВ 0÷1 0÷10 В	0÷100 0÷200 1000÷ 2500 Гц				0;5 0;10 0;20 мА 0;5 0;10 0;24 В	В соответствии с типом используемого интерфейса

Аналоговые сигналы характеризуются непрерывной зависимостью параметров модулированной несущей величины от содержания передаваемой информации. Аналоговые непрерывные сигналы традиционно используются для передачи информации от аналоговых датчиков к преобразователям, показывающим и регистрирующим устройствам системы управления. В настоящее время наиболее широко применяются унифицированные сигналы тока и напряжения. При передаче информации с помощью аналоговых сигналов необходимая достоверность обеспечивается помехозащищенностью приемо-передающих узлов и каналов связи.

1.1. Унифицированные сигналы напряжения.

Передача информации с помощью унифицированных сигналов напряжения имеет следующие преимущества перед другими способами передачи аналоговой информации:

- низкие требования к нагрузочной способности источника информации;
- возможность подключения произвольного числа приемников к одному источнику;
- отсутствие необходимости применения специализированных приемо-передающих узлов.

Вместе с тем, данный способ обладает и определенными недостатками. Рассмотрим основные закономерности передачи аналогового сигнала напряжения от источника приемнику (рис.1.1):

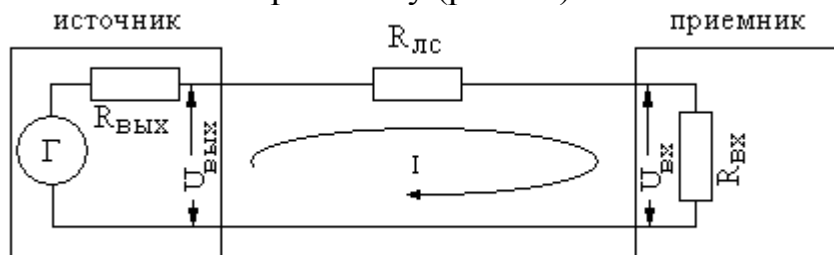


Рис.1.1 Передача информации с использованием унифицированного сигнала напряжения. $R_{\text{вых}}$ – выходное сопротивление источника; $R_{\text{вх}}$ – входное сопротивление приемника; $R_{\text{лс}}$ – сопротивление линии связи; $U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение источника; $U_{\text{вх}}$ – входное напряжение приемника; I – ток в цепи передачи сигнала.

Максимальная достоверность передачи информации в данном случае должна обеспечивать равенство:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}, \quad (1.1)$$

однако, на практике такое возможно только при нулевом выходном сопротивлении источника и нулевом сопротивлении линии связи. В действительности же указанные сопротивления, хотя и малы, но имеют конечные значения, к тому же изменяющиеся в зависимости от внешних условий (например, температуры). Таким образом, входное напряжение приемника будет определяться соотношением:

$$U_{\text{вх}} = IR_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{лс}} + R_{\text{вх}}} R_{\text{вх}}. \quad (1.2)$$

Разделив числитель и знаменатель соотношения (1.2) на $R_{\text{вх}}$ получим:

$$U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вых}}}{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} + \frac{R_{\text{лс}}}{R_{\text{вх}}} + 1}. \quad (1.3)$$

Из уравнения (1.3) следует, что погрешность передачи сигналов напряжения будет уменьшаться с ростом $R_{\text{вх}}$ и снижением $R_{\text{вых}}$ и $R_{\text{лс}}$. Кроме того, необходимо отметить, что повышение $R_{\text{вх}}$ ослабляет помехозащищенность приемника по отношению к внешним электромагнитным полям и снижает

быстродействие при передаче информации, так как увеличивается время перезарядки паразитной входной емкости приемника.

Указанные недостатки ограничивают область применения унифицированных сигналов напряжения передачей информации на относительно короткие расстояния (до нескольких метров) и вызывают необходимость принятия специальных мер по повышению помехозащищенности приемника (экранирование линий связи и др.).

1.2. Унифицированные токовые сигналы.

Способ передачи информации с помощью унифицированных токовых сигналов свободен от недостатков, присущих сигналам напряжения. данный способ (рис.1.2) устраняет влияние сопротивления линии связи на точность передачи информации.

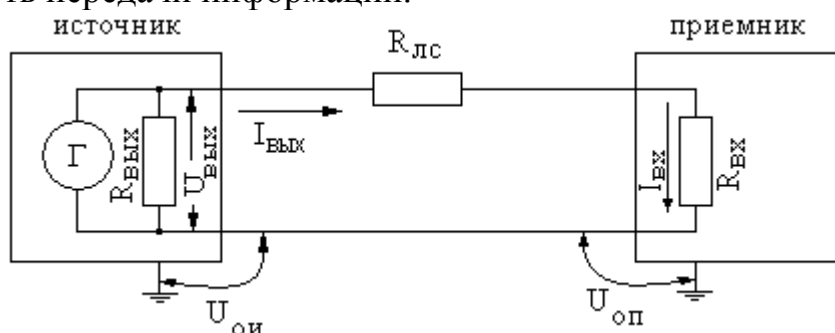


Рис. 1.2. Передача информации с использованием унифицированного токового сигнала. $R_{\text{вых}}$ – выходное сопротивление источника; $R_{\text{вх}}$ – входное сопротивление приемника; $R_{\text{лс}}$ – сопротивление линии связи; $I_{\text{вых}}$ – выходной ток источника; $I_{\text{вх}}$ – входной ток приемника; $U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение источника; $U_{\text{он}}$ – потенциал нулевого провода источника; $U_{\text{оп}}$ – потенциал нулевого провода приемника;

Поскольку ток во всех точках замкнутой цепи имеет одно и то же значение, входной ток источника всегда будет равен выходному току приемника, независимо от сопротивления линии связи. В то же время, сумма $R_{\text{вх}} + R_{\text{лс}}$ должна быть такой, чтобы источник тока мог обеспечить формирование токового сигнала на уровне верхнего предельного значения:

$$R_{\text{вх}} + R_{\text{лс}} \leq \frac{U_{\text{вых}}^{\text{max}}}{I_{\text{вых}}^{\text{max}}}, \quad (1.4)$$

где $U_{\text{вых}}^{\text{max}}$ – максимально возможное выходное напряжение источника и $I_{\text{вых}}^{\text{max}}$ – верхний предел унифицированного токового сигнала.

Другой особенностью данного способа передачи информации является возможность возникновения "продольных" помех. Если потенциалы нулевых проводов источника и приемника различны, то при их соединении в

линии связи возникает паразитный ток, воспринимаемый приемником, как полезный сигнал:

$$I_n = \frac{|U_{oi} - U_{on}|}{R_{лс}} \quad (1.5)$$

Для устранения продольных помех необходимо разорвать гальваническую связь между источником и приемником. Эта задача решается с использованием специальных узлов гальванического (кондуктивного) разделения, несколько усложняющих схемные решения источников и приемников. В системах контроля и управления унифицированные токовые сигналы применяются для передачи аналоговой информации на значительные расстояния – до нескольких километров.

При передаче информации с помощью токового сигнала от одного источника к нескольким приемникам все приемники должны быть соединены последовательно (рис.1.3).



Рис. 1.3. Передача токового сигнала к нескольким приемникам.

При этом обрыв цепи у одного из приемников означает прекращение передачи информации и всем остальным приемникам, входные цепи которых исправны. Для предотвращения таких отказов входные цепи приемников токового сигнала шунтируют защитными устройствами, представляющими собой низковольтные стабилитроны (рис 1.4).

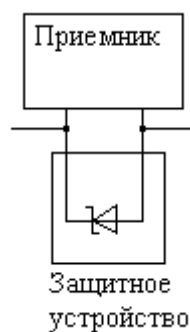


Рис.1.4. Защита входа приемника от обрыва цепи.

При обрыве входной цепи приемника стабилитрон защитного устройства пробивается и ток в цепи последовательно соединенных приемников возобновляется.

1.3. Импульсно-модулированные сигналы.

При передаче информации с помощью импульсно-модулированных сигналов изменение несущей величины во времени представляет собой последовательность импульсов, параметры которых могут меняться в некотором непрерывном диапазоне. Для амплитудно-импульсной модуляции таким параметром является амплитуда импульсов, для широтно-импульсной – длительность и для фазо-импульсной – фазовый сдвиг относительно некоторой опорной последовательности. Применение импульсно-модулированных сигналов позволяет повысить соотношение полезный сигнал/шум и, тем самым, улучшить помехозащищенность приемников информации. В системах управления импульсно-модулированные сигналы используются для передачи информации между функциональными блоками систем, а также внутри функциональных блоков между отдельными узлами.

1.4. Дискретные двоичные сигналы.

Двоичные дискретные сигналы используются в системах сигнализации и логического управления для передачи информации от сигнализаторов к управляющим устройствам и от управляющих устройств к дискретным исполнительным устройствам. В качестве несущей величины двоичных сигналов может использоваться как ток, так и напряжение. Особенности передачи информации аналоговых и дискретных сигналов одинаковы – токовые сигналы могут быть использованы для передачи информации на значительные расстояния, но предполагают гальваническое разделение приемника и источника, Сигналы напряжения не требуют применения специальных приемо-передающих узлов, но обеспечивают требуемую достоверность передачи только на относительно малых расстояниях.

1.5. Унифицированные цифровые сигналы.

Унифицированные цифровые сигналы используются в системах контроля и управления для передачи информации между управляющими устройствами и другими функциональными блоками системы (например, интеллектуальными модулями ввода-вывода). Важнейшими характеристиками цифровых сигналов являются способ кодирования информации и способ синхронизации передачи данных. Для передачи цифровой информации преимущественно применяют параллельные, последовательные и последовательно-параллельные двоичные коды. Последовательный способ обмена предполагает последовательную передачу всех разрядов цифрового кода от старшего к младшему по одной линии связи.

Параллельный обмен подразумевает одновременную передачу всех разрядов двоичного кода, но число линий связи в шине, по которой производится обмен, должно соответствовать разрядности передаваемых сооб-

щений. При последовательно-параллельном кодировании сообщение форматом в n бит делится на m групп по k бит в каждой $m \times k = n$. Все k разрядов одной группы передаются одновременно, а группы следуют друг за другом от старших разрядов сообщения к младшим.

По способу синхронизации различают синхронные и асинхронные цифровые сигналы. Передача информации с помощью синхронного сигнала осуществляется в фиксированные моменты времени, определяемые вспомогательными синхросигналами. Эффективное использование синхронных цифровых сигналов возможно только в том случае, когда все функциональные блоки системы имеют одинаковое быстродействие. В противном случае целесообразно использовать асинхронные цифровые сигналы, с помощью которых информация передается в произвольные моменты времени, определяемые готовностью функциональных блоков.

С целью повышения достоверности передачи информации и помехозащищенности каналов связи довольно часто используют двухполярные самосинхронизирующиеся коды (рис. 1.5).

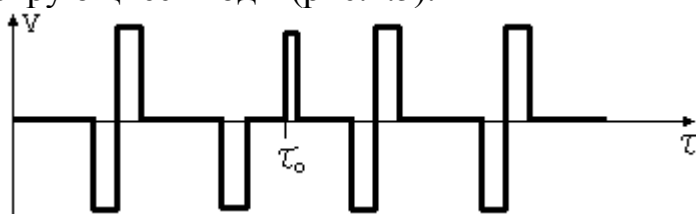


Рис. 1.5. Передача данных с помощью самосинхронизирующегося кода.

В данной последовательности импульсы положительной полярности являются информационными, а отрицательной — синхронизирующими. Информационные импульсы, не сопровождаемые синхронизирующими считаются ложными и игнорируются приемником. Таким образом, появление в момент времени t_0 помехи не внесет искажений в принятую информацию.

1.6. Унифицирующие преобразователи.

Устройства, выполняющие преобразования измеряемых физических величин в унифицированные сигналы, называются унифицирующими преобразователями. В системах управления унифицирующие преобразователи являются связующим звеном между чувствительными элементами датчиков и устройствами обработки информации. Различают унифицирующие преобразователи классического типа и унифицирующие преобразователи на базе микропроцессорных контроллеров. Структура классического унифицирующего преобразователя приведена на рис. 1.6.

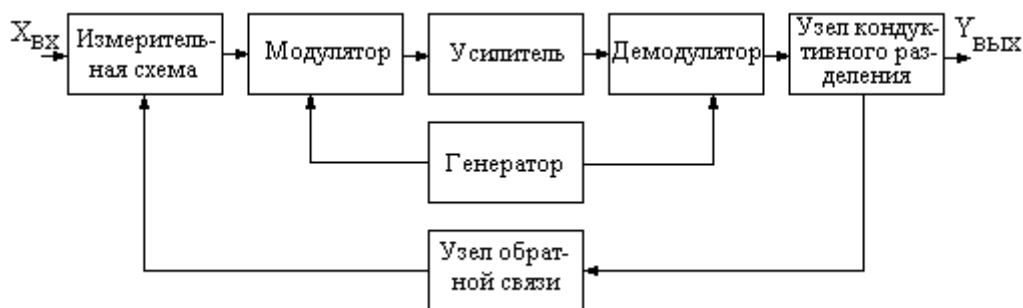


Рис.1.6. Унифицирующий преобразователь классического типа.

Измерительная схема преобразует измеряемую величину в напряжение, которое усиливается МДМ-усилителем, состоящим из модулятора, усилителя и демодулятора и поступает в узел кондуктивного разделения, где преобразуется в унифицированный токовый сигнал. Генератор обеспечивает питание модулятора и демодулятора прямоугольными импульсами напряжения с частотой 1000 Гц, а узел обратной связи линеаризует статическую характеристику преобразователя.

Структура унифицирующего преобразователя на основе микропроцессорного контроллера приведена на рис. 1.7.



Рис. 1.7. Унифицирующий преобразователь на базе микропроцессорного контроллера.

Выходное напряжение измерительной схемы преобразуется аналого-цифровым преобразователем в цифровой код, который обрабатывается микропроцессорным вычислителем по программе, хранящейся в постоянном запоминающем устройстве. Результат обработки преобразуется цифро-аналоговым преобразователем в постоянное напряжение, из которого узел кондуктивного разделения формирует унифицированный токовый сигнал. Достоинствами данного варианта преобразователя являются универсальность и многофункциональность: благодаря легко перестраиваемому алгоритму обработки информации преобразователь может обслуживать датчики с различными градуировками и пределами измерения. Кроме того, микропроцессорный вычислитель может передавать информацию в систему управления непосредственно в цифровом виде, что существенно упрощает организацию обмена информацией между датчиками и управляющим устройством, а также повышает помехозащищенность каналов связи.

2. Типовые узлы аналоговых преобразований электрических сигналов.

2.1. Методика анализа принципиальных схем аналоговых узлов на операционных усилителях.

Операционные усилители (ОУ) являются основными элементами подавляющего большинства узлов статических и динамических преобразований аналоговых сигналов. Операционный усилитель – усилитель с дифференциальным входом, большим коэффициентом передачи и непосредственными связями между каскадами усиления. Современные операционные усилители строятся по двух- или трехкаскадной схеме (рис 2.1).

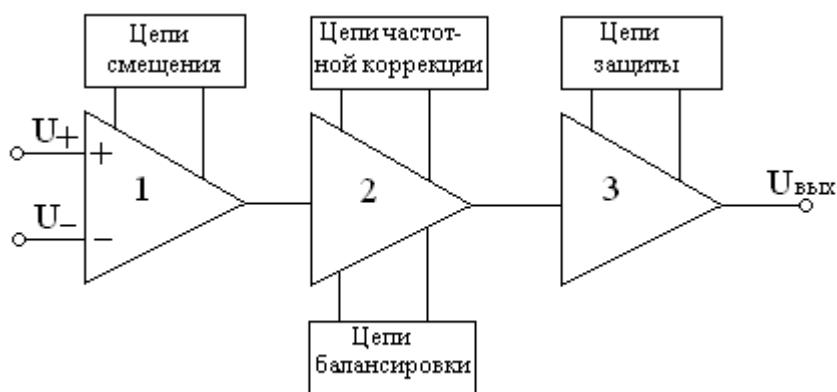


Рис.2.1. Структура трехкаскадного операционного усилителя:

- 1 – входной дифференциальный каскад;
- 2 – промежуточный каскад;
- 3 – выходной каскад.

Входной каскад 1 преобразует дифференциальное входное напряжение ($U_+ - U_-$) в несимметричный сигнал напряжения. Входной каскад взаимодействует с цепями смещения, которые представляют собой высокостабильные питающие цепи, стабилизирующие коэффициент передачи каскада по отношению к внешним и внутренним воздействиям. Промежуточный каскад 2 выполняет функции усиления сигналов по напряжению. Этот каскад взаимодействует с цепями частотной коррекции, выравнивающими амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики ОУ и приближающие его динамические свойства к свойствам пропорционального звена. Цепи балансировки позволяют регулировать уровень синфазной составляющей выходного сигнала ОУ и, тем самым, компенсировать некоторую асимметрию входного каскада. Выходной каскад 3 выполняет функцию усиления сигнала по мощности для обеспечения достаточной нагрузочной способности ОУ. Этот каскад взаимодействует с цепями защиты, которые блокируют выход ОУ при перегрузках и коротких замыканиях.

Высокий коэффициент передачи ОУ (10^5 и более) позволяет с помощью функциональных обратных связей строить различные узлы статиче-

ских и динамических преобразований электрических сигналов. При анализе принципиальных схем таких узлов используют два основных допущения:

1. Дифференциальное входное напряжение ОУ $U_+ - U_-$ равно нулю. Действительно, уровень дифференциального входного напряжения, при котором достигается насыщение ОУ, несопоставим с уровнем выходного сигнала.

2. Входное сопротивление ОУ бесконечно велико. Это означает, что ОУ не отбирает мощности от источников сигнала и все токи в схеме протекают только по внешним цепям.

Методика анализа принципиальных схем аналоговых узлов, построенных на основе ОУ, заключается в следующем.

а) записывают выражения для токов, протекающих во внешних (по отношению к ОУ) элементах схемы;

б) записывают балансы токов для цепей, относящихся к каждому входу ОУ:

в) полученные уравнения решают относительно выходного напряжения узла с учетом равенства $U_+ - U_- = 0$. Итогом такого решения является статическая характеристика или уравнение динамики анализируемого узла.

2.2. Примеры анализа типовых аналоговых узлов

2.2.1. Инвертирующий усилитель.

Принципиальная схема узла приведена на рис.2.2.

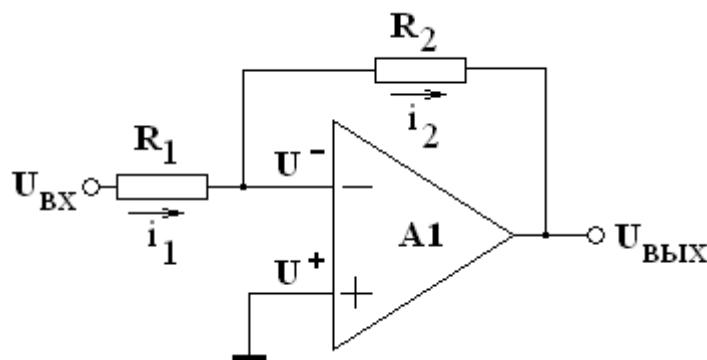


Рис. 2.2. Инвертирующий усилитель.

Токи, протекающие в элементах схемы, равны:

$$i_1 = \frac{U^- - U_{вх}}{R_1}; \quad i_2 = \frac{U_{вых} - U^-}{R_2}.$$

С учетом первого допущения имеем :

$$U^- = U^+ = 0;$$

с учетом второго допущения – $i_1 = i_2$. В итоге получим:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{R_2} = -\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} \quad \text{или} \quad U_{\text{вых}} = -\frac{U_{\text{вх}} R_2}{R_1} \quad (2.1)$$

Выражение (2.1) является статической характеристикой инвертирующего усилителя.

2.2.2. Неинвертирующий усилитель.

Принципиальная схема узла приведена на рис.2.3.

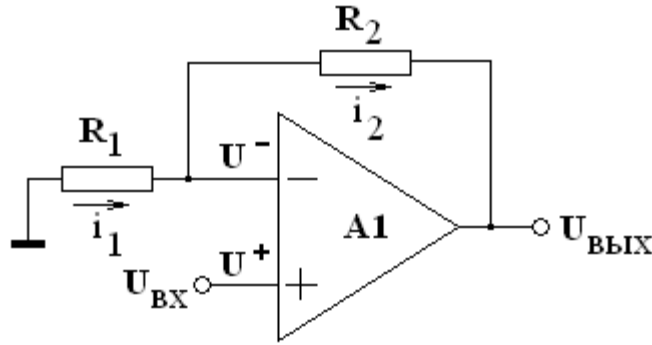


Рис. 2.3. Неинвертирующий усилитель.

Токи, протекающие в элементах схемы, равны:

$$i_1 = \frac{U^-}{R_1}; \quad i_2 = \frac{U_{\text{вых}} - U^-}{R_2}.$$

С учетом первого допущения имеем :

$$U^- = U^+ = U_{\text{вх}};$$

с учетом второго допущения – $i_1 = i_2$. В итоге получим:

$$\frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}}{R_2} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1} \quad \text{или} \quad U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (2.2)$$

Выражение (2.2) является статической характеристикой неинвертирующего усилителя.

2.2.3. Дифференциальный усилитель.

Дифференциальный усилитель (не путать с дифференцирующим) является комбинацией инвертирующего и неинвертирующего усилителей и выполняет функцию масштабирования разности входных напряжений:

$$U_{\text{вых}} = K(U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1}). \quad (2.3)$$

Принципиальная схема узла приведена на рис.2.3.

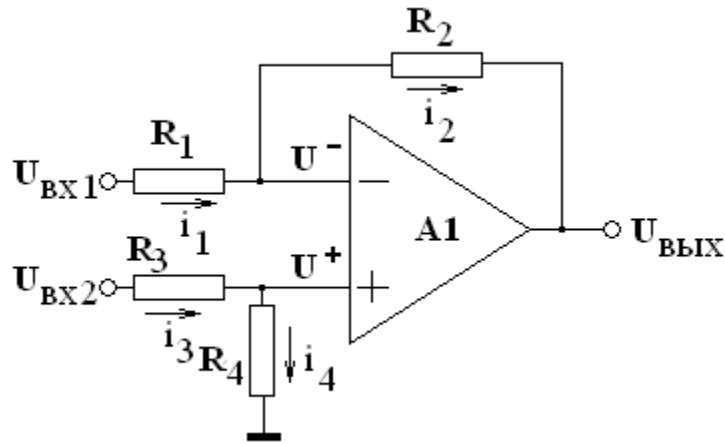


Рис.2.3. Дифференциальный усилитель.

Токи, протекающие в элементах схемы, равны:

$$i_1 = \frac{U^- - U_{\text{вх1}}}{R_1}; \quad i_2 = \frac{U_{\text{вых}} - U^-}{R_2}; \quad i_3 = i_4 = \frac{U_{\text{вх2}}}{R_3 + R_4}.$$

С учетом первого допущения имеем :

$$U^- = U^+ = \frac{U_{\text{вх2}} R_4}{R_3 + R_4};$$

с учетом второго допущения – $i_1 = i_2$. В итоге получим:

$$\frac{\frac{U_{\text{вх2}} R_4}{R_3 + R_4} - U_{\text{вх1}}}{R_1} = \frac{U_{\text{вых}} - \frac{U_{\text{вх2}} R_4}{R_3 + R_4}}{R_2}.$$

Решение этого уравнения относительно $U_{\text{вых}}$ дает статическую характеристику узла:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх2}} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_{\text{вх1}} \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.4)$$

Как видно из (2.4), в общем случае масштабные коэффициенты перед входными напряжениями $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$ различны, однако, если номиналы резисторов выбираются с учетом соотношения

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3},$$

то статическая характеристика узла принимает вид:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх2}} \frac{R_2}{R_1} - U_{\text{вх1}} \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}), \quad (2.5)$$

что вполне соответствует (2.3).

2.2.4. Преобразователи «ток – напряжение».

Преобразователи данного типа используются для согласования датчиков с токовым выходным сигналом с измерительными устройствами, предназначенными для работы с унифицированными сигналами напряжения. Преобразователь «ток – напряжение» может быть построен по инвертирующей или неинвертирующей схеме. Инвертирующий вариант преобразователя изображен на рис.2.5.

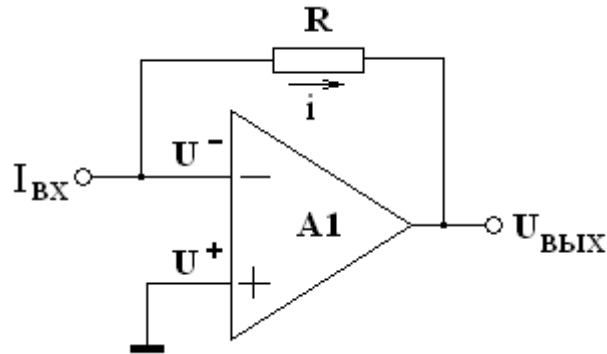


Рис.2.5. Инвертирующий преобразователь «ток – напряжение».

Ток через резистор равен $i = \frac{U^- - U_{\text{вых}}}{R}$, в то же время $i = I_{\text{вх}}$ и

$U^- = 0$. Статическая характеристика преобразователя будет иметь вид:

$$U_{\text{вых}} = -I_{\text{вх}} R. \quad (2.6)$$

Аналогично может быть построен неинвертирующий преобразователь (рис.2.6), имеющий статическую характеристику

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{вх}} R. \quad (2.7)$$

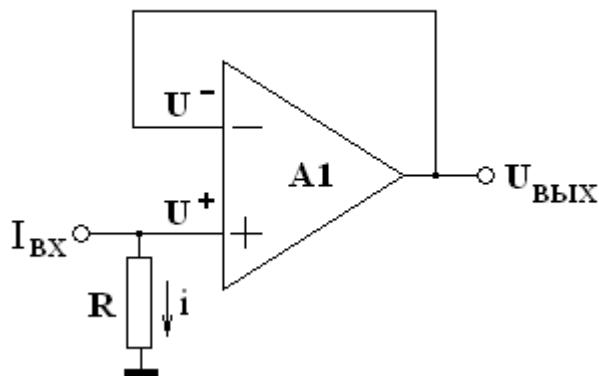


Рис. 2.6. Неинвертирующий преобразователь «ток – напряжение».

Инвертирующий преобразователь имеет некоторое преимущество перед неинвертирующим по быстродействию, поскольку напряжение на входе первого всегда близко к нулю и изменение входного тока на вызыва-

ет переходных процессов, обусловленных перезарядкой входной емкости ОУ.

2.2.5. Преобразователи «напряжение – ток».

Преобразователи данного типа используются для согласования датчиков с выходным сигналом напряжения с измерительными устройствами, предназначенными для работы с унифицированными токовыми сигналами. Схема неинвертирующего преобразователя «напряжение – ток» представлена на рис.2.7.

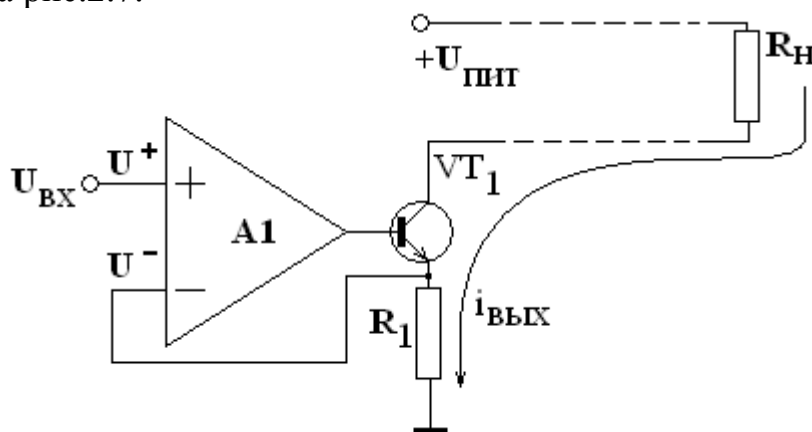


Рис.2.7. Неинвертирующий преобразователь «напряжение – ток».

По принципу действия данная схема аналогична неинвертирующему усилителю (рис.2.3), но выходным параметром является ток $i_{вых}$ через нагрузочный резистор R_n , создающий на резисторе R_1 падение напряжения, эквивалентное $U_{вх}$. Статическая характеристика преобразователя имеет

вид:

$$i_{вых} = \frac{U_{вх}}{R_1} \quad (2.8)$$

Работоспособность преобразователя сохраняется при изменении R_n в пределах

$$0 \leq R_n \leq \left(\frac{U_{пит}}{U_{вх}} - 1 \right) R_1.$$

2.2.6. Логарифмический усилитель.

Для выполнения нелинейных преобразований, таких, как логарифмирование, во внешних цепях ОУ используются нелинейные элементы. В простейшем случае таким элементом служит полупроводниковый диод, имеющий вольтамперную характеристику вида:

$$I_{np} = I_s A e^{\Lambda U_{np}},$$

где I_s – плотность тока насыщения pn -перехода; A – площадь pn -перехода; U_{np} – прямое напряжение на pn -переходе и Λ – температурный коэффициент, вычисляемый из соотношения:

$\Lambda = \frac{kT}{q}$, в котором k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура и q – заряд электрона. Схема логарифмического усилителя приведена на рис. 2.8.

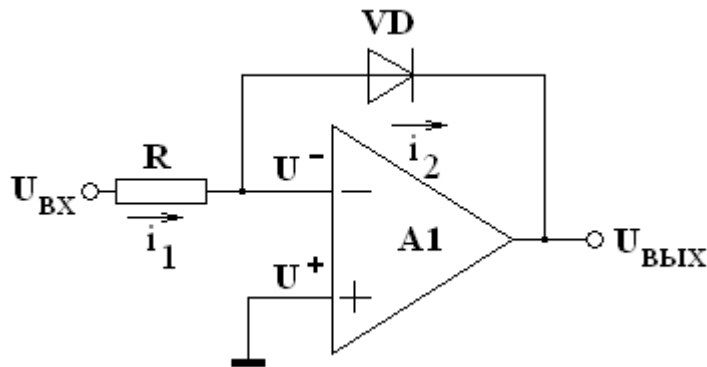


Рис.2.8. Логарифмический усилитель.

Токи, протекающие в элементах схемы, равны:

$$i_1 = \frac{U^- - U_{\text{вх}}}{R}; \quad i_2 = I_s A e^{\Lambda (U_{\text{вых}} - U^-)}.$$

С учетом первого допущения имеем :

$$U^- = U^+ = 0;$$

с учетом второго допущения – $i_1 = i_2$. В итоге получим:

$$-\frac{U_{\text{вх}}}{R} = I_s A e^{\Lambda U_{\text{вых}}} \quad \text{или} \quad U_{\text{вых}} = \frac{1}{\Lambda} \ln \left(-\frac{U_{\text{вх}}}{R I_s A} \right). \quad (2.9)$$

2.2.7. Экспоненциальный усилитель.

Для получения экспоненциальной зависимости между входным и выходным сигналами полупроводниковый диод устанавливают на входе ОУ (рис. 2.9).

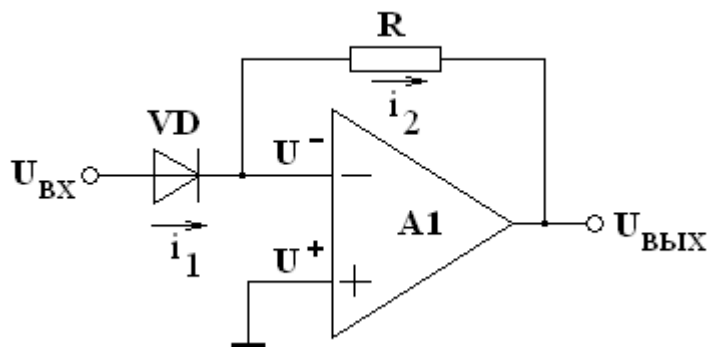


Рис.2.9. Экспоненциальный усилитель.

Токи, протекающие в элементах схемы, равны:

$$i_2 = I_s A e^{\Lambda(U^- - U_{вх})}; \quad i_2 = \frac{U_{вых} - U^-}{R}$$

С учетом первого допущения имеем :

$$U^- = U^+ = 0;$$

с учетом второго допущения – $i_1 = i_2$. В итоге получим:

$$U_{вых} = I_s R A e^{-\Lambda U_{вх}} \quad (2.10)$$

Необходимо отметить, что логарифмический и экспоненциальный усилители теряют работоспособность при изменении полярности входного сигнала на противоположную.

2.2.8. Аналоговый интегратор.

Схема интегратора на ОУ приведена на рис.2.10.

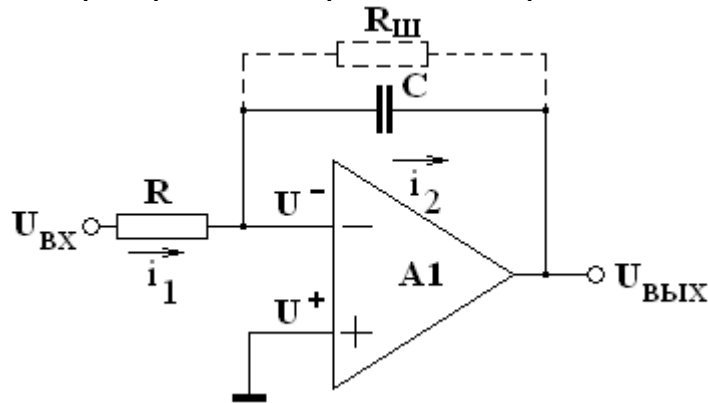


Рис.2.10. Аналоговый интегратор.

Токи, протекающие в элементах схемы, равны:

$$i_1 = \frac{U^- - U_{вх}}{R}; \quad i_2 = C \frac{d(U_{вых} - U^-)}{d\tau}$$

С учетом первого допущения имеем :

$$U^- = U^+ = 0;$$

с учетом второго допущения – $i_1 = i_2$. В итоге получим:

$$\frac{-U_{вх}}{R} = C \frac{dU_{вых}}{d\tau} \quad \text{или} \quad U_{вых} = -RC \int_0^t U_{вх} d\tau + U_{вых}(0). \quad (2.11)$$

Существенным недостатком данной схемы является «дрейф нуля» - самопроизвольное изменение выходного напряжения, обусловленное как внешними, так и внутренними факторами (флуктуациями входного напряжения, колебаниями напряжения питания и др.). С целью уменьшения этого эффекта емкость C шунтируют резистором $R_{ш}$ с достаточно высоким сопротивлением. Дрейф нуля при этом уменьшается, однако возникает динамическая погрешность интегрирования, обусловленная дополнительной инерционностью в цепи обратной связи.

2.2.9. Узел дифференцирования.
 Схема аналогового дифференциатора приведена на рис.2.11.

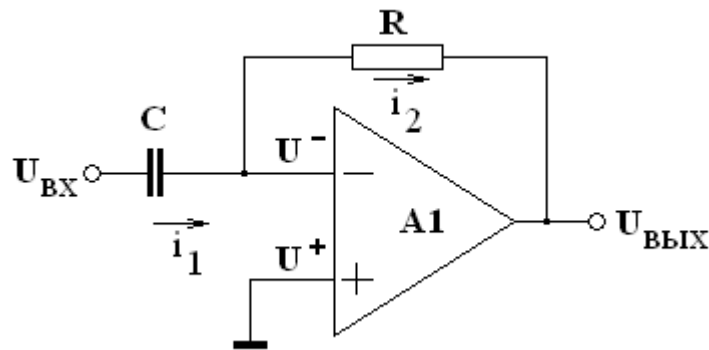


Рис.2.11. Аналоговый дифференциатор.
 Токи, протекающие в элементах схемы, равны:

$$i_1 = C \frac{d(U^- - U_{вх})}{d\tau}; \quad i_2 = \frac{U_{вых} - U^-}{R}.$$

С учетом первого допущения имеем : $U^- = U^+ = 0$;
 с учетом второго допущения – $i_1 = i_2$. В итоге получим:

$$U_{вых} = -RC \frac{dU_{вх}}{d\tau}. \quad (2.12)$$

2.2.9. Узел демпфирования.
 Схема узла демпфирования приведена на рис.2.12.

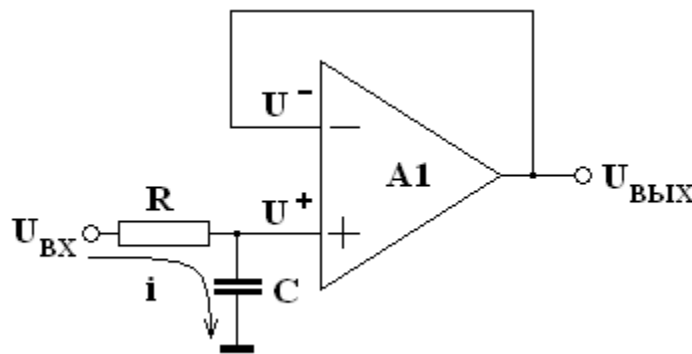


Рис.2.12. Узел демпфирования.

Ток, протекающий во входной цепи, равен:

$$i = C \frac{dU^+}{d\tau} = \frac{U_{вх} - U^+}{R}.$$

С учетом первого допущения имеем : $U^- = U^+ = U_{вых}$. Таким образом:

$$RC \frac{dU_{вых}}{d\tau} + U_{вых} = U_{вх}. \quad (2.13)$$

3. Типовые узлы аналого-дискретных и аналого-цифровых преобразований электрических сигналов.

3.1. Компараторы напряжения.

Компаратор напряжения (КН) представляет собой аналого-дискретный преобразователь с дифференциальным входом, обрабатывающий следующую логическую функцию:

$$\left. \begin{array}{l} U_{\text{ВЫХ}} = "1" \\ U_{\text{ВЫХ}} = "0" \end{array} \right\} \begin{array}{l} | U^+ - U^- > 0 \\ | U^+ - U^- < 0 \end{array} \quad (3.1)$$

или $U_{\text{ВЫХ}} = \{U^+ - U^-\}$.

При строгом соблюдении равенства $U^+ - U^- = 0$ состояние выхода КН не определено. По структуре компаратор напряжения аналогичен операционному усилителю (рис.2.1), но выходной каскад КН работает не в линейном, а в ключевом режиме. Другая особенность КН заключается в том, что оконечный транзистор выходного каскада включен по схеме с открытым коллектором, что позволяет путем изменения напряжения питания и нагрузки согласовывать выход КН с различными типами цифровых интегральных схем. В электронных устройствах систем управления компараторы напряжения применяются, в основном, в качестве детекторов уровня.

3.2. Однопороговые детекторы уровня.

Упрощенная схема однопорогового детектора приведена на рис.3.1.

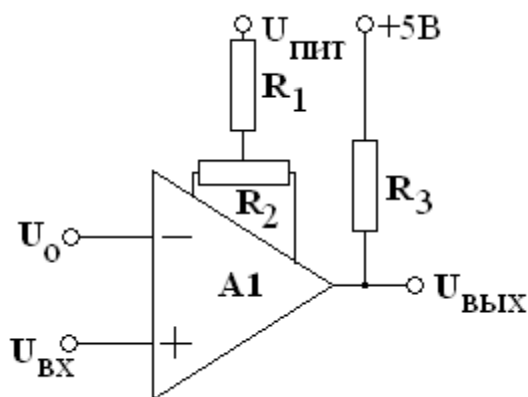


Рис.3.1. Однопороговый детектор уровня.

На вход " – " подается опорное напряжение U_0 , на вход " + " поступает анализируемый входной сигнал. Резисторы R_1 и R_2 выполняют функцию балансировки выхода, резистор R_3 играет роль выходной нагрузки. Принцип работы однопорогового детектора уровня иллюстрирует временная диаграмма, приведенная на рис.3.2.

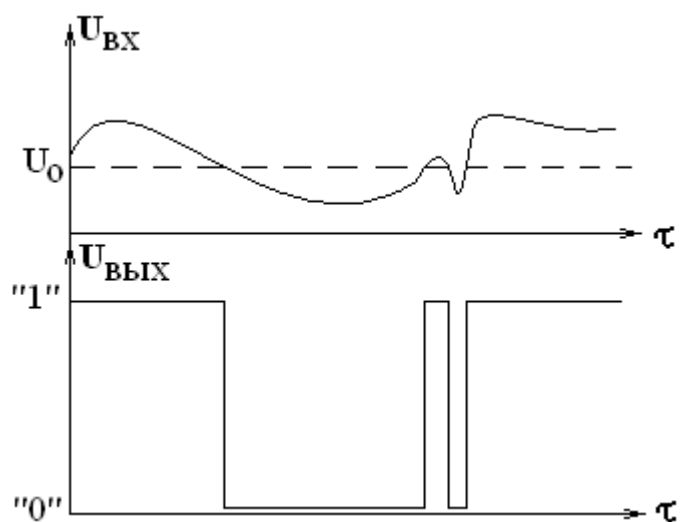


Рис.3.2. Временная диаграмма однопорогового детектора уровня.

3.3. Двухпороговые детекторы уровня.

Упрощенная схема двухпорогового детектора уровня приведена на рис.3.3.

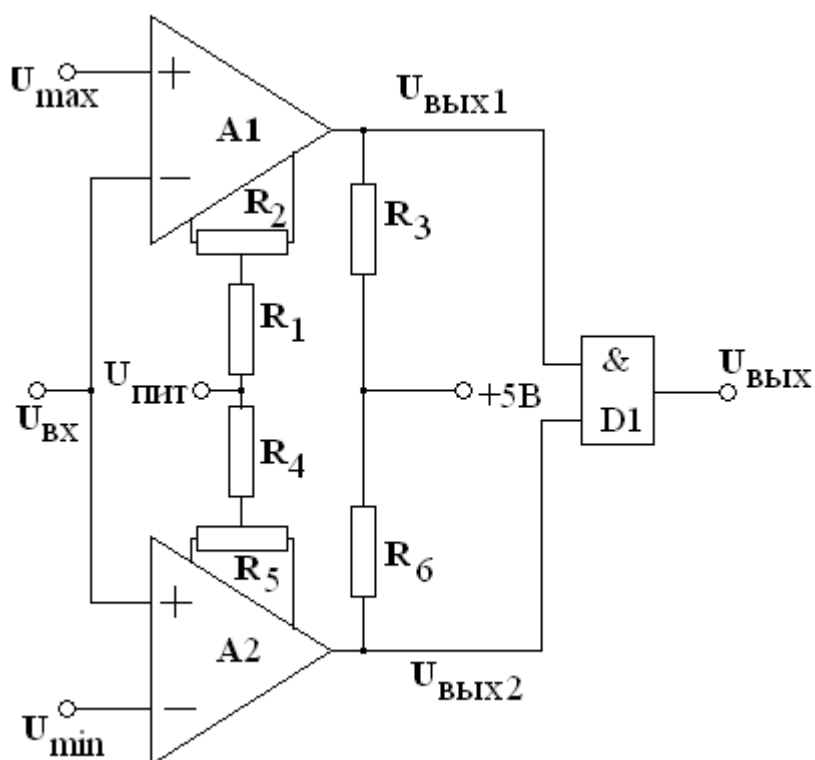


Рис.3.3. Двухпороговый детектор уровня.

Двухпороговый детектор включает в себя два однопороговых детектора на КН А1 и А2 и логический элемент "И" D1. КН А1 обрабатывает логическую функцию $U_{\text{ВЫХ1}} = \{U_{\text{max}} - U_{\text{ВХ}}\}$; КН А2 обрабатывает логическую функцию $U_{\text{ВЫХ2}} = \{U_{\text{ВХ}} - U_{\text{min}}\}$; логический элемент D1 обрабатывает функцию $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ1}} \wedge U_{\text{ВЫХ2}}$. Таким образом, логическая единица появляется на выходе узла в том случае, когда выполняется неравенство $U_{\text{max}} > U_{\text{ВХ}} > U_{\text{min}}$. Прин-

цип работы двухпорогового детектора уровня иллюстрирует временная диаграмма на рис.3.4.

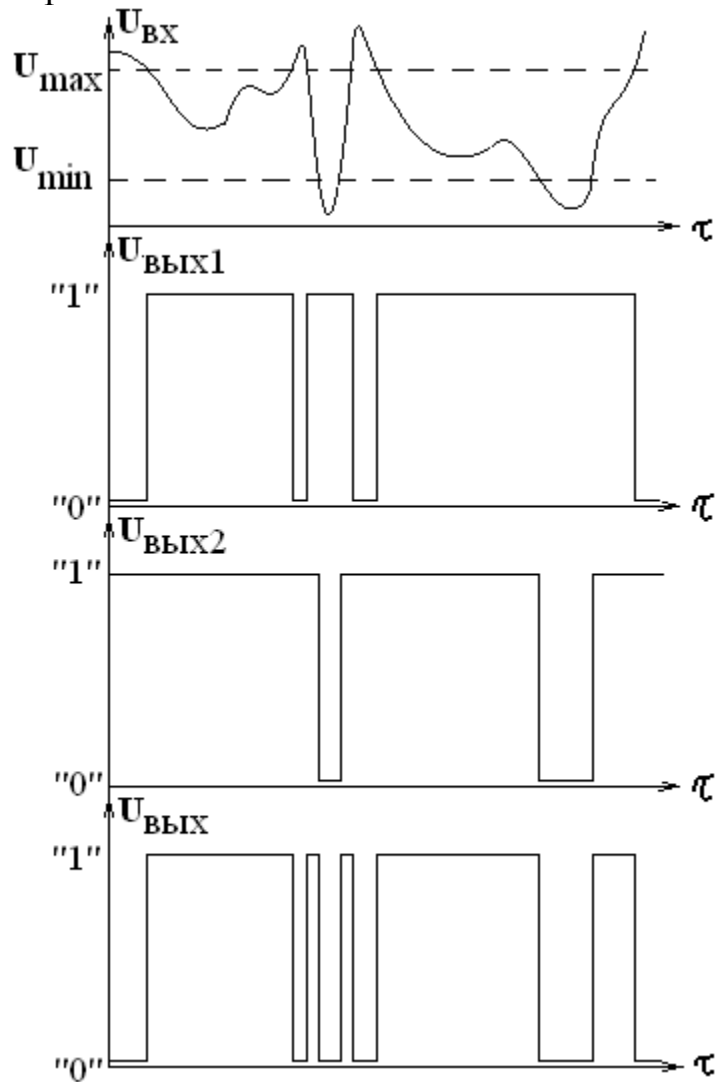


Рис.3.4. Временная диаграмма двухпорогового детектора уровня.

3.4. Триггер Шмитта.

Рассмотренные выше схемы детекторов уровня обладают существенным недостатком – плохой помехозащищенностью в окрестности нулевого дифференциального входного сигнала. От этого недостатка свободны схемы с релейной статической характеристикой, которым относится триггер Шмитта. Упрощенная схема триггера Шмитта на КН приведена на рис.3.5.

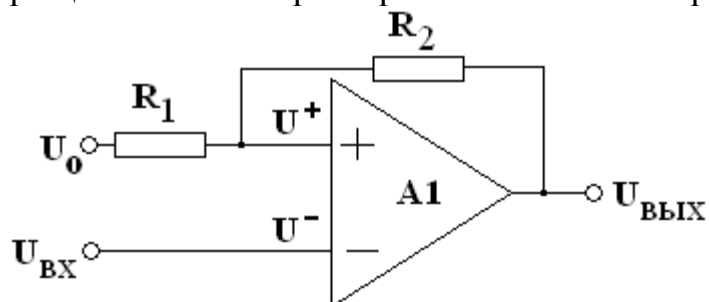


Рис.3.5. Триггер Шмитта.

Уровни входного сигнала, при которых происходят переключения схемы из одного состояния в другое, определяются из соотношений:

$$U_{\text{вх}}^{(10)} = \frac{U_0 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{U_{\text{вых}}^{(1)} R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{и} \quad U_{\text{вх}}^{(01)} = \frac{U_0 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{U_{\text{вых}}^{(0)} R_1}{R_1 + R_2}. \quad (3.2)$$

Статическая характеристика триггера Шмитта приведена на рис.3.6.

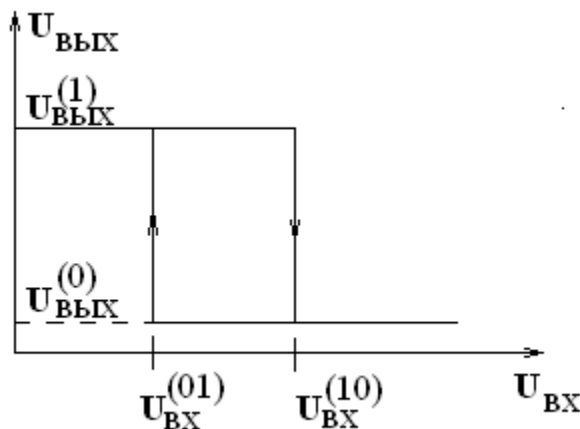


Рис. 3.6. Статическая характеристика триггера Шмитта.

Данное пороговое устройство обладает нечувствительностью к уровню входного сигнала в пределах диапазона:

$$U_{\text{вх}}^{(10)} - U_{\text{вх}}^{(01)} = \frac{(U_{\text{вых}}^{(1)} - U_{\text{вых}}^{(0)}) R_1}{R_1 + R_2}. \quad (3.3)$$

В соотношениях (3.2) и (3.3) одиночные верхние индексы обозначают состояния выхода КН, а парные – переходы из одного логического состояния в другое.

3.5. Цифро-аналоговый преобразователь.

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) предназначены для преобразования многоразрядных кодовых комбинаций (чаще всего – позиционных двоичных кодов) в аналоговый сигнал тока или напряжения. Амплитуда аналогового сигнала должна быть пропорциональна числу, эквивалентному входной кодовой комбинации. Если принять, что число N_x , эквивалентное входному коду, может изменяться в пределах от 0 до N_{max} , а выходное напряжение $U_{\text{ЦАП}}$ – в пределах от 0 до U_{max} , то статическая характеристика ЦАП будет иметь вид:

$$U_{\text{ЦАП}} = \frac{U_{\text{max}}}{N_{\text{max}}} N_x. \quad (3.4)$$

Представим входной код в виде суммы всех разрядов с соответствующими двоичными весами:

$$N_x = a_n 2^{n-1} + a_{n-1} 2^{n-2} + \dots + a_2 2 + a_1,$$

где n – разрядность входного кода, а коэффициенты a соответствуют значениям разрядов входного кода. При большом числе разрядов n можно принять, что $N_{\max} = 2^n - 1 \approx 2^n$. Тогда статическая характеристика ЦАП примет вид:

$$U_{\text{ЦАП}} = U_{\text{max}} (a_n 2^{-1} + a_{n-1} 2^{-2} + \dots + a_2 2^{-(n-1)} + a_1 2^{-n}). \quad (3.5)$$

Отсюда следует, что выходной сигнал ЦАП содержит n слагаемых с двоичными весами. Наличие или отсутствие того или иного слагаемого в суммарном сигнале определяется значением соответствующего разряда входного кода. Статическая характеристика вида (3.5) реализуется с применением резисторных многополюсников с двоично-весовым соотношением токов в ветвях. Наиболее часто используются многополюсники типа R-2R (рис.3.7).

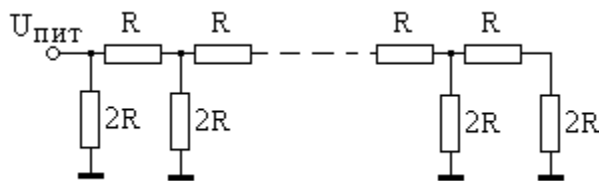


Рис.3.7. Многополюсник типа R-2R.

Отличительной особенностью данного многополюсника является то, что напряжения в узлах и, следовательно, токи в ветвях последовательно отличаются друг от друга в 2 раза. Многополюсник работоспособен только в том случае, если все его ветви замкнуты на нулевой провод.

Упрощенная схема ЦАП с многополюсником R-2R приведена на рис.3.8.

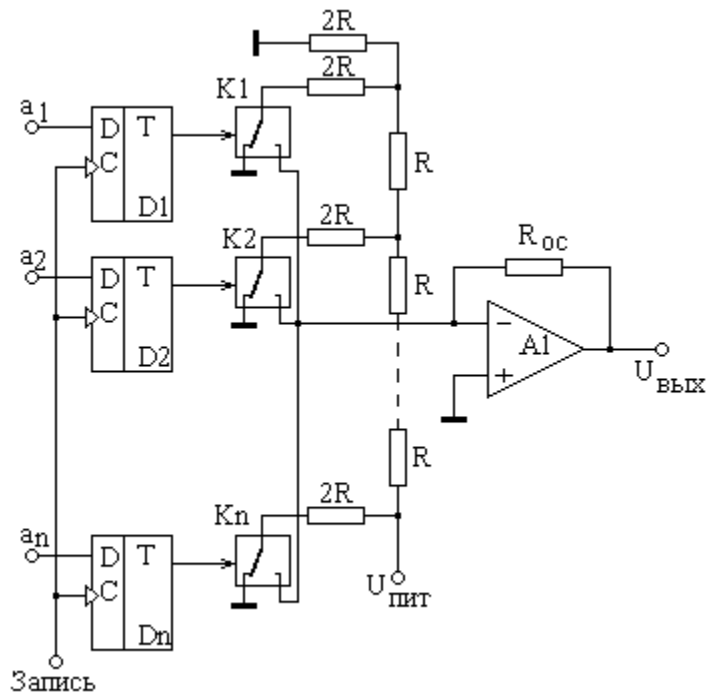


Рис 3.8. Цифро-аналоговый преобразователь с многополюсником R-2R.

Схема преобразователя включает в себя входной регистр (триггеры $D1 \div Dn$), блок разрядных ключей $K1 \div Kn$, резисторный многополюсник $R-2R$ и преобразователь "ток – напряжение" на операционном усилителе $A1$. При поступлении сигнала записи на входы C триггеров $D1 \div Dn$ разряды входного кода $a_1 \div a_n$ фиксируются во входном регистре. Каждый триггер входного регистра управляет положением соответствующего разрядного ключа. Если i -й триггер находится в единичном состоянии, то ключ K_i коммутирует соответствующую ветвь резисторного многополюсника со входом токового преобразователя $A1$. В противном случае ветвь многополюсника замыкается на нулевой провод. В итоге операционный усилитель $A1$ суммирует токи всех ветвей резисторного многополюсника, для которых разряды входного кода равны логической "1". Сумма разрядных токов преобразуется в выходное напряжение с коэффициентом R_{oc} . Систематическая погрешность преобразования определяется разрядностью n и выражается через единицу младшего значащего разряда ($1мзр$):

$$1мзр = R_{oc} \frac{U_{num}}{2^{n+1} R}. \quad (3.6)$$

Время преобразования определяется только быстродействием входного регистра и разрядных ключей, так как при изменении входного кода переходные процессы в аналоговых цепях практически отсутствуют (входное напряжение токового преобразователя $A1$ приближается к нулю и токи в ветвях многополюсника $R-2R$ не зависят от положения разрядных ключей).

3.6. Аналого-цифровые преобразователи.

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) предназначены для преобразования входных аналоговых сигналов в цифровой (чаще всего позиционный двоичный) код. В системах управления наиболее часто используются АЦП, построенные по двум основным принципам – по принципу последовательного счета и по принципу поразрядного кодирования (уравновешивания). Преобразователи последовательного счета преобразуют входную величину во временной интервал, заполняемый последовательностью тактовых сигналов с фиксированной частотой. Преобразователи поразрядного кодирования осуществляют компенсацию входной величины эталонными двоично-весовыми сигналами путем последовательных приближений. АЦП последовательного счета, в свою очередь, подразделяются на классические и интегрирующие.

3.6.1. Классический АЦП последовательного счета.

Упрощенная схема классического преобразователя последовательного счета приведена на рис.3.9. Преобразователь включает в себя генератор тактовых сигналов G , двоичный триггер $D1$, логический элемент "И" $D2$, двоичный счетчик $D3$, цифро-аналоговый преобразователь и компаратор напряжения $A1$.

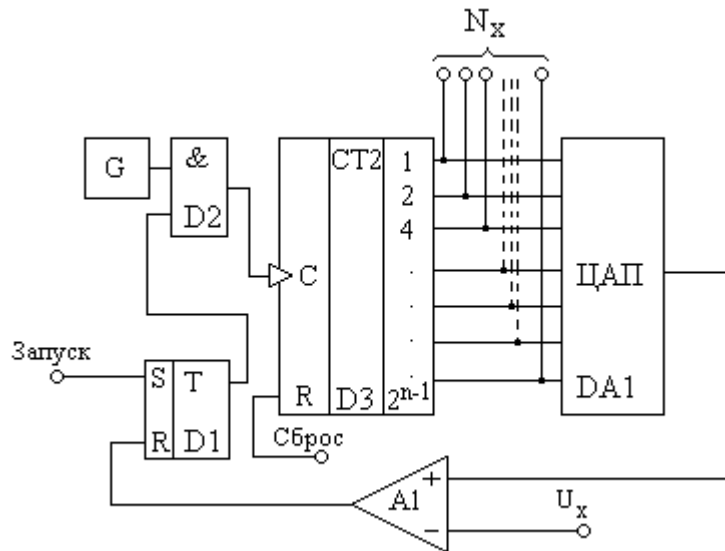


Рис.3.9. Упрощенная схема АЦП последовательного счета.

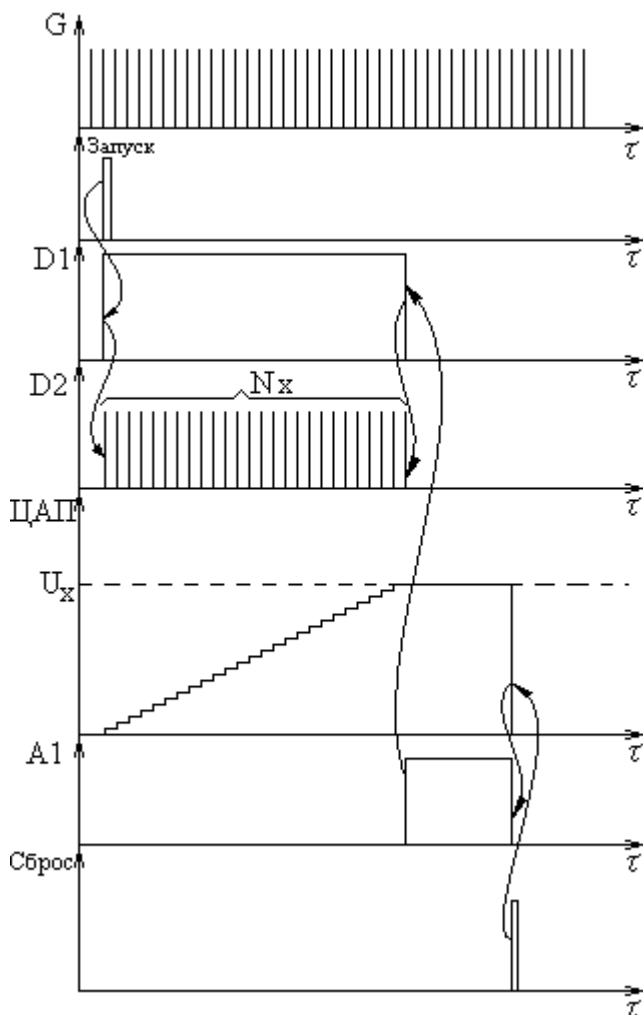


Рис.3.10. Временная диаграмма работы АЦП последовательного счета.

Временная диаграмма работы АЦП представлена на рис.3.10. В исходном состоянии на выходах триггера **D1** и компаратора **A1** установлен логический нуль. Прохождение тактовых сигналов через элемент **D2** на счетчик **D3** запрещено. Кодовая комбинация на выходах счетчика **D3** эквивалентна нулю, выходное напряжение ЦАП равно нулю. Сигнал запуска устанавливает триггер **D1** в единичное состояние и прохождение тактовых сигналов через элемент **D2** на счетчик **D3** разрешается. С приходом каждого тактового импульса счетчик **D3** наращивает выходную кодовую комбинацию на единицу. ЦАП преобразует этот код в аналоговый сигнал. Таким образом, выходное напряжения ЦАП ступенчато нарастает во времени. Амплитуда ступеньки соответствует 1мЗр . Счет тактовых сигналов продолжается до тех пор, пока выходное напряжение ЦАП не превысит входное преобразуемое напряжение U_x . В этот момент на выходе

компаратора **A1** устанавливается логическая единица, триггер **D1** сбрасывается и счет тактовых сигналов прекращается. на выходах счетчика **D3** фиксируется кодовая комбинация N_x , эквивалентная входному преобразуемому напряжению U_x . Статическая характеристика преобразователя будет иметь вид:

$$N_x = 2^n \frac{U_x}{1\text{мЗр}} \quad (3.7)$$

Систематическая погрешность преобразования определяется разрядностью n и ограничена 1мЗр . Время преобразования определяется из соотношения:

$$t_{np} = \frac{N_x}{f_{такт}}, \quad (3.8)$$

где $f_{такт}$ – частота генератора тактовых сигналов.

3.6.2 АЦП последовательного счета с компенсационным интегрированием.

Интегрирование входного аналогового сигнала позволяет значительно повысить точность и помехозащищенность АЦП, поскольку спектральные характеристики полезных сигналов и шумов существенно различны. Упрощенная схема АЦП с компенсационным интегрированием приведена на рис.3.11.

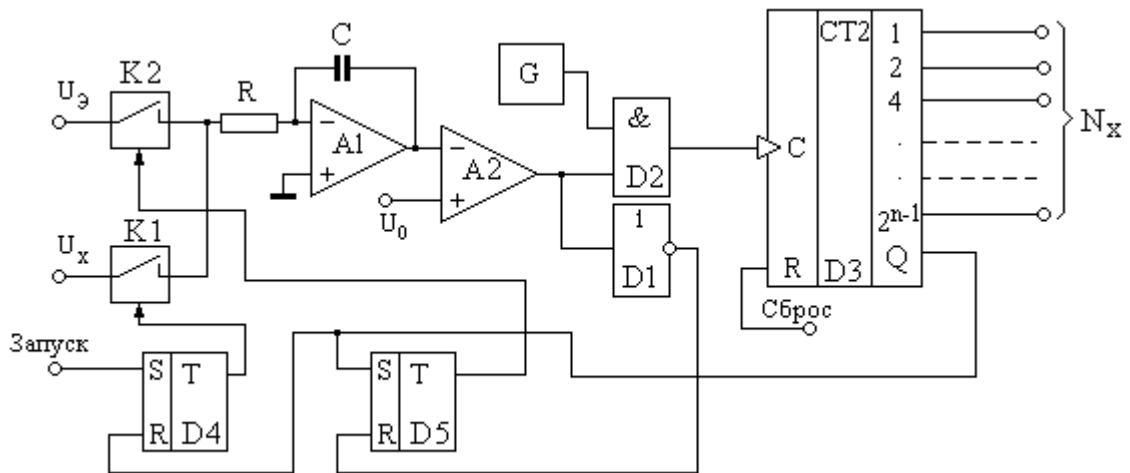


Рис. 3.11. Упрощенная схема интегрирующего АЦП.

Основными элементами преобразователя являются: аналоговый интегратор на операционном усилителе **A1**, компаратор напряжения **A2**, аналоговые ключи **K1** и **K2**, управляемые триггерами **D4** и **D5**, а также генератор тактовых сигналов **G** и многоразрядный счетчик **D3** со схемами управления **D1** и **D2**. В исходном состоянии на выходах триггеров **D4**, **D5** и компаратора **A2** установлен логический нуль, ключи **K1** и **K2** разомкнуты, выходное напряжение интегратора **A1** равно нулю, прохождение тактовых сигналов

через элемент D2 на счетчик D3 запрещено, выходная кодовая комбинация счетчика эквивалентна нулю. Временная диаграмма работы АЦП приведена

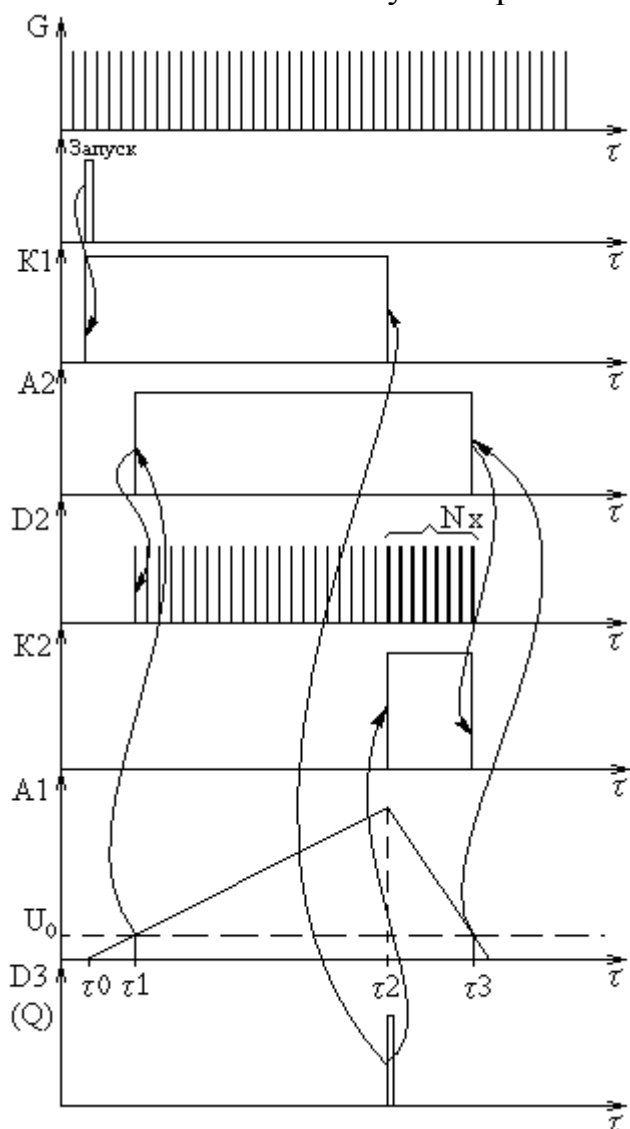


Рис.3.10. Временная диаграмма работы интегрирующего АЦП.

течение фиксированного промежутка времени $t_1 = \tau_2 - \tau_1$, длительность которого определяется разрядностью счетчика D3 и частотой тактовых сигналов.

К концу интервала времени t_1 выходное напряжение интегратора достигнет величины:

$$U_{A1}(t_2) = U_0 + \frac{1}{T_u} \int_{t_1}^{t_2} U_x d\tau .$$

В момент времени τ_2 разрядность счетчика переполняется и выдается сигнал переполнения Q, который сбрасывает триггер D4 и устанавливает в единичное состояние триггер D5. Ключ K1 размыкается и замыкается ключ K2,

на рис.3.12. В момент времени τ_0 на триггер D4 поступает сигнал запуска. Триггер устанавливается в единичное состояние и замыкает ключ K1. На вход интегратора подается входное преобразуемое напряжение U_x . Выходное напряжение интегратора будет изменяться во времени в соответствии с соотношением:

$$U_{A1} = \frac{1}{T_u} \int_0^t U_x d\tau ,$$

где T_u – постоянная времени интегратора, равная RC. Это напряжение поступает на один из входов компаратора A2. На другой вход подается опорное напряжение U_0 , определяющее зону нечувствительности АЦП к низкочастотным помехам. В момент времени τ_1 U_{A1} достигает величины U_0 и на выходе компаратора A2 устанавливается логическая единица. Счетчик D3 начинает счет тактовых сигналов, поступающих с генератора G через элемент D2. Интегрирование напряжения U_x производится в

который подает на вход интегратора эталонное напряжение U_0 , полярность которого противоположна полярности U_x . Счетчик D3 продолжает счет тактовых сигналов, а выходное напряжение интегратора будет изменяться по закону:

$$U_{A1} = U_{A1}(t_2) - \frac{1}{T_u} \int_0^{t_2} U_0 d\tau .$$

В момент времени t_3 достигается равенство $U_{A1}=U_0$, компаратор A2 устанавливается в нулевое состояние, размыкает ключ K2 и запрещает дальнейшее прохождение тактовых сигналов на счетчик D3. На выходах счетчика фиксируется код, эквивалентный числу:

$$N_x = \frac{\tau_3 - \tau_2}{\tau_T} = \frac{t_2}{\tau_T} ,$$

где τ_T – период следования тактовых сигналов. Если напряжения U_x и U_0 постоянны во времени, то справедливо равенство: $U_x t_1 = U_0 t_2$. Учитывая, что $t_2 = 2^n \tau_T$ получим статическую характеристику АЦП в виде:

$$N_x = 2^n \frac{U_x}{U_0} . \quad (3.9)$$

Систематическая погрешность преобразования, как и в предыдущем случае, определяется 1мзр, но случайная погрешность существенно ниже за счет эффективной фильтрации входного сигнала при интегрировании. Время преобразования выше по сравнению с классическим АЦП последовательного счета:

$$t_{np} = \frac{2^n + N_x}{f_{такт}} . \quad (3.10).$$

3.6.3. АЦП поразрядного кодирования.

АЦП поразрядного кодирования обладают гораздо большим быстродействием по сравнению с АЦП последовательного счета. Упрощенная схема преобразователя (8-разрядного) приведена на рис. 3.11. Схема включает в себя регистр последовательных приближений D13, дешифратор 3×8 D3, четырехразрядный счетчик D1, генератор тактовых сигналов G, инвертор D2, логические элементы "И" D4 – D12, цифро-аналоговый преобразователь DA1 и компаратор напряжения A1.

Преобразователь работает следующим образом. С приходом сигнала запуска счетчик D1 сбрасывается и во всех разрядах регистра D13 кроме старшего устанавливается логический нуль. В старшем разряде D13

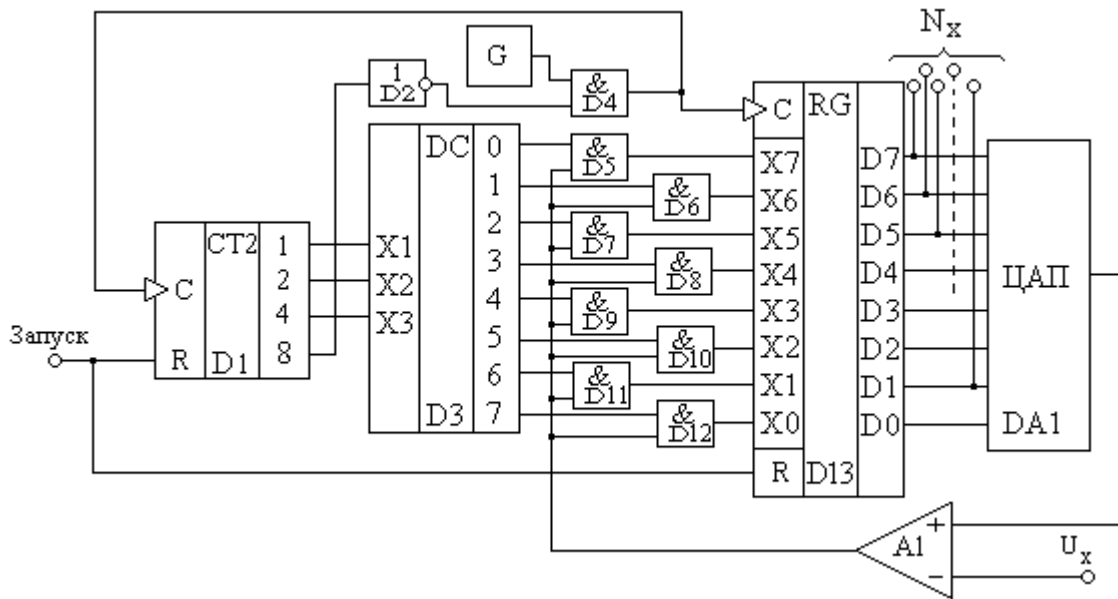


Рис. 3.11. Упрощенная схема преобразователя поразрядного кодирования.

устанавливается логическая единица. Начиная с этого момента разрешается прохождение тактовых сигналов с генератора G на входы счетчика $D1$ и регистра $D13$. Логическая единица в старшем разряде $D13$ преобразуется цифро-аналоговым преобразователем в напряжение, которое сравнивается компаратором $A1$ с входным преобразуемым напряжением U_x . Если выходное напряжение ЦАП превышает U_x , то единица в старшем разряде регистра сбрасывается, если нет – сохраняется. Цикл преобразования повторяется 8 раз и на выходах регистра $D13$ фиксируется код, эквивалентный напряжению U_x . Появление единицы в старшем разряде счетчика $D1$ запрещает дальнейшее прохождение тактовых сигналов на входы счетчика $D1$ и регистра $D13$ и преобразование заканчивается.

Статическая характеристика преобразователя описывается уравнением (3.7), систематическая погрешность соответствует 1мЗр , а время преобразования не зависит от величины преобразуемого сигнала и определяется соотношением :

$$t_{np} = \frac{n}{f_{такт}}, \quad (3.11)$$

где n – разрядность преобразователя, а $f_{такт}$ – частота тактовых сигналов.

В некоторых случаях метод цифро-аналогового преобразования сочетает в себе алгоритмы последовательного счета и поразрядного кодирования. Преобразование в старших m разрядах выполняется по методу поразрядного кодирования, а в младших $n - m$ разрядах – по методу последовательного счета. Применение комбинированных алгоритмов преобразования позволяет исправлять ошибки в старших разрядах, характерные для преобразователей поразрядного кодирования.

3.7. Коммутаторы информационных сигналов.

Коммутаторы предназначены для создания перестраиваемой системы связей, обеспечивающей прохождение информационных сигналов в заданных направлениях. Важную роль в информационно-управляющих системах играют измерительные коммутаторы, предназначенные для мультиплексирования аналоговых измерительных сигналов. Основными характеристиками измерительных коммутаторов являются:

- динамический диапазон коммутируемых сигналов $D_d = A_{\max}/A_{\min}$, равный отношению максимальной и минимальной амплитуд коммутируемых сигналов;
- погрешность коэффициента передачи $\delta = (A_{\text{вх}} - A_{\text{вых}})/A_{\text{вх}}$, где $A_{\text{вх}}$ и $A_{\text{вых}}$ – амплитуды входного и выходного сигналов коммутатора;
- быстродействие, характеризуемое максимально возможным числом переключений в единицу времени или промежутком времени, необходимым для выполнения одного переключения;
- число коммутируемых сигналов n , число выходов h и число коммутационных каналов k ;
- количество коммутационных N и управляющих M элементов.

В структуре коммутатора можно выделить две составные части – определенным образом организованную систему коммутационных элементов и схему управления. В качестве коммутационных элементов чаще всего используются магнитоуправляемые контакты или бесконтактные ключи на основе биполярных или МОП-полупроводниковых структур. Организация системы коммутационных элементов может быть одноступенчатой, многоступенчатой или матричной (рис. 3.12).

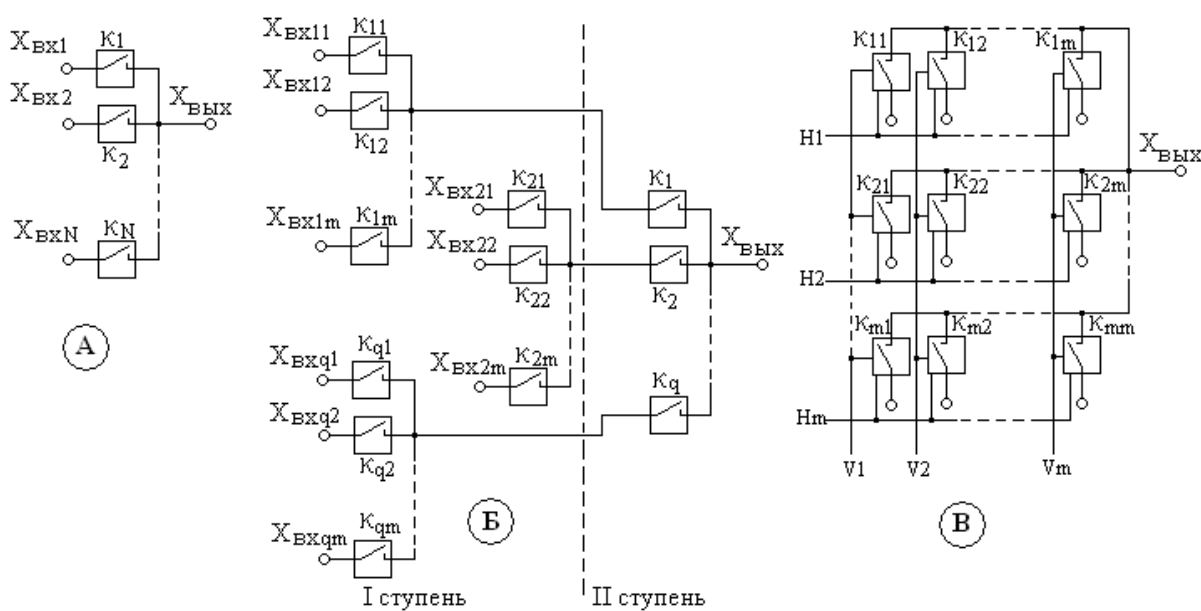


Рис.3.12. Структуры системы коммутационных элементов А - одноступенчатая, Б – двухступенчатая, В – матричная.

Одноступенчатая структура наиболее проста, но при большом числе коммутируемых сигналов требует использования счетчиков и дешифраторов большой разрядности. Число управляющих элементов в данном случае совпадает с числом коммутационных элементов и коммутируемых сигналов. Двухступенчатая структура предполагает разделение всего множества коммутируемых сигналов на q групп по m элементов в каждой. Данная структура позволяет при незначительном увеличении числа коммутационных элементов $N = q(m+1)$ существенно сократить число управляющих элементов $M = m+q$ и, тем самым, упростить схему управления. Матричная структура позволяет получить выигрыш в количестве управляющих элементов без увеличения числа коммутационных элементов $M = 2\sqrt{n}$.

Схема управления коммутатора представляет собой совокупность многоразрядного счетчика и дешифратора (рис. 3.13)

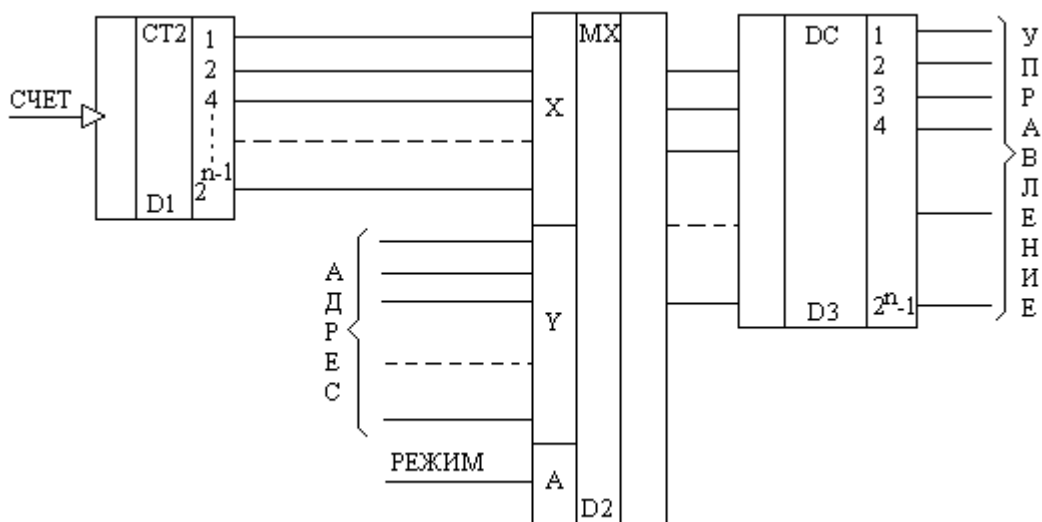


Рис.3.13. Схема управления одноступенчатым коммутатором.

Управление коммутацией производится от дешифратора D3, на входы которого подается двоичный код, эквивалентный номеру коммутируемого канала. Данная схема управления позволяет реализовать два режима работы коммутатора – циклический и адресный. Выбор режима производится подачей сигнала на вход "А" мультиплексора D2. В циклическом режиме кодовая комбинация, определяющая номер коммутируемого канала, поступает на входы дешифратора D3 с выходов счетчика D1. При подаче тактовых сигналов на вход счетчика D1 происходит переключение каналов по возрастанию их порядкового номера. В адресном режиме каналы могут коммутироваться в произвольном порядке, а код номера канала поступает на входы дешифратора D3 с адресных входов мультиплексора D2.

При управлении двухступенчатым коммутатором число элементов схемы управления удваивается, а счетчики 1-й и 2-й ступеней соединяются последовательно. Аналогично организуется и управление матричным коммутатором.

Список литературы

1. Родионов В.Д., Терехов В.А., Яковлев В.Б. Технические средства АСУТП: Учебное пособие для вузов/Под ред. В.Б.Яковлева. – М.:Высш.шк.,1989, 263 с.
2. Автоматизация типовых технологических процессов и установок: Учебник для вузов/А.М.Корытин, Н.К.Петров, С.Н.Радимов, Н.К.Шапарев. – 2-е изд., М.:Энергоатомиздат, 1988, 432 с.
3. Цапенко М.П. Измерительные информационные системы: Учебное пособие для вузов. – 2-е изд. М.:Энергоатомиздат, 1985, 440 с.
4. А.П.Самарский. Технические средства автоматизации. Электронные системы: Учебное пособие. Иваново: Иван. хим.-технол. ин-т.,1987, 84 с.

СОДЕРЖАНИЕ

1. Унифицированные электрические сигналы.	3
2. Типовые узлы аналоговых преобразований электрических сигналов.	10
3. Типовые узлы аналого-дискретных и аналого-цифровых преобразований электрических сигналов.. . . .	19

Составитель

Самарский Александр Петрович

Типовые узлы электронных систем контроля и управления

Методические указания к самостоятельной работе по курсу
«Технические средства автоматизации» для
студентов дневного и заочного обучения специальности 220301.

Техн. редактор Г.В. Куликова

Подписано в печать .05.2007. Формат 60×84¹/₁₆.

Бумага писчая. Усл. печ. л. 1,86. Уч.-изд. л. 2,06.

Тираж 100 экз. Заказ

ГОУ ВПО Ивановский государственный
химико-технологический университет

Отпечатано на полиграфическом оборудовании кафедры экономики и финансов ГОУ ВПО «ИГХТУ».

153000, г. Иваново, пр. Ф. Энгельса, 7.