

РАО "ЕС РОССИИ"
Главный вычислительный Центр Энергетики
Северо-Западный филиал

Кафедра «Релейная защита и автоматика»

А.В.Бульчев, В.К.Ванин, Т.И.Кривченко,
Г.В.Меркурьев, А.Л.Соловьев, А.В.Терешкин

МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА
ДЛЯ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ И ЗАЩИТЫ
ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ

Учебное пособие

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
1998

Микроэлектронные средства для систем контроля и защиты электрооборудования. Учеб. пособие /А.В.Булычев, В.К.Ванин, Т.И.Кривченко, Г.В.Меркурьев, А.Л.Соловьев, А.В.Терешкин. - СПб.: Изд-во РАО "ЕС РОССИИ", Главный вычислительный Центр Энергетики, Северо-Западный филиал, 1998. 88 с.

Учебное пособие предназначено для слушателей групп повышения квалификации по одноименному курсу.

Представлены перспективные решения научно-технических задач, связанных с разработкой средств контроля параметров и релейной защиты электроэнергетических систем на микроэлектронной элементной базе.

Рассмотрена микропроцессорная элементная база для построения средств защиты и автоматики энергосистем. Показаны типовые структуры программируемых устройств релейной защиты. Приведен пример выполнения микропроцессорной защиты электродвигателей.

Пособие может быть использовано в практической работе персонала релейных служб энергосистем, электротехнических лабораторий электростанций, и при обучении студентов электроэнергетических специальностей ВУЗов.

Учебное пособие рассмотрено и одобрено на заседании кафедры “Релейная защита и автоматика энергосистем”.

Табл. 14. Ил. 45. Библиогр.: 12 назв.

Научный редактор д.т.н, проф. Г.М.Павлов

© РАО "ЕС РОССИИ"
Главный вычислительный
Центр энергетики
Северо-Западный филиал, 1998

ВВЕДЕНИЕ

Процессы производства, передачи и распределения электрической энергии являются одними из наиболее сложных и ответственных. Поэтому непрерывное повышение надежности энергосистем путем совершенствования методов и технических средств противоаварийного управления всегда является актуальной задачей.

Последние годы характеризуются достаточно широким внедрением современной микроэлектроники в устройствах и системах релейной защиты и другой автоматики энергосистем [1]. В первую очередь нашла применение аналоговая электроника. На ее основе были выпущены серийные устройства для защиты линий электропередачи, генераторов и другого оборудования. Для дальнейшего повышения степени автоматизации указанных выше технологических процессов начинают все шире использовать различные автоматизированные системы управления (АСУ ТП). Применение последних предполагает включение в их состав традиционных средств защиты. Для чего необходимо существенное увеличение их функциональных возможностей в части измерения, контроля параметров процессов, запоминания и передачи их значений на различные уровни иерархической системы управления и улучшение традиционных технических характеристик. Успешное решение этих задач осуществляется на базе цифровой электроники.

Внедрение микроэлектроники повлияло как на схемотехнику и функциональные возможности, так и на методы анализа и синтеза устройств релейной защиты. Поэтому для анализа и синтеза устройств важно иметь ясное представление о параметрах, математическом описании, свойствах, предельных возможностях, допустимых условиях применения, достоинствах и недостатках используемых аналоговых и цифровых микросхем.

В учебном пособии рассмотрены базовые узлы аналоговых и цифровых устройств с ориентацией на применение их в устройствах релейной защиты.

При изложении материала об аналоговых узлах, выполняющих линейные и нелинейные математические операции, внимание сосредоточено на их схемотехнике и точности выполнения преобразований. Анализ базируется на фундаментальных понятиях электротехники и теории линейных автоматических систем. Даны рекомендации по повышению точности, и показаны примеры выбора параметров узлов.

Цифровые микросхемы и особенности их применения рассмотрены на основе математического аппарата алгебры логики. Приведено последовательное описание простейших логических комбинационных цепей, логических устройств с памятью (триггеров), регистров и счетчиков.

Изложены общие сведения о микропроцессорах, показана архитектура типовых и специализированных (для выполнения задач релейной защиты) микропроцессорных систем, приведены начальные сведения об основных принципах программирования микропроцессоров.

Для получения основательного целостного представления об особенностях применения микропроцессорных средств в релейной защите, приведены примеры построения микропроцессорной защиты крупного электродвигателя переменного тока.

1. АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ И АВТОМАТИКИ

1.1. Операционные усилители

Операционный усилитель (ОУ) - это усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления. Первоначально он предназначался для выполнения математических операций в аналоговых вычислительных машинах.

Развитие микроэлектроники позволило создать множество универсальных интегральных операционных усилителей низкой стоимости. Надежность интегральных ОУ приближается к надежности отдельно взятого транзистора. Это способствовало широкому применению ОУ для построения различных аналоговых и аналого-цифровых функциональных узлов в различных системах автоматики.

Проектирование многих устройств автоматики можно производить на основе идеального представления ОУ.

Идеальным операционным усилителем является усилитель с бесконечно большим коэффициентом усиления, входное сопротивление которого также равно бесконечности. Такой усилитель должен пропускать сигналы всех частот от нуля до ∞ , а его выходное сопротивление должно равняться нулю. ОУ не должен иметь статических, шумовых и дрейфовых ошибок, его выходное напряжение должно быть равно нулю при нулевом входном. Это особенно существенно для устройств релейной защиты и противовазварийной автоматики, которые должны длительно работать без вмешательства обслуживающего персонала.

Выпускаемые промышленностью ОУ строятся на основе усилительных каскадов прямого усиления и в качестве первого (входного) каскада содержат один из видов дифференциального усилителя (ДУ), построенного по схеме параллельного баланса с равноправными по электрическим параметрам входами. Кроме того используются еще один или два каскада усиления напряжения, выходной каскад усиления тока (эмиттерный повторитель) и цепи согласования каскадов между собой.

Подробные сведения по принципиальным схемам ОУ содержатся во многих литературных источниках [2, 3].

Параметры и характеристики реальных усилителей достаточно высоки, но все же отличаются от идеальных. Они и эквивалентная схема ОУ и представляют основной интерес для пользователей.

Одна из простейших эквивалентных схем усилителя для низких частот показана на рис.1.1,а. Усилитель условно часто обозначается треугольником, одна из вершин которого соответствует выходу схемы. ОУ имеет два основных входа. Первый вход, отмеченный знаком минус или кружком на стороне треугольника, называют инвертирующим (И-входом), а второй, отмеченный знаком плюс - неинвертирующим (Н-входом). Зависимости выходного напряжения от каждого из выходных напряжений показаны на рис.1.1,б. Все напряжения измеряются относительно земли, которая образуется, как общая точка источников питания $+E_{П}$ и $-E_{П}$. Напряжение между входами ($U_{ВХ} = U_{Н} - U_{И}$) является дифференциальным входным сигналом, а $U_{СИНФ}$, приложенное к обоим входам, - синфазным входным сигналом.

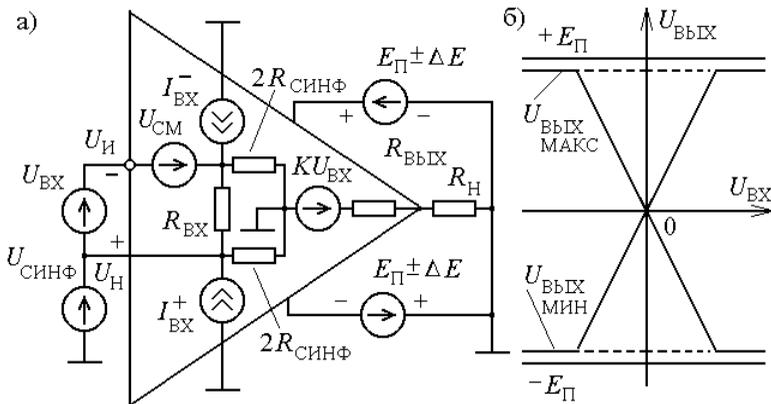


Рис. 1.1

Качество усилителя полностью описывается более 30 параметрами. Основные из них отображены на эквивалентной схеме (см. рис.1.1,а)

Коэффициент усиления ($K_{У}$) равен отношению приращения выходного напряжения к вызвавшему это приращение входному напряжению. Известные ОУ имеют $K_{У} = 10^3 - 10^6$.

Различают два вида входных сопротивлений ОУ: входное сопротивление между входами ($R_{ВХ}$), равное отношению приращения входного напряжения к приращению активной составляющей входного тока при заданном значении частоты сигнала (дифференциальное входное сопротивление), и входное сопротивление синфазному сигналу ($R_{СИНФ}$), равное сопротивлению утечки между каждым входом и землей. Последнее сопротивление определяется как отношение приращения синфазного

напряжения к приращению среднего входного тока усилителя. Входное сопротивление колеблется от 10^5 до 10^9 Ом. Значения $R_{СИНФ}$ может превышать 100 МОм.

Выходное сопротивление ($R_{ВЫХ}$), равное отношению приращения выходного напряжения к приращению активной составляющей выходного тока при заданном значении частоты сигнала, составляет величину от нескольких Ом до нескольких сотен Ом.

Напряжение смещения ($U_{СМ}$) - напряжение, которое необходимо приложить между входами, чтобы выходное напряжение стало равным нулю при нулевом значении полезного сигнала. Максимальное по модулю значение $U_{СМ}$ для биполярных ОУ составляет 3-10 мВ, а для ОУ с униполярным входным каскадом $U_{СМ}$ обычно на порядок больше, 30-100 мВ.

Входные токи ОУ в действительности не равны нулю. Через входные зажимы ОУ проходит небольшой постоянный ток смещения транзисторов. При рассмотрении влияния входных токов смещения их обычно представляют в виде источников тока, подключенных, как показано на эквивалентной схеме, к входам усилителя. Ток смещения И-входа не равен, в общем, току смещения Н-входа. Поэтому изготовители приводят в паспорте на ОУ среднеарифметическое значение тока (средний входной ток) $I_{ВХ} = \frac{I_{ВХ}^+ + I_{ВХ}^-}{2}$.

Здесь $I_{ВХ}^-$ и $I_{ВХ}^+$ - входные токи инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ. Средний входной ток усилителей с биполярными транзисторами на входе лежит в диапазоне 0.01 - 1 мкА. Для ОУ с полевыми транзисторами на входе этот ток может составлять значения 1 нА и меньше.

Разность входных токов ($\Delta I_{ВХ}$) иногда называют входным током сдвига. Он представляет собой абсолютное значение разности входных токов $\Delta I_{ВХ} = \left| I_{ВХ}^+ - I_{ВХ}^- \right|$, измеренных в момент равенства нулю выходного напряжения. Если бы входные токи $I_{ВХ}^-$ и $I_{ВХ}^+$ были всегда равны, их влияние на $U_{ВЫХ}$ можно было бы устранить. Однако чаще всего $I_{ВХ}^-$ и $I_{ВХ}^+$ не равны. Учитывая, что $\Delta I_{ВХ}$ составляет все-таки незначительную величину от $I_{ВХ}$ ($\approx 25\%$), уменьшение его влияния достигают выравниванием сопротивлений внешних цепей по отношению к инвертирующему и неинвертирующему входам.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала ($K_{ОССФ}$) - это отношение коэффициентов усиления для полезного (дифференциального) и синфазного сигналов. Он может быть определен как отношение $U_{СИНФ}/\Delta U_{СИНФ}$, где $\Delta U_{СИНФ}$ - изменение напряжения смещения (на выходе ОУ), обусловленное появлением $U_{СИНФ}$. Выражается $K_{ОССФ}$ в децибелах и достигает значений 60 -100 дБ.

Коэффициент влияния нестабильности источника питания ($K_{П}$) - отношение изменения напряжения смещения к вызвавшему его изменению одного из питающих напряжений E . Этот коэффициент может находиться в диапазоне $2 \cdot 10^{-5} - 2 \cdot 10^{-4}$, что соответствует 20-200 мкВ/В.

Напряжение $U_{СМ}$ и токи $\Delta I_{ВХ}$, $I_{ВХ}$ зависят от температуры. Основное влияние на погрешность выполнения операции ОУ оказывают температурные дрейфы $U_{СМ}$ и $\Delta I_{ВХ}$, которые также приводятся в паспорте. Причем дрейф $U_{СМ}$ в зависимости от типов усилителей составляет 5-100 мкВ/К. Разработчикам аппаратуры стоит больше обращать внимание на то, что в ОУ с входными каскадами на биполярных транзисторах разность входных токов, как и сами эти токи, уменьшается с увеличением температуры, а в ОУ с входными каскадами на униполярных транзисторах - возрастает. От температуры зависит и коэффициент усиления $K_{У}$. В полном диапазоне допустимых температур окружающей среды $K_{У}$ изменяется обычно не более чем в 3-5 раз.

Частота единичного усиления f_1 - частота, на которой коэффициент усиления уменьшается до единицы. Этот параметр позволяет оценить динамические свойства ОУ. f_1 находится в диапазоне от десятых долей мегагерца до нескольких десятков мегагерц. Из-за ограниченной скорости нарастания выходного напряжения на частоте f_1 возможна передача сигнала только малой амплитуды.

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения (v) - наибольшая скорость изменения выходного напряжения усилителя при подаче на его вход импульса прямоугольной формы амплитудой более 0.1 В. Для типовых ОУ $v=0.3-50$ В/мкс.

Частотная коррекция ОУ бывает внутренней и внешней и предотвращает автоколебания усилителя на высоких частотах при охвате его цепью отрицательной обратной связи. Цепи коррекции снижают коэффициент усиления ОУ на той частоте, на которой фазовый сдвиг в замкнутом контуре

равен 360° или уменьшают сдвиг фаз на тех частотах, на которых коэффициент усиления в замкнутом контуре больше единицы. Из усилителей имеющих внутреннюю коррекцию следует отметить К140УД6, К140УД7, К140УД8, К140УД21, К140УД22, К140УД23, К140УД24, К544УД1. Внутренняя коррекция облегчает применение усилителей, хотя в некоторых случаях не дает возможности полнее использовать динамические свойства ОУ.

Нагрузочные способности ОУ принято оценивать допустимым сопротивлением нагрузки R_n или предельным выходным током $I_{ВЫХМАКС}$, равным максимальному значению выходного тока, не вызывающего необратимых изменений в усилителе при оговоренном выходном напряжении. Этот ток для различных ОУ лежит в пределах от 1 до 30 мА и более. В справочных данных имеется несоответствие этих параметров. Поэтому в таблицах для некоторых усилителей приведено и то и другое, чтобы полнее оценить их перегрузочные способности. Кроме того, большая часть современных усилителей имеет защиту от короткого замыкания, что исключает выход ОУ из строя.

Сравнивая параметры современных ОУ с параметрами идеального ОУ можно прийти к выводу, что многие практические задачи построения устройств противоаварийной автоматики могут быть успешно решены.

1.2. Выполнение линейных математических операций с использованием операционных усилителей

1.2.1. Общие сведения

С помощью ОУ могут выполняться как линейные, так и нелинейные математические операции. Для этого существует много методов построения схем, суть которых часто заключается в использовании различных цепей обратной связи. Рассмотрим последовательно выполнение сначала простейших, наиболее часто используемых линейных операций, затем операций, описываемых дифференциальными уравнениями и некоторых нелинейных операций. Будем называть ОУ с цепями обратной связи решающим усилителем (РУ). Следует заметить, что вывод уравнения того или иного решающего усилителя при использовании неидеальных ОУ может значительно усложниться и потеряется его наглядность. В то же время, при правильном выборе ОУ можно пренебречь большинством его неидеальностей. Поэтому далее мы воспользуемся идеализированными параметрами усилителей.

1.2.2. Инвертор и суммирующий РУ

Наиболее простым РУ является инвертор, т.е. элемент, осуществляющий изменение знака сигнала (умножение на -1). Часто он осуществляет умножение и на другие постоянные коэффициенты и составляет основу инвертирующего сумматора. На рис.1.2 приведена схема последнего. Цепи обратной связи образуются всеми резисторами. Однако для простоты резисторы R_1, R_2, \dots, R_n называются входными, а резистор R_0 резистором обратной связи.

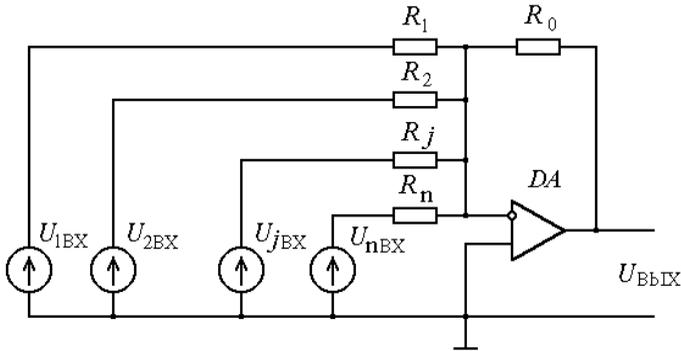


Рис. 1.2

Входные и выходные напряжения измеряются относительно общей точки (земли), к которой подсоединяется и неинвертирующий вход усилителя. Напряжения источников питания на схеме обычно не показываются. В точке, подключенной к инвертирующему входу суммируются токи входных цепей и цепи обратной связи, поэтому она иногда называется точкой суммирования. Чем больше коэффициент усиления ОУ (DA), тем ближе потенциал в ней к нулю. Учитывая, что входной ток ОУ равен 0, на основании первого закона Кирхгофа можно написать

$$\frac{U_{1BX}}{R_1} + \frac{U_{2BX}}{R_2} + \dots + \frac{U_{jBX}}{R_j} + \dots + \frac{U_{nBX}}{R_n} = -\frac{U_{ВВХ}}{R_0}.$$

Отсюда

$$U_{ВВХ} = -\sum_{j=1}^n \frac{R_0}{R_j} U_{jBX} = -\sum_{j=1}^n K_j U_{jBX}.$$

Коэффициент передачи сумматора по каждому входу $K_j = \frac{R_0}{R_j}$

изменяется подбором резисторов, либо дополнительным потенциометром на каждом из входов и рекомендуется в диапазоне 0.1-10. Резисторы чаще всего целесообразно использовать от 10 кОм до 100 кОм. Как видим схема позволяет не только суммировать сигналы, но и осуществлять их масштабирование. Число входов с целью уменьшения погрешности также стараются ограничивать до 10. При использовании одного входа РУ является простейшим инвертором.

1.2.3. Дифференциальный усилитель

Недостатком рассмотренной выше схемы является невозможность выполнения операции вычитания. Точнее будет сказать, что для этого потребуется дополнительный инвертор. Расширить функциональные возможности схемы можно, используя и неинвертирующий вход. Так выполняют дифференциальные усилители или РУ, осуществляющие операцию вычитания (рис.1.3). При идеализированном подходе можно записать $U_H = U_{II}$, тогда $U_{ВЫХ} = U_{II} + IR_0 = U_H + IR_0$.

Определим

$$I = \frac{U_H - U_{2ВХ}}{R_1}$$

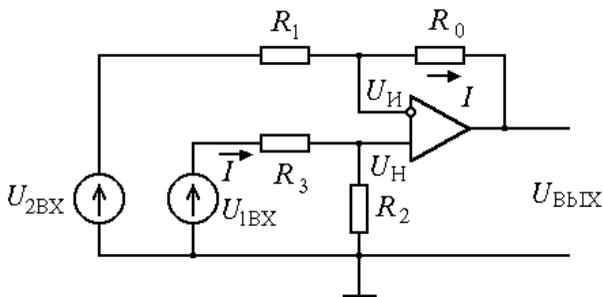


Рис. 1.3

После чего

$$\begin{aligned}
 U_{ВЫХ} &= U_H + \frac{(U_H + U_{2ВХ})R_0}{R_1} = -\frac{R_0}{R_1}U_{2ВХ} + U_H \left(1 + \frac{R_0}{R_1}\right) = \\
 &= \frac{U_{1ВХ}R_2}{R_3 + R_2} \left(1 + \frac{R_0}{R_1}\right) - \frac{R_0}{R_1}U_{2ВХ}
 \end{aligned}$$

При $R_0 = R_1 = R_2 = R_3$ $U_{ВЫХ} = U_{1ВХ} - U_{2ВХ}$.

Если $U_{1ВХ}$ подать непосредственно, т.е. без делителя напряжения из R_2, R_3 на неинвертирующий вход и исключить из схемы $U_{2ВХ}$, т.е. подсоединить этот вход непосредственно к общей точке, то получим уравнение неинвертирующего усилителя

$$U_{ВЫХ} = U_{1ВХ} \left(1 + \frac{R_0}{R_1}\right).$$

Достоинством неинвертирующего усилителя является его большое входное сопротивление $R_{ВХ} \approx R_{ДДФ} K_V \beta$ (здесь коэффициент обратной связи $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_0}$). Неинвертирующий усилитель при исключении $R_1 (R_1 = \infty)$ и $R_0 = 0$ становится повторителем напряжения и используется для согласования высокоомных датчиков с низкоомной нагрузкой.

1.2.4. Решающие усилители с реактивными элементами в цепях обратной связи

При проектировании различных систем противоаварийной автоматики часто необходимо использовать решающие усилители, выполняющие операции интегрирования, дифференцирования и более сложные, описываемые дифференциальными уравнениями. Для построения таких РУ кроме резисторов используют реактивные элементы (конденсаторы, индуктивности) в цепях обратной связи ОУ. Разработчики, как правило, стараются избежать применения индуктивностей, т.к. они значительно менее технологичны в изготовлении, параметры их в большей степени отличаются от идеальных, показатели габаритов и массы особенно на низких частотах уступают аналогичным устройствам, выполненным с использованием конденсаторов, и номенклатура этих изделий на много меньше, чем резисторов и конденсаторов. Поэтому далее рассматриваются схемы на основе резисторов и конденсаторов. Основной характеристикой таких схем является передаточная функция - отношение

изображений по Лапласу выходного и входного напряжений при нулевых начальных условиях. Как видно, это удобная форма записи дифференциального уравнения элемента. В зависимости от порядка передаточной функции, ее чувствительности к отклонению параметров она реализуется либо на интеграторах и масштабирующих усилителях, либо включением в цепи обратной связи многополюсников.

На рис.1.4 последовательно показаны схемы интегратора, дифференциатора и усилителя с четырехполюсником в цепях обратной связи. Передаточные функции $H(p)$ этих элементов легко получаются, как и ранее, с использованием первого закона Кирхгофа для точки суммирования и идеализированных параметров ОУ.

Для первой схемы:

$$\frac{U_{BX}(p)}{R} = -\frac{U_{ВЫХ}(p)}{I/pC}; H(p) = \frac{U_{ВЫХ}(p)}{U_{BX}(p)} = -\frac{I}{RCp}.$$

Переходя к оригиналам, имеем:

$$U_{ВЫХ}(t) = -\frac{I}{RC} \int_0^t U_{BX}(t) dt.$$

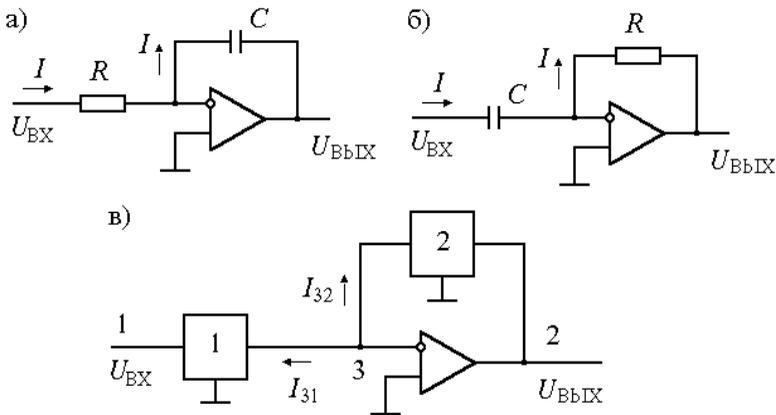


Рис. 1.4

Для второй схемы:

$$\frac{U_{BX}(p)}{I/pC} = -\frac{U_{ВЫХ}(p)}{R}; H(p) = \frac{U_{ВЫХ}(p)}{U_{BX}(p)} = -RCp.$$

Во временной области:

$$U_{B\dot{B}LX}(t) = -RC \frac{dU_{BX}}{dt}.$$

Для третьей схемы:

$$\begin{aligned} I_{31}(p) + I_{32}(p) &= 0; \\ I_{31}(p) &= [Y_{33}(p)]_1 U_3(p) + Y_{31}(p) U_{BX}(p); \\ I_{32}(p) &= [Y_{33}(p)]_2 U_3(p) + Y_{32}(p) U_{BX}(p); \end{aligned}$$

где $[Y_{33}(p)]_1$ - входная проводимость первого четырехполюсника со стороны зажимов 3, $[Y_{33}(p)]_2$ - то же второго четырехполюсника, $Y_{31}(p)$ - передаточная проводимость первого четырехполюсника, $Y_{32}(p)$ - передаточная проводимость второго четырехполюсника. В уравнениях использованы параметры короткого замыкания.

Учитывая, что $U_3(p) \approx 0$ из последних уравнений получаем

$$H(p) = -\frac{Y_{31}(p)}{Y_{32}(p)}.$$

Полученные ранее уравнения РУ являются частным случаем этого уравнения.

1.2.5. Фильтры симметричных составляющих

Для повышения селективности и чувствительности устройств и систем защиты при различных видах повреждений достаточно широко используют фильтры симметричных составляющих (ФСС). С помощью этих фильтров можно определять и вид возникших повреждений элементов энергосистемы. В основе фильтрации симметричных составляющих лежат известные соотношения, которые в общем виде представляются следующим образом:

$$\begin{aligned} 3\dot{X}_{1A} &= \dot{X}_A + a\dot{X}_B + a^2\dot{X}_C; \\ 3\dot{X}_{2A} &= \dot{X}_A + a^2\dot{X}_B + a\dot{X}_C; \\ 3\dot{X}_0 &= \dot{X}_A + \dot{X}_B + \dot{X}_C, \end{aligned}$$

где \dot{X}_{1A} , \dot{X}_{2A} , \dot{X}_0 - симметричные составляющие прямой, обратной и нулевой последовательностей тока (напряжения) фазы А; $a = e^{j120^\circ}$ - фазовый оператор.

Используя эти уравнения, можно составить множество других выражений в алгебраической, тригонометрической и показательной формах представления комплексных чисел. При цифровой реализации может оказаться удобной форма записи во временной области. То или иное представление симметричных составляющих может быть положено в основу синтеза ФСС. При этом разработчики стараются использовать другие фазовые операторы, руководствуясь следующим.

Фазовые операторы рекомендуется реализовывать оптимальным образом с помощью звеньев с постоянным временем замедления [2]. Причем это время стараются уменьшить для улучшения временных характеристик ФСС. В некоторых случаях, когда не требуется очень высокие временные показатели, допустимо использование для их реализации простейших фазосдвигающих устройств.

Для получения других фазовых операторов и при цифровой реализации удобно использовать следующие выражения:

$$e^{\pm j\alpha} = 2 \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) e^{\pm j\frac{\alpha}{2}} - 1; \quad \Delta t = \frac{\alpha}{\omega};$$

где Δt - время замедления или временной интервал, через который необходимо осуществлять измерения токов (напряжений) в фазах, чтобы рассчитывать симметричные составляющие при цифровой реализации, ω - угловая частота; α - угол сдвига.

Представляют интерес и другие формы записи симметричных составляющих:

$$\begin{aligned} 3\dot{X}_{1A} &= (\dot{X}_A - \dot{X}_C) + (\dot{X}_C - \dot{X}_B) e^{-j60}; \\ 3\dot{X}_{2A} &= (\dot{X}_A - \dot{X}_B) - (\dot{X}_C - \dot{X}_B) e^{-j60}. \end{aligned}$$

Последнее обстоятельство обусловлено тем, что использование разности фазных величин почти устраняет влияние третьих и кратных им гармоник, имеющих наибольшее процентное содержание в исходных сигналах, а для реализации требуется лишь одно фазосдвигающее устройство.

На рис.1.5 приведена структурная схема фильтра на основе звена с постоянным временем замедления. Вместо последнего можно использовать фазосдвигающее звено с передаточной функцией

$$H(p) = \frac{1 - Tp}{1 + Tp}.$$

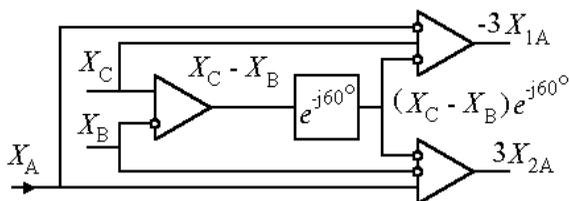


Рис. 1.5

у которого угол поворота $\varphi = -2\arctg \omega T$. Схема звена приведена на рис.1.6. Для него $T=RC$.

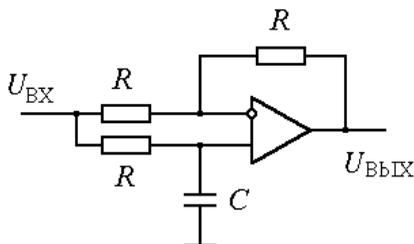


Рис. 1.6

1.2.6. Компараторы

Устройства противоаварийной автоматики включают в себя большую группу измерительно-логических преобразователей, с помощью которых осуществляется преобразование входной количественной информации в какую-либо команду или наоборот, т.е. решаются уравнения $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, где входные величины или выходная изменяются дискретно. Из этой группы рассмотрим преобразователи, осуществляющие сравнение величин, известные также как компараторы. Выходное напряжение компаратора может принимать два определенных значения, соответствующих логическому 0 и логической 1. Эти напряжения сменяются всякий раз, когда изменяет свой знак сумма входных напряжений. Сюда относятся и нуль-индикаторы, определяющие прохождение величины через нуль (сравнение с нулем).

Аналоговые компараторы могут быть построены на основе ОУ без обратной связи. Можно использовать как один инвертирующий или неинвертирующий вход ОУ, так и оба. На рис.1.7,а изображена схема

компаратора с ограничителем выходного напряжения на основе стабилитрона VD , в котором используется только инвертирующий вход усилителя, а на рис.1.7,б - его статическая характеристика ($U_{1СТ}$ и $U_{2СТ}$ - напряжения стабилизации стабилитрона VD). Компаратор сравнивает опорный $E_{ОП}$ и исследуемый сигналы.

В момент точного достижения входным сигналом пороговых значений усилитель находится в неустойчивом линейном режиме. Переключение состояния выхода происходит с некоторой задержкой, обусловленной временем перезарядки паразитных емкостей.

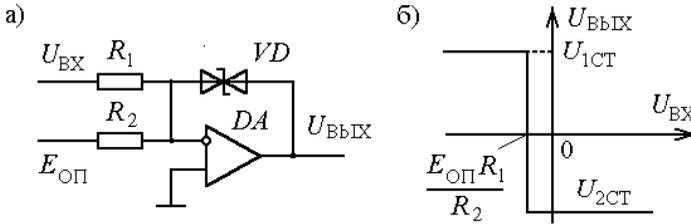


Рис. 1.7

Регенеративный компаратор (рис.1.8,а) является схемой с положительной обратной связью. Его статическая характеристика (рис.1.8,б) показана при $E_{ОП} = 0$. В общем случае порог срабатывания определяется $E_{ОП}$, амплитудными значениями выходного сигнала относительно общей точки

$U_{ВЫХ}^{\pm}$ и коэффициентом обратной связи $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$.

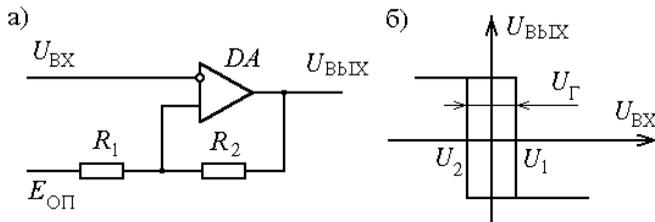


Рис. 1.8

Напряжение U_{Γ} является напряжением гистерезиса. Часто собственным порогом срабатывания регенеративного компаратора считают значение $U_{\text{ПОР}} = U_{\Gamma}/2$. В общем виде при $E_{\text{ОП}} \neq 0$

$$U_1 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^+ R_1 + E_{\text{ОП}} R_2}{R_1 + R_2} ;$$

$$U_2 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^- R_1 + E_{\text{ОП}} R_2}{R_1 + R_2} ; U_{\Gamma} = (U_{\text{ВЫХ}}^+ - U_{\text{ВЫХ}}^-) \beta .$$

Для $E_{\text{ОП}}=0$ напряжение $U_1 = U_{\text{ВЫХ}}^+ \beta$, $U_2 = U_{\text{ВЫХ}}^- \beta$.

Введение гистерезиса в компаратор целесообразно в том случае, если сигнал приходит на фоне помех: после переключения состояния компаратора относительно большим напряжением сигнала напряжение U_{Γ} является запасом помехоустойчивости, так как возврат происходит тогда, когда сигнал уменьшится на заданную величину U_{Γ} .

Компараторы на ОУ без отрицательной обратной связи в ряде случаев (особенно при построении аналого-цифровых преобразователей) не позволяют получить приемлемое быстродействие, которое оценивается временем задержки включения $t_{\text{ЗД}}$. Задержка включения объясняется тем, что после режима перегрузки, нормального для компаратора, не обеспечивается быстрый выход транзисторных каскадов из насыщения. Это явилось первопричиной разработки специализированных интегральных компараторов, характеризующихся временем задержки ≤ 300 нс.

Схемотехнически они подобны ОУ и описываются рядом аналогичных параметров (коэффициент усиления, входной ток, диапазон допустимых входных напряжений, коэффициент ослабления синфазного сигнала, напряжение смещения, ток потребления и др.). Основными параметрами являются: чувствительность (точность с которой компаратор может различать входной и опорный сигналы), быстродействие, определяемое $t_{\text{ЗД}}$ и временем нарастания сигнала, нагрузочная способность ($I_{\text{ВЫХ}}$).

Компараторы К554СА3 и КМ597СА3 являются прецизионными ($K=150000$). Время $t_{\text{ЗД}}$ у первого 200 нс, а у второго 300 нс. Они характеризуются сравнительно малым током потребления и входным током (соответственно $I_{\text{ВХ}}$ составляет 0.1 и 0.25 мкА, а $I_{\text{П}}$ - 6 и 2.6 мА). К554СА3

универсальный. Он может работать от различных источников питания, включая однополярные +5 или -30 В. Нагрузочная способность его очень высока, $I_{ВЫХ} = 200$ мА. Выходное напряжение, соответствующее логической 1, составляет 2.4 ... 4 В, а логическому 0 - 1.0 ... 0 В.

1.2.7. Формирователи модуля

При построении измерительной части устройств противоаварийной автоматики часто применяют схемы формирования абсолютных значений величин, так называемые формирователи модуля (ФМ). Они используются в реле тока, напряжения и сопротивления. В идеальном случае входной $U_{ВХ}(t)$ и выходной $U_{ВЫХ}(t)$ сигналы ФМ связаны зависимостью

$$U_{ВЫХ}(t) = k|U_{ВХ}(t)| = \begin{cases} kU_{ВХ}(t) & \text{при } U_{ВХ}(t) > 0 \\ -kU_{ВХ}(t) & \text{при } U_{ВХ}(t) < 0 \end{cases},$$

где k - масштабный коэффициент.

Статическая характеристика идеального ФМ приведена на рис.1.9. Однако получение такой характеристики связано с определенными трудностями, обусловленными нелинейностью, нестабильностью и разбросом прямых и обратных сопротивлений полупроводниковых ключевых элементов.

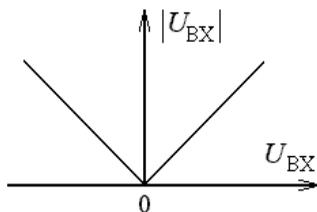


Рис. 1.9

Существует относительно большое число ФМ, построенных с помощью операционных усилителей. Совместное использование ОУ с диодными ключами позволило значительно увеличить точность ФМ, что особенно ценно при низких уровнях используемых сигналов.

На рис.1.10 приведена схема двухполупериодного формирователя модуля, в котором увеличение точности достигнуто включением диода VD1

в

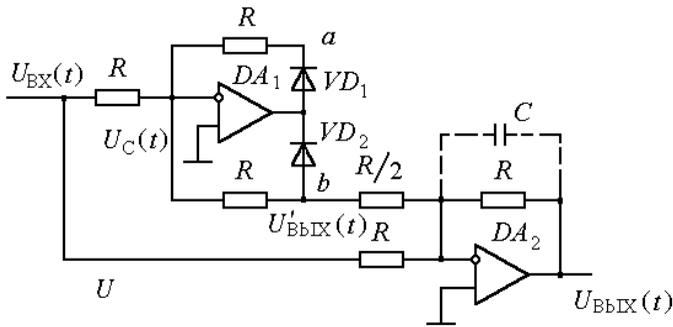


Рис.1.10

цепь отрицательной обратной связи ОУ. Ранее было показано, что выходное сопротивление схемы ОУ, охваченного цепью обратной связи, уменьшается в $k_Y \beta$ раз. Следовательно, в это число раз уменьшается влияние прямого сопротивления диода. Уменьшение влияния напряжения начального смещения диода U_0 на погрешность можно оценить с помощью следующих уравнений усилителя ОУ при низкочастотном сигнале:

$$\frac{U_{BX}(t) - U_C(t) - U'_BbIX(t)}{U'_BbIX(t)} = \frac{U_C(t) - U'_BbIX(t)}{U'_BbIX(t)},$$

$$U'_BbIX(t) = -k_Y U_C(t) + U_0,$$

где $U_C(t)$ - напряжение в точке суммирования; U_0 - напряжение на диоде (см. рис.1.10).

Решая эти уравнения относительно $U'_BbIX(t)$ и определяя абсолютную погрешность усилителя $\Delta U_{BbIX}(t)$ как разность выходного напряжения схемы с диодом и без диода, получаем

$$\Delta U_{BbIX}(t) = \frac{\frac{R}{R} + 1}{\frac{R}{R} + 1 + k_Y} U_0$$

т.е. при большом k_Y можно считать, что $\Delta U_{BbIX}(t) = U_0 / k_Y \beta$, значит, влияние U_0 ослабляется примерно в $k_Y \beta$ раз.

Двухполупериодное выпрямление в этой схеме обеспечивается за счет выбора входных сопротивлений ОУ DA2 как показано на рис.1.10. Изменение

полярности выходного сигнала достигается подключением первого входа $DA2$ к точке a .

Достоинством схем является возможность сравнительно простого усреднения выходного сигнала, которое, если не предъявлять высоких требований к частотной характеристике фильтра, может быть осуществлено включением конденсатора C параллельно резистору выходного сумматора, что показано пунктиром на рис.1.10. Сумматор в этом случае одновременно выполняет роль простейшего фильтра первого порядка. Емкость конденсатора C может быть выбрана с учетом наибольшего ослабления переменной составляющей (в основном частоты 100 Гц). Для этого можно использовать допустимое значение коэффициента ослабления n -ой гармоники по сравнению с постоянной составляющей

$$\alpha = \frac{I}{\sqrt{1 + (n\omega CR)^2}}.$$

1.3. Входные преобразователи сигналов

Независимо от того в какой форме (аналоговой или цифровой) производится обработка и представление сигналов в средствах защиты они нуждаются в адекватной стыковке (сопряжении) с датчиками, воспринимающими состояние защищаемого объекта. Это, как правило, электромагнитные трансформаторы тока (ТТ) и напряжения (ТН) с номинальным вторичным током 5 (1) А и напряжением 100 В, соответственно. Преобразование вторичных сигналов этих ТТ и ТН к одному виду - напряжению, диапазон изменения которого ограничивается эксплуатационными параметрами используемых в устройствах защиты микросхем, осуществляется входными преобразователями, соответственно, ток-напряжение и напряжение-напряжение.

Входные преобразователи, как и другие узлы средств контроля и защиты, должны удовлетворять комплексу требований и только в этом случае они будут успешно выполнять те функции, для которых они предназначены. Важнейшие и наиболее трудновыполнимые требования - это неискажающая передача входных сигналов с заданным коэффициентом передачи и гальваническое разделение цепей. Поскольку коэффициент передачи зависит от частоты, то необходимо, чтобы полоса пропускания входного преобразователя была не меньше полосы пропускания первичного трансформатора тока.

Обусловленная этим необходимость получения достаточно низкой нижней граничной частоты включает в себе, практически, все ограничения при выборе параметров преобразователей. Частотные свойства некоторых ТТ приведены в табл. 1.1, где приняты следующие обозначения: $I_{\text{НОМ}}$ - номинальный первичный ток ТТ; $f_{\text{Н}}$ и $f_{\text{В}}$ - нижняя и верхняя граничные частоты ТТ; f_0 - частота, при которой фазовый сдвиг вторичного тока равен нулю.

Таблица 1.1

Тип	$I_{\text{НОМ}}, \text{А}$	$f_{\text{Н}}, \text{Гц}$	$f_0, \text{Гц}$	$f_{\text{В}}, \text{кГц}$
ТПЛ-10	5 – 300	5,12	290	16,7
	400	3,28	267	21,9
ТПЛУ-10	5,10,15, 20, 30,40,50,100	5,44	301	16,8
ТПОЛ-10	1000	1,92	226	25,7
ТВЛМ-10	20-600	2,6	246	23,3
ТЛК-10				
ТШЛ-10				
ТПЛМ-10	300	3,52	265	20,6

Принципиальная схема и схема замещения наиболее распространенного трансформаторного преобразователя ток-напряжение показаны на рис.1.11,а и 1.11,б. Коэффициент передачи этого преобразователя на частоте ω_0 (при нулевом фазовом сдвиге выходного сигнала)

$$A_0 = U_{\text{ВЫХ}}(\omega_0) / I_{\text{ВХ}}(\omega_0) = B / a_1.$$

Здесь B и a_1 - постоянные коэффициенты, определяемые параметрами трансформатора [2,4].

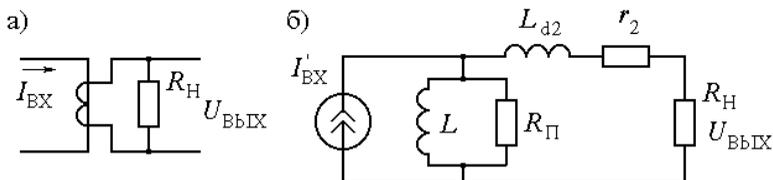


Рис.1.11

Далее, для этого и других преобразователей, можно считать коэффициент передачи на частоте ω_0 базовым или номинальным.

Учитывая реальные соотношения параметров трансформатора, можно принять $a_1 = 1$ [4]. Тогда:

$$A_0 = B = R_H,$$

и для нижней граничной частоты получим:

$$f_H(A_0) = \frac{A_H}{\sqrt{1 - A_H^2}} \frac{r_2 + A_0}{2\pi L},$$

где R_H - активное сопротивление нагрузки; r_2 и L_{d2} - активное сопротивление и индуктивность рассеяния вторичной обмотки трансформатора; L и R_{Π} - индуктивность намагничивания и эквивалентное сопротивление потерь.

Как видно, нижняя граничная частота связана линейной зависимостью с коэффициентом передачи и растет с увеличением номинального коэффициента передачи.

Для входного преобразователя с усилителем тока (рис.1.12) имеем:

$$A_0 = R_{OC}; \quad f_{HV}(A_0) = \frac{A_H}{\sqrt{1 - A_H^2}} \frac{r_2}{2\pi L} = const,$$

где R_{OC} - сопротивление в цепи обратной связи ОУ.

Здесь нижняя граничная частота не зависит от коэффициента передачи в пределах диапазона линейной работы усилителя.

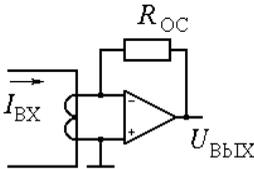


Рис. 1.12

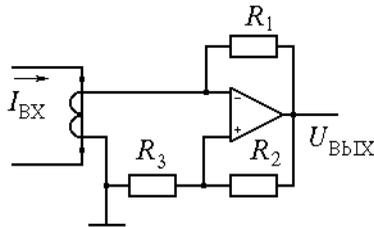


Рис. 1.13

Входной преобразователь с комбинированной положительной и отрицательной обратной связью (КОС) (рис.1.13) на низких частотах, где

$\omega L_{d2} \ll R_{II}$ и $R_1 \ll R_{II}$ и можно допустить $\frac{\omega L_{d2}}{R_{II}} = \frac{R_1}{R_{II}} = 0$, имеет следующий коэффициент передачи:

$$A = \frac{R_1}{\sqrt{\left(I - \frac{R_3}{R_2 + R_3}\right)^2 + \left[\frac{r_2 R_2 - R_1 R_3}{\omega L (R_2 + R_3)}\right]^2}}.$$

Отсюда, нижняя граничная частота

$$f_H = \frac{A_H' (r_2 R_2 - R_1 R_3)}{2\pi L R_1 (R_2 + R_3) \sqrt{I - \left(\frac{A_H'}{A_0}\right)^2}}.$$

Здесь A_H' - абсолютное допустимое значение амплитудной частотной характеристики на нижней граничной частоте:

$$A_0 = \frac{R_1}{R_2} (R_2 + R_3).$$

Введя обозначение:

$$K = \sqrt{I - \left(A_H' / A_0\right)^2}$$

и подставив значение:

$$R_1 = \frac{A_0 R_2}{R_2 + R_3},$$

определим:

$$R_2 = R_3 \left(\frac{A_H' A_0}{A_H' r_2 - 2\pi L K A_0 f_H} - I \right).$$

Диапазон возможных значений параметров входного преобразователя с КОС ограничивается условиями реализуемости. Во-первых, преобразователь должен быть устойчивым линейным элементом и во-вторых, параметры преобразователя (сопротивления в цепях обратных связей ОУ) могут иметь только положительные значения. Для преобразователя с КОС эти условия можно записать в виде системы неравенств:

$$\begin{cases} A_H r_2 - 2\pi L K A_0 f_H > 0 \\ \frac{A_H A_0}{A_H r_2 - 2\pi L K A_0 f_H} > 1 \end{cases}$$

Условия реализуемости выполняются, если нижняя граничная частота находится в диапазоне от f_{H1} до f_{H2} :

$$f_{H2} = \frac{A_H}{\sqrt{1-A_H^2}} \frac{r_2 - A_0}{2\pi L} \leq f_H \leq \frac{A_H}{\sqrt{1-A_H^2}} \frac{r_2}{2\pi L} = f_{H1}$$

Здесь $A_H = \frac{A'_H}{A_0}$ - относительное значение допустимого уровня

коэффициента передачи преобразователя на нижних частотах.

На рис.1.14 показаны зависимости нижней граничной частоты входных преобразователей от номинального коэффициента передачи и зона возможных значений нижней граничной частоты преобразователя с КОС.

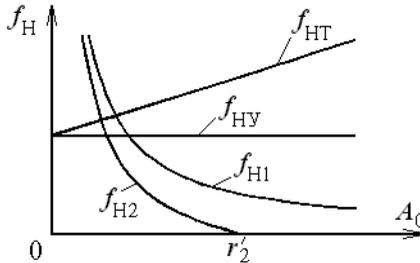


Рис. 1.14

Общий путь определения параметров входных преобразователей состоит из последовательных решений ряда неоднозначных задач. Эти задачи удобно рассматривать совместно с численным примером.

Пусть необходимо определить параметры входного преобразователя с общим номинальным коэффициентом передачи $I_{ВХН}/U_{ВЫХН} = 5A/0,5B$. Полоса пропускания должна включать частоты от 1,2 Гц до 1000 Гц, при допустимых относительных значениях коэффициента передачи на граничных частотах $A_H = A_B = 0,707$. Объем, занимаемый промежуточным трансформатором, не должен превышать 35x30x30 мм.

1. Выбирается число витков первичной обмотки промежуточного трансформатора входного преобразователя $w_1 = 1$.

2. Число витков вторичной обмотки определяется из условия:

$$w_2 \geq \sqrt{2} K_M I_{BXH} \frac{w_1}{I_{OY}} = 7000, \text{ где } K_M - \text{максимальная кратность входного тока}$$

($K_M=10$); I_{OY} - предельно допустимый выходной ток ОУ (для ОУ интегрального исполнения, например К140УД9 $I_{OY} = 10$ мА).

3. Для вторичной обмотки можно выбрать медный обмоточный провод диаметром 0,1 мм с площадью поперечного сечения $S_{PP} = 0,0079$ мм². Для первичной обмотки - прямоугольный медный провод 8x1 мм, сечением 7,8 мм² [5].

4. Определяется площадь окна сердечника, необходимая для размещения обмоток:

$$S_0 = S_{01} + \frac{S_{02}}{K_3} + S_K = 127,3 \text{ мм}^2.$$

Здесь S_{01} - площадь поперечного сечения первичной обмотки с изоляцией ($S_{01}=7,8+4=11,8$ мм²); $K_3=0,55$ - коэффициент заполнения окна круглым проводом; $S_{02} = w_2 S_{PP2} = 55,3$ мм² - площадь поперечного сечения вторичной обмотки; $S_K = 5$ мм² - площадь окна, занимаемая каркасом катушки.

5. Из унифицированного ряда стальных сердечников типа **III**, выполненных из электротехнической стали, выбирается сердечник с окном 8x20 мм и сечением среднего стержня 8x8 мм [5].

6. Вычисляется индуктивность намагничивания трансформатора:

$$L = \mu \mu_0 \frac{w_2^2 S_C'}{\ell_C} = 45 \text{ Гн.}$$

Здесь $\mu = 800$ - относительная магнитная проницаемость стали сердечника; $S_C=64$ мм² - площадь поперечного сечения сердечника; $\ell_C = 70$ мм - средняя длина сердечника.

7. Определяется активное сопротивление вторичной обмотки:

$$r_2 = \omega_2 \rho \frac{\ell_B}{S_{PP2}} = 1009 \text{ Ом,}$$

где $\rho=0,0178$ Ом мм²/м - удельное сопротивление медного провода; $\ell_B=64$ мм - средняя длина витка вторичной обмотки.

8. Выбирается схема входного преобразователя. Если выбрать пассивный преобразователь, то при заданном коэффициенте передачи нижняя граничная частота будет составлять:

$$f_{НП} = \frac{A_H}{\sqrt{1 - A_H^2}} \frac{r_2 + R_H}{2\pi L} = 6,05 \text{ Гц.}$$

Здесь

$$R_H = \frac{U_{ВЫХ} w_2}{I_{ВХН} w_1} = 700 \text{ Ом.}$$

Это выше заданной граничной частоты. Поэтому необходим более совершенный преобразователь.

Нижняя граничная частота преобразователя на основе трансформатора и усилителя тока:

$$f_{НУТ} = \frac{A_H}{\sqrt{1 - A_H^2}} \frac{r_2}{2\pi L} = 3,57 \text{ Гц.}$$

Как видно, и этот преобразователь не позволяет получить требуемую полосу пропускания.

Таким образом, остается принять к дальнейшему рассмотрению вариант преобразователя с КОС.

9. Определяется коэффициент передачи преобразователя с КОС на частоте ω_0 :

$$A_0 = \frac{U_{ВЫХ} w_2}{I_{ВХН} w_1} = 700 \text{ В/А.}$$

10. При этом коэффициенте передачи будем иметь следующий диапазон возможных значений нижней граничной частоты:

$$f_{Н1} = \frac{A_H}{\sqrt{1 - A_H^2}} \frac{r_2 - A_0}{2\pi L} = 1,09 \text{ Гц; } f_{Н2} = \frac{A_H}{\sqrt{1 - A_H^2}} \frac{r_2}{2\pi L} = 3,57 \text{ Гц;}$$

$$1,09 < f_H < 3,57 \text{ Гц.}$$

Как видно, требуемое значение нижней граничной частоты входит в этот диапазон. Следовательно, можно реализовать преобразователь с КОС, у которого $f_H = 1,2 \text{ Гц}$.

11. Учитывая допустимую нагрузку ОУ, следует принять $R_3 = 2000 \text{ Ом}$ и определить сопротивления других резисторов:

$$R_2 = R_3 \left(\frac{A_H A_0}{A_H r_2 - 2\pi L K f_H} - 1 \right) = 90,2 \text{ кОм}; \quad R_1 = \frac{A_0 R_2}{R_2 + R_3} = 30,2 \text{ кОм}.$$

12. Оценивается верхняя граничная частота преобразователя:

$$f_B = \frac{\sqrt{1 - A_B^2}}{A_B} \frac{R_{\Pi}}{2\pi L_{d2}} = 42 \text{ кГц}.$$

Здесь $R_{\Pi} = 600 \text{ кОм}$.

Таким образом, рабочий частотный диапазон рассматриваемого входного преобразователя охватывает заданную полосу частот и может быть реализован при указанных параметрах.

1.4. Коммутаторы

Ключи и переключатели (коммутаторы) являются базовыми элементами многих устройств электроавтоматики. Они предназначены для изменения конфигурации схем, или параметров электрических цепей с целью изменения режимов их работы. Основными требованиями, предъявляемыми к коммутаторам для микропроцессорных систем защиты, являются малое сопротивление в замкнутом R_3 и высокое сопротивление в разомкнутом R_p состояниях, высокое быстродействие, низкое значение паразитных токов и э.д.с., низкий уровень проникновения сигнала из цепи управления в цепь коммутации, высокая стабильность (особенно температурная и временная) всех вышеперечисленных параметров.

Коммутаторы могут быть построены на основе электромеханических или полупроводниковых компонентов. К электромеханическим коммутаторам относятся различные типы электромагнитных реле, магнитоуправляемые контакты и шаговые искатели. Скорость переключения современных электромагнитных реле составляет 50-100 перекл./с и рабочий ресурс не менее 10^7 циклов переключений. Сопротивление замкнутых контактных групп серийно выпускаемых реле $R_3=0,02-0,05 \text{ Ом}$, а значение контактных э.д.с. не превышает 3-15 мкВ.

Магнитоуправляемые контакты (гермоконтакты или герконы) имеют более высокую скорость переключения (до 1500 перекл./сек.) и рабочий ресурс не менее $10^8 - 10^9$ циклов. Активное сопротивление разомкнутых контактных групп герконов R_p достигает 10^5 МОм .

В устройствах защиты и автоматики электромеханические контактные устройства в основном применяются для согласования электронных устройств с цепями управления силовых электрических аппаратов.

Электронные коммутаторы могут быть построены на основе полупроводниковых диодов, биполярных и полевых транзисторов, а так же с применением фотоэлектронных и магнитоэлектронных полупроводниковых приборов.

Диодные ключи в аналоговой интегральной электронике широко применяются в качестве переключателей токов, например в ЦАП, ПНВ, ПНЧ и т.д. Пример построения токового диодного ключа приведен на рис.1.15.

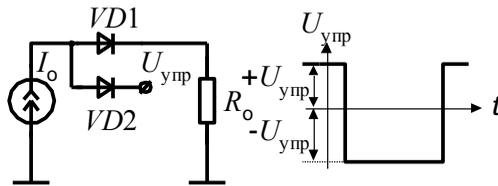


Рис.1.15

При отрицательном управляющем напряжении ($-U_{упр}$) открывается диод $VD2$ и ток от источника I_0 протекает в цепь источника управляющего напряжения $U_{упр}$. Диод $VD1$ запирается отрицательным напряжением управляющего сигнала и ток через сопротивление нагрузки R_0 не протекает. Для надежного запирающего диода $VD1$ управляющее напряжение $U_{упр}$ должно иметь значение не больше $-0,7$ В. Положительное управляющее напряжение запирает диод $VD2$ и ток I_0 протекает по цепи $VD1$, R_0 . Следует отметить, что для надежного запирающего диода $VD2$ и отпирающего $VD1$ должно выполняться условие $U_{упр} > I_0 R_0 + U_{VD1}$, где U_{VD1} - падение напряжения на открытом диоде $VD1$ ($\sim 0,7$ В), I_0 - ток источника I_0 , R_0 - сопротивление нагрузки. Таким образом, падение напряжения на нагрузке при открытом диоде $VD1$, практически, не зависит от прямого падения напряжения на этом диоде.

Следует отметить, что обратный ток импульсных диодов, часто используемых в коммутаторах, обычно составляет $0,2-1$ мкА. Применение в качестве диодов $VD1$ и $VD2$ цепей затвор - канал полевых транзисторов на основе запертого перехода ($JFET$) позволяет уменьшить обратный ток ключей. Например, обратный ток затвора транзисторной сборки КПС104 находится в

диапазоне 0,1-0,3 нА. Но применение полевых транзисторов в качестве диодов ограничивает частоту коммутации переключателя до 10-20 кГц.

Достоинством транзисторных ключей является низкое падение напряжения в замкнутом состоянии и возможность разделения цепей управления и коммутации. На биполярных транзисторах можно строить коммутаторы токов и напряжений.

Схема коммутатора с инверсным встречным включением двух транзисторов (рис.1.16) позволяет получить достаточно низкое остаточное напряжение на открытом транзисторе и, практически, одинаковые параметры для токов разных направлений. Управляющее напряжение подается в цепь база-коллектор.

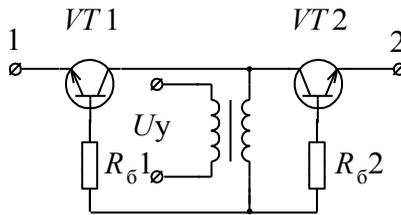


Рис.1.16

Серийно выпускаются специализированные транзисторные ключи интегрального исполнения 101КТ1, 118КТ1, 124КТ1, 273КТ1, 143КТ1, и т.д. Они представляют собой два идентичных интегральных транзистора с объединёнными коллекторами. Например, значение остаточного напряжения на ключе типа 101КТ1 не превышает 50 мкВ. Ключи на биполярных транзисторах в замкнутом состоянии имеют остаточное сопротивление от десятых долей до единиц Ома. Для развязки цепей переключаемых сигналов и управления используют трансформаторы или оптоэлектронные приборы.

Применение полевых транзисторов в качестве ключей обеспечивает развязку цепей управления и коммутируемых цепей нагрузки, высокое быстродействие и отношение $R_p/R_3 \square 10^6 - 10^8$. Они управляются напряжением и, практически, не потребляют в статике ток из цепи управления. Эти приборы пригодны для переключения токов и напряжений. Схема ключа на транзисторе с затвором на основе запертого *p-n* перехода (*JFET*) и передаточная характеристика полевого транзистора приведены на рис.1.17.

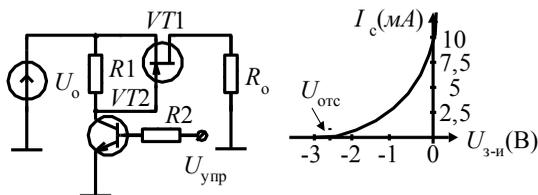


Рис.1.17

Положительное управляющее напряжение $U_{упр}$ открывает транзистор $VT2$ и формирует напряжение затвор - исток транзистора $VT1$ равное нулю. Транзистор $VT1$ закрывается и происходит отключение нагрузки R_0 от источника напряжения U_0 . При нулевом управляющем входном напряжении $U_{упр}$ закрывается транзистор $VT2$ и потенциал затвора транзистора $VT1$ становится равным потенциалу истока. Транзистор $VT1$ открывается и к сопротивлению нагрузки R_0 прикладывается напряжение источника U_0 . Сопротивление резистора $R1$ выбирают в диапазоне 1-10 МОм. Поэтому, при нагрузке не более 10 кОм можно пренебречь током, протекающим от источника напряжения через резистор $R1$. Для нормальной работы ключа необходим полевой транзистор $VT1$ с напряжением отсечки $U_{отс}$ меньше напряжения опорного источника U_0 . Сопротивление замкнутого ключа R_3 на полевых транзисторах с затвором на основе запертого $p-n$ перехода ($JFET$) составляет 20-500 Ом.

Применение в качестве ключей МОП (металл-окисел-полупроводник) полевых транзисторов упрощает цепи управления коммутаторов. Ключ на МОП транзисторе с обогащенным n - каналом приведен на рис.1.18. Толщина изоляции затвора (SiO_2) транзистора $VT1$ составляет десятки доли микрона и имеет пробивное напряжение от 30 до 100 вольт. Тонкая изоляция затвора необходима для уменьшения порогового напряжения открывания транзисторов и увеличения крутизны передаточной характеристики. МОП транзисторы чувствительны к статическим потенциалам, которые могут пробить изоляцию затвора и вывести их из строя. Стабилитрон $VD1$ изготавливается внутри ключа $S1$ и защищает затвор транзистора $VT1$ от статического электричества при транспортировке и монтаже ключей.

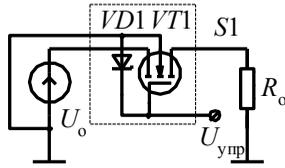


Рис.1.18

Положительное управляющее напряжение $U_{упр}$ открывает транзистор $VT1$ и резистор нагрузки R_0 подключается к источнику опорного напряжения U_0 . В качестве примера на рис.1.19 приведена принципиальная схема интегрального ключа КР590КН8.

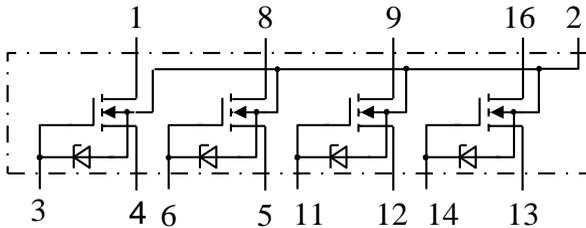


Рис.1.19

Особые ключевые свойства имеют $VMOS$ - транзисторы. Схема аналогового ключа на $VMOS$ транзисторе типа КР902, передаточная характеристика транзистора и зависимость сопротивления замкнутого ключа от напряжения затвор-исток приведены на рис.1.20. Эти транзисторы хорошо работают как в малосигнальном режиме, так и с токами до 5 ампер. Типовое время коммутации тока 1А, в таких приборах, не превышает 5 нс.

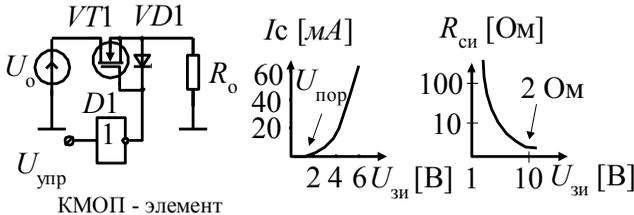


Рис.1.20

Внутреннее сопротивление таких ключей, как правило, 1-2 Ом. Промышленность выпускает транзисторы по $VMOS$ интегральной технологии

(например КП901, КП902 и т.д.), которые могут быть использованы как электронные ключи. Для коммутации больших токов в несколько десятков ампер допускается параллельное включение транзисторов.

1.5. Устройства выборки и хранения

Устройство выборки и хранения (УВХ) предназначено для запоминания мгновенного значения напряжения при подаче управляющего сигнала и его хранения. В аналоговой технике УВХ являются элементами памяти. В режиме выборки УВХ повторяют или масштабируют входное напряжение и по команде переходят в режим хранения напряжения. Схема простейшего УВХ приведена на рис.1.21.

Воздействие управляющего сигнала ($U_{УПР}$) на управляющий вход УВХ вызывает замыкание ключа $S1$ и соединяет конденсатор $C_{ЗАП}$ с источником входного сигнала. Конденсатор заряжается до напряжения, равного по значению входному напряжению в данный момент ($U_{ВХОД}$). На операционном усилителе (ОУ) $A1$ построен повторитель напряжения, выходной сигнал которого повторяет напряжение на конденсаторе $C_{ЗАП}$. При отсутствии управляющего сигнала ключ $S1$ размыкается и конденсатор $C_{ЗАП}$ фиксирует (запоминает) значение входного напряжения УВХ. ОУ имеет высокое синфазное входное сопротивление, что обеспечивает малый ток разряда конденсатора $C_{ЗАП}$.

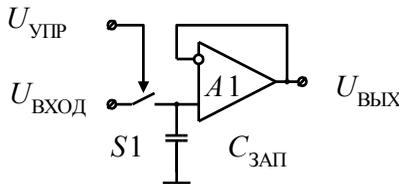


Рис.1.21

Вместо повторителя $A1$ в устройстве может быть использован неинвертирующий усилитель на ОУ. В этом случае напряжение на конденсаторе $C_{ЗАП}$ будет преобразовываться в выходное напряжение УВХ с масштабным коэффициентом.

Приведенная структурная схема УВХ имеет существенный недостаток, обусловленный не идеальными параметрами ключа $S1$, включенного в цепь прямого преобразования сигналов УВХ. В частности, он определяет постоянную времени заряда конденсатора $C_{ЗАП}$ и уровень заряда, проникающего из цепи управления в цепь коммутации ключа $S1$.

Постоянная времени заряда конденсатора $C_{ЗАП}$ определяется из выражения:

$$\tau = R_3 C_{ЗАП} ,$$

где: R_3 - сопротивление ключа $S1$ в замкнутом состоянии, $C_{ЗАП}$ - емкость запоминающего конденсатора $C_{ЗАП}$.

Заряд, проникающий из цепи управления в цепь коммутации ключа $S1$ на МОП транзисторе, определяется так:

$$Q = C_{ЗАП} \Delta U ,$$

где: $C_{ЗАП}$ - паразитная емкость затвор-подложка МОП ключа, $\Delta U = U_{УП} - U_{н0}$ - разность напряжений сигналов управления $U_{УП}$ логической единицы и нуля.

Для повышения точности УВХ применяют схему на двух ОУ (рис.1.22) Ключ $S1$ и конденсатор $C_{ЗАП}$ включены в контур общей отрицательной обратной связи, что обеспечивает эквивалентную постоянную времени заряда запоминающего конденсатора: $\tau_{ЭКВ} = (R_3 C_{ЗАП}) / K_{У1}$, где $K_{У1}$ - коэффициент усиления ОУ $A1$ по постоянному току. Реальная постоянная времени заряда $\tau_{ЭКВ}$ имеет несколько большее значение. Это связано с временем выхода в линейный режим ОУ $A1$ после замыкания ключа $S1$.

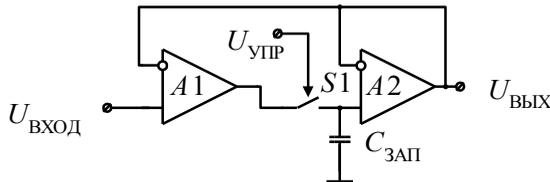


Рис.1.22

Характеристики серийно выпускаемой интегральной микросхемы УВХ с внешним запоминающим конденсатором КР1100СК2 приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2

Параметр	Значение параметра
Время выборки, мкс	5... 10
Коэффициент усиления запомненного сигнала	1
Прямое прохождение сигнала в режиме хранения, дБ	- 80...90
Изменение выходного напряжения УВХ, вызванное переносом заряда из цепи управления в цепь коммутации, мВ	0,5...2
Скорость изменения выходного напряжения в режиме хранения, В/с	0,2...0,5
Время установления, мкс	0,4...0,8
Ток потребления, мА	4,5...6,5
Напряжение смещения, мВ	5...30
Емкость запоминающего конденсатора, пФ	20...1000

1.6. Цифро-аналоговые преобразователи

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) формируют напряжение или ток, функционально связанные с входным цифровым кодом [3]. Иными словами, они вырабатывают выходные аналоговые сигналы цифровых устройств.

Структурная схема ЦАП с резистивной матрицей постоянного импеданса приведена на рис.1.23 [6].

Источник опорного напряжения ЦАП U_0 нагружен на входное сопротивление R резистивной матрицы. Выходное напряжение ЦАП снимается с выхода суммирующего операционного усилителя $A1$

$$U_{ВЫХ} = U_0 \frac{R_1}{16R} (8Z_3 + 4Z_2 + 2Z_1 + Z_0) = -U_0 \frac{R_1}{16R} N_{ВХОД} ,$$

где $N_{ВХОД}$ - десятичное значение входного кода ЦАП; $R_1, 2R$ - сопротивления резистивной матрицы; Z_0-Z_3 - логическое состояние соответствующих входов ЦАП.

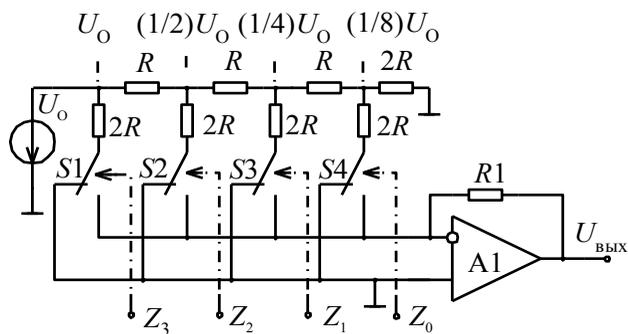


Рис. 1.23

При построении интегральных и гибридных микросхем иногда применяют так называемое инверсное включение резистивной матрицы (рис.1.24). Это позволяет отказаться от применения токового сумматора на ОУ А1.

Выходное напряжение ЦАП определяется из выражения

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_0}{16} \frac{R_1}{R + R_1} N_{\text{код}}.$$

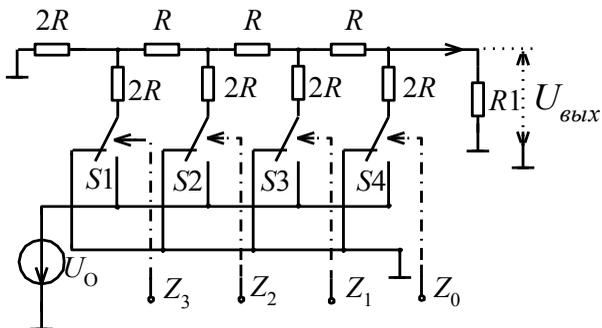


Рис. 1.24

1.7. Аналого-цифровые преобразователи

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) предназначены для преобразования аналоговых электрических сигналов в цифровой код и применяются для сопряжения устройств аналоговой и цифровой электроники [3,6]. Существуют АЦП мгновенных значений, которые осуществляют аналого-цифровое преобразование мгновенных значений выборок входного аналогового сигнала с заданным шагом дискретизации, и интегрирующие АЦП, выходной цифровой сигнал которых пропорционален интегральному значению входной аналоговой величины.

В устройствах контроля параметров и защиты преимущественно используются АЦП первой группы. Возможны три метода преобразования сигналов в АЦП этой группы: параллельный, весовой и числовой.

Структурная схема АЦП параллельного преобразования приведена на рис.1.25. Устройство содержит источник опорного напряжения U_0 ; компараторы A_1 - A_n ; резистивный делитель напряжения с сопротивлениями R и $(1/2)R$; регистр-дешифратор DC .

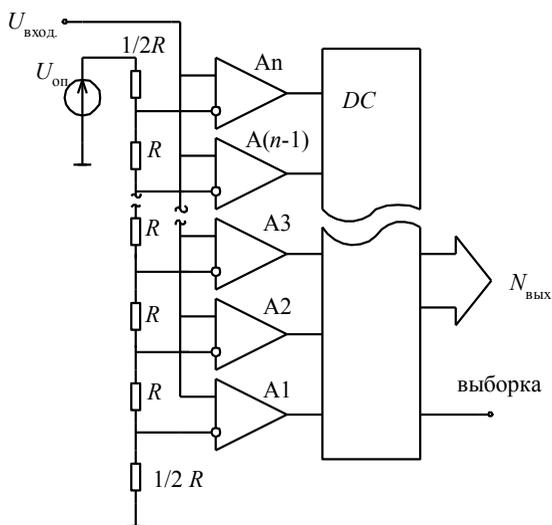


Рис. 1.25

При параллельном способе построения АЦП преобразуемое напряжение $U_{\text{ВХОД}}$ одновременно сравнивается с n -опорными напряжениями на инверсных входах компараторов A_1 - A_n , формируемых резистивным делителем. Выходной код АЦП получается в результате записи в регистр DC логического

состояния компараторов A_1-A_n . Данный тип АЦП имеет максимальное быстродействие и не требует применения во входных цепях устройств выборки и хранения.

Их недостаток - высокие аппаратные затраты, высокое энергопотребление, следовательно, и высокая стоимость. Необходимое количество компараторов A_1-A_n равно значению максимального десятичного выходного кода АЦП минус единица, при построении АЦП с разрядностью 8 бит необходимо 255 компараторов.

Выходной код АЦП определяется из выражения $N_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХОД}}/U_{\text{ОП}}$, где n - количество компараторов A_1-A_n или десятичное число, соответствующее максимальному значению выходного кода АЦП.

Современные интегральные технологии позволяют воспроизводить АЦП параллельного типа с разрядностью до 10 бит. Эти АЦП способны обрабатывать сигналы с частотой до 100 МГц.

Типовые характеристики интегральных параллельных АЦП приведены в табл. 1.3.

Таблица 1.3

Фирма изготовитель	Тип микросхемы	Разрядность АЦП, бит	Время преобразования, нс
TRW	TDC 1014	6	30
TRW	TDC 1007j	8	30
AMD	AM 6688	4	10

Весовой метод построения АЦП называют методом поразрядного уравнивания или поразрядного взвешивания. Структурная схема этого АЦП приведена на рис.1.26. Она содержит устройство выборки и хранения (УВХ); компаратор A_1 ; источник опорного напряжения U_0 ; тактовый генератор G_0 ; цифро-аналоговый преобразователь; регистр последовательного приближения.

При весовом методе построения АЦП - каждый разряд выходного кода получается за время одного цикла преобразования. Компаратор определяет, превышает ли входное напряжение АЦП напряжение пропорциональное коду старшего разряда ЦАП. В случае превышения в старший разряд регистра записывается логическая "1", а в противном случае записывается сигнал логического "0". Если в старший разряд была записана логическая "1", то из

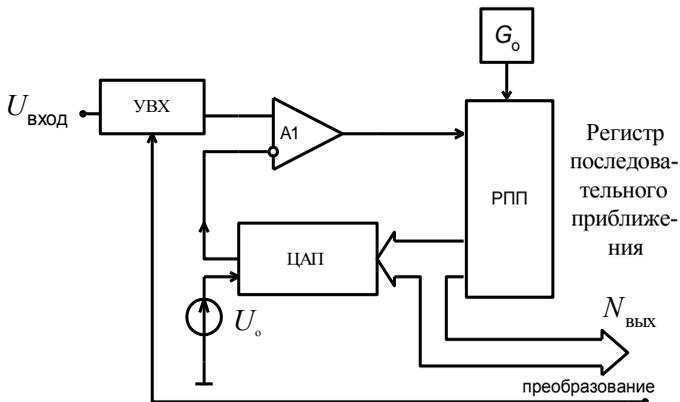


Рис. 1.26

входного напряжения вычитается опорное напряжение, соответствующее старшему разряду ЦАП. Остаток сравнивается с опорным напряжением, пропорциональным следующему разряду ЦАП, и т.д. Количество циклов преобразования весового АЦП равно количеству его разрядов.

Алгоритм работы регистра последовательного приближения АЦП поразрядного уравнивания приведен на рис.1.27. Точность преобразования АЦП поразрядного уравнивания ограничена точностью изготовления резистивных матриц ЦАП. Характеристики интегральных АЦП поразрядного уравнивания приведены в табл. 1.4. Погрешности аналого-цифрового преобразования определяются статическими и динамическими составляющими.

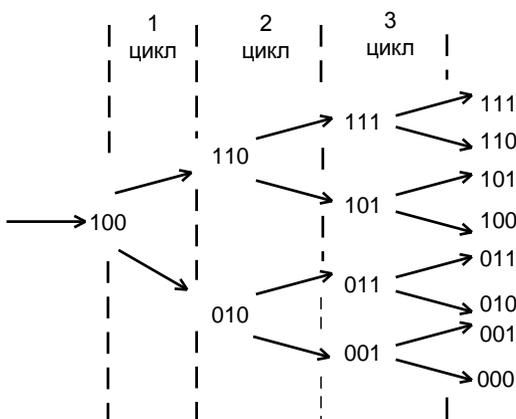


Рис. 1.27

Таблица 1.4

Фирма изготовитель	Тип микросхемы	Разрядность АЦП, бит	Время преобразования, нс
	К 572 ПВ2	12	110
	К 572 ПВ3	8	15
	К 572 ПВ4	8	32
	К 1108 ПВ1	10	0,9
	К 1113 ПВ1	10	30
TRW	TDC 1001j	8	0,4
TRW	TDC 1013j	10	1
AD	AD 7574	8	15
AD	AD 7570 L	10	20
AD	AD 574	12	25

При преобразовании аналоговой величины в цифровой код с конечным числом разрядов возникает систематическая ошибка - погрешность квантования: $\Delta_k = U_{\text{выход}} - U_0 / N_{\text{max}}$. Это разность между входным и ступенчато-дискретным напряжениями АЦП; Δ_k - изменяется в диапазоне $\pm 0,5z$, где z - значение напряжения одного шага квантования АЦП. Погрешность квантования в АЦП является методической погрешностью.

Кроме того, в АЦП присутствует инструментальная погрешность Δ_k . Градуировочная характеристика АЦП, методическая и инструментальная погрешности показаны на рис.1.28.

Общая погрешность преобразования АЦП складывается из методической и инструментальной погрешностей: $\Delta_y = \Delta_k + \Delta_u$. Чтобы она не выходила за предел z необходимо выполнить условие $\sum \Delta_u \leq 0,5z$. Это позволяет скрыть инструментальную погрешность преобразования за методическую погрешность квантования АЦП.

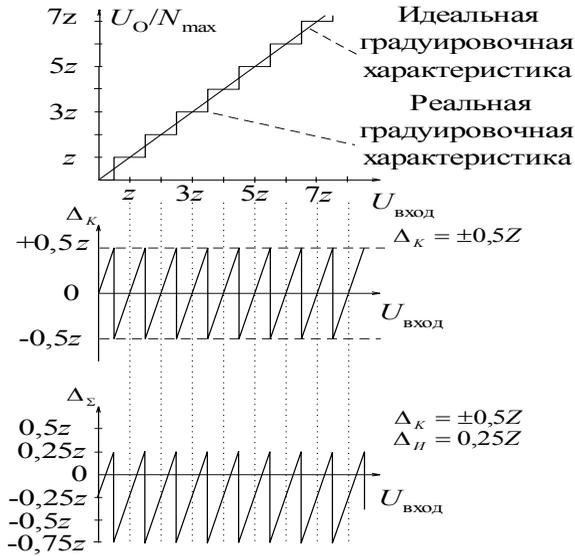


Рис.1.28

Наряду с систематической ошибкой квантования в АЦП имеют место аддитивная и мультипликативная составляющие погрешности преобразования. Градуировочные характеристики АЦП с учетом этих погрешностей приведены на рис.1.29. Аддитивная погрешность преобразования обусловлена параллельным смещением градуировочной характеристики (смещение нуля) АЦП. Мультипликативная погрешность преобразования вызвана отклонением коэффициента чувствительности от характеристики идеального АЦП. Современные технологии с применением микропроцессоров позволяют существенно минимизировать эти погрешности с помощью периодической коррекции “нуля” и автоматической коррекции чувствительности. Поэтому не компенсированная часть аддитивной и мультипликативной составляющих погрешности, в первом приближении, может быть оценена как температурный дрейф этих величин между циклами коррекции работы АЦП.

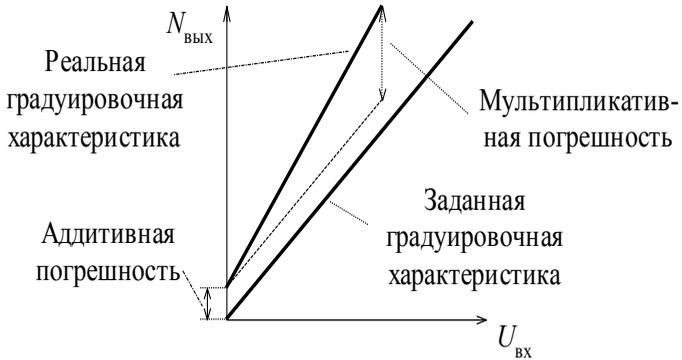


Рис. 1.29

Систематическая ошибка квантования в АЦП может привести к нелинейности градуировочной характеристики (рис.1.30).

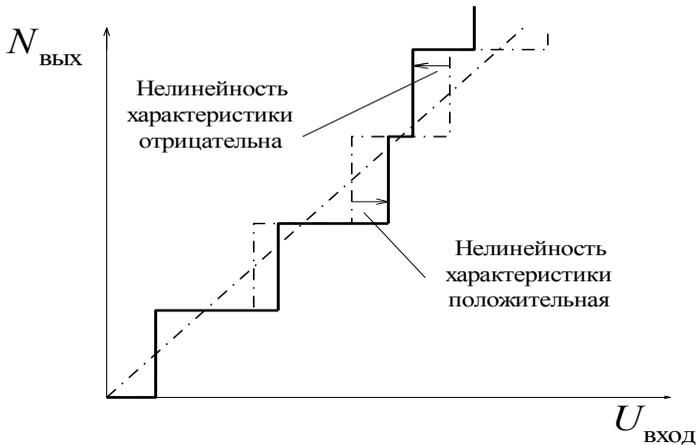


Рис. 1.30

Вторым видом нелинейности АЦП является дифференциальная нелинейность. Она показывает, насколько максимальная ширина отдельной ступеньки отличается от заданного значения z . Если эта величина превышает значение z , то при преобразовании некоторые числа выходного кода могут быть пропущены.

Динамическая погрешность АЦП определяется скоростью изменения входного сигнала и временем преобразования АЦП.

При преобразовании сигналов входное напряжение постоянно изменяется, а АЦП поразрядного уравнивания преобразует зафиксированное значение входного напряжения, запомненное с помощью УВХ. Поэтому за время преобразования в АЦП входное напряжение изменяет своё значение на некоторую величину. Это изменение входного напряжения и является динамической погрешностью.

Наименьшее значение динамической погрешности обеспечивается при использовании параллельных АЦП.

2. ЦИФРОВАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА ДЛЯ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ И АВТОМАТИКИ

2.1. Булева алгебра и логические элементы

Математический аппарат, который используется для описания цифровых устройств, называется алгеброй логики или Булевой алгеброй по имени автора - английского математика Джорджа Буля (1815-1864 гг.).

Булева алгебра оперирует с двоичными переменными и с двоичными (или Булевыми) функциями.

Двоичные переменные могут принимать только два значения 0 или 1. Причем, если переменная $x = 0$, то $x \neq 1$, и наоборот, если $x = 1$, то $x \neq 0$

Булева функция имеет вид:

$$y(x_1, x_2, \dots, x_n),$$

где аргументы x_1, x_2, \dots, x_n - двоичные переменные или двоичные константы.

Она так же, как и двоичные переменные, может принимать лишь два значения. Двоичную функцию можно задавать формулой или при помощи таблицы истинности.

Существуют три основные логические функции: логическое умножение (конъюнкция, операция И), логическое сложение (дизъюнкция, операция ИЛИ), отрицание (инверсия, операция НЕ).

Функция логического умножения, в соответствии с таблицей истинности (табл. 2.1), принимает значение 1 только в том случае, если все аргументы равны 1. Если хотя бы один из аргументов принимает нулевое значение, то и функция становится равной 0.

Функция логического умножения при записи обозначается точкой или знаком \wedge . Например:

$$y = x_1 \cdot x_2 \quad \text{или} \quad y = x_1 \wedge x_2$$

Из определения конъюнкции следует:

$$0 \cdot 0 = 0; \quad 0 \cdot 1 = 0; \quad 1 \cdot 0 = 0; \quad 1 \cdot 1 = 1.$$

Функция логического сложения (табл.2.2) принимает значение логической 1, если хотя бы один из аргументов равняется 1. Логическое сложение обозначается знаком $+$ или знаком \vee . Например:

$$y = x_1 + x_2 \quad \text{или} \quad y = x_1 \vee x_2.$$

Из таблицы истинности для этой функции следует:

$$0 + 0 = 0; \quad 0 + 1 = 1; \quad 1 + 0 = 1; \quad 1 + 1 = 1.$$

Логические функции И, ИЛИ могут иметь любое количество аргументов.

Логическое отрицание является функцией только одной переменной (табл.2.3). Она принимает единичное значение, если аргумент равен 0, и нулевое значение, если аргумент равен 1. Инверсию обозначают чертой над символом аргумента: $y = \bar{x}$.

Из определения логического отрицания:

$$\bar{0} = 1; \quad \bar{1} = 0; \quad \overline{\bar{0}} = 0; \quad \overline{\bar{1}} = 1.$$

Таблица 2.1

Таблица 2.2

Таблица 2.3

x_1	x_2	y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

x_1	x_2	y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

x	y
0	1
1	0

Функции И, ИЛИ, НЕ являются простейшими логическими операциями. На их основе строят логические выражения для описания других, более сложных функций. Наиболее часто используемые логические функции приведены в табл.2.4. Следует отметить, что все операции Булевой алгебры дуальны. Например, конъюнкция для единиц является дизъюнкцией для нулей.

Таблица 2.4

Функция	Название функции
$y = x_1 \cdot x_2$	Конъюнкция (операция И)
$y = x_1 + x_2$	Дизъюнкция (операция ИЛИ)
$y = \bar{x}_1$	Инверсия x_1
$y = \overline{x_1 \cdot x_2}$	Операция И - НЕ
$y = \overline{x_1 + x_2}$	Операция ИЛИ - НЕ
$y = \overline{x_1 \cdot x_2} + \overline{x_1} \cdot \overline{x_2}$	Исключающее ИЛИ

Из определений трех основных логических функций следуют теоремы Булевой алгебры, которые с учетом свойства дуальности сведены в табл.2.5. Они устанавливают основные соотношения алгебры логики и используются для преобразования логических выражений.

Таблица 2.5

Описание		Название теоремы
$x + 0 = x$	$x \cdot 1 = x$	
$x + 1 = 1$	$x \cdot 0 = 0$	
$x + x = x$	$x \cdot x = x$	
$x + \bar{x} = 1$	$x \cdot \bar{x} = 0$	
$\bar{\bar{x}} = x$		двойного отрицания
$x + y = y + x$	$x \cdot y = y \cdot x$	коммутативности
$x + x \cdot y = x$	$x \cdot (x + y) = x$	поглощения
$x + \bar{x} \cdot y = x + y$	$x \cdot (\bar{x} + y) = x \cdot y$	
$\overline{x + y} = \bar{x} \cdot \bar{y}$	$\overline{x \cdot y} = \bar{x} + \bar{y}$	де Моргана
$(x + y) + z = x + (y + z)$	$(x \cdot y) \cdot z = x \cdot (y \cdot z)$	ассоциативности
$x + y \cdot z = (x + y) \cdot (x + z)$	$x \cdot (y + z) = x \cdot y + x \cdot z$	дистрибутивности

Полупроводниковые устройства, выполняющие в аппаратуре логические операции, называют логическими элементами. Логические элементы различаются между собой характером выполняемой функции, числом входов, числом выходов. Графическое обозначение логических элементов принятое в нашей стране и за рубежом, показано в таблице 2.6.

2.2. Функциональные цифровые узлы

На основе элементарных логических элементов (вентилей) строятся типовые функциональные узлы, которые, в свою очередь, являются основой более сложных цифровых систем.

Наиболее простые функциональные узлы (селекторы, дешифраторы), которые не обладают свойством памяти, называются комбинационными цепями. Состояние выходных сигналов в каждый момент времени у них определяется состоянием входных сигналов.

Таблица 2.6

Функция	Обозначение по ГОСТ 2.743-82	Международное обозначение
Конъюнкция (операция И)		
Дизъюнкция (операция ИЛИ)		
Инверсия x_1		
Операция И - НЕ		
Операция ИЛИ - НЕ		
Исключающее ИЛИ		

Функциональные узлы, обладающие памятью (триггеры, регистры, счетчики, запоминающие устройства), называются последовательными цепями. Их состояние определяется не только текущим значением входных сигналов, но и их значениями в предшествующие моменты времени.

2.2.1. Триггеры

Триггер - это логический функциональный элемент, который может находиться в одном из двух устойчивых состояний и обладает свойством памяти.

Если на обоих входах простейшего RS-триггера (рис.2.1) присутствуют логические единицы, то он находится в режиме хранения информации. Для того, чтобы изменить его состояние достаточно на один из входов кратковременно

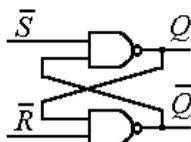


Рис. 2.1

подать логический ноль. Например, если подать 0 на вход \bar{S} , то триггер гарантированно установится в состояние $Q=1$, $\bar{Q}=0$, которое сохранится при последующем возвращении входа \bar{S} в исходное состояние (1).

Возможные состояния RS-триггера представлены в табл. 2.7.

Обозначения выводов триггера связаны с выполняемыми ими функциями: Q - выход (*Quit*); S - установка в состояние $Q = 1$ (*Set*); R - сброс в состояние $Q = 0$ (*Reset*).

Триггер (см. рис.2.1) называется асинхронным, так как нет возможности синхронизировать его работу с другими устройствами.

Таблица 2.7

\bar{S}	\bar{R}	Q_{n+1}
1	1	Q_n
0	1	1
1	0	0
0	0	Запрещенная комбинация

В синхронном (тактируемом) триггере (рис.2.2) изменение состояния происходит только при наличии разрешающего сигнала на синхронизирующем (тактовом) входе (C).

Тактирование может осуществляться импульсом (потенциалом) или фронтом импульса (перепадом потенциала).

Тактируемый потенциалом триггер (см. рис.2.2,а) блокируется, когда синхронизирующий сигнал на входе C равен 0. Когда на синхронизирующий вход подана логическая 1, триггер открыт, и изменение входного сигнала приводит к изменению сигнала на выходе.

Графическое обозначение тактируемого потенциалом RS-триггера в интегральном исполнении см. на рис.2.2,б.

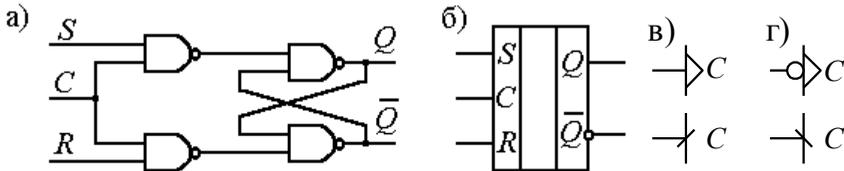


Рис. 2.2

Триггер, тактируемый фронтом, воспринимает входные воздействия только в момент перехода сигнала на тактовом входе в противоположное логическое состояние. Используют разные графические

обозначения тактовых входов для триггеров, срабатывающих по положительному (переход из нуля в единицу) перепаду тактового сигнала (см. рис.2.2,в) и для

триггеров, срабатывающих по отрицательному (переход из единицы в нуль) перепаду (см. рис.2.2,г).

На основе RS -триггеров строятся и другие виды триггеров. Изображения двух наиболее распространенных типов, D -триггера и T -триггера, приведены на рис.2.3.

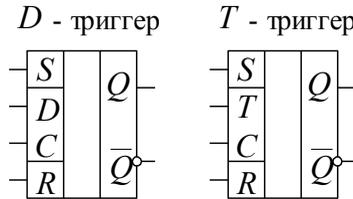


Рис. 2.3

У D -триггера при разрешающем сигнале на тактовом входе логическое состояние с D -входа передается на выход Q . Тактирование D -триггера может осуществляться импульсом или фронтом.

T -триггеры (или счетные триггеры) всегда тактируются фронтом. Если на информационном T -входе присутствует 1, то тактовый импульс переводит триггер в противоположное состояние. Если на T -входе 0, то триггер сохраняет предыдущее состояние. Если у T -триггера отсутствует вход T , то каждый очередной синхроимпульс переводит триггер в противоположное состояние.

Реальные интегральные микросхемы триггеров имеют дополнительные входы (см. рис. 2.3) для начальной установки (S) и сброса (R), которые могут быть синхронными и асинхронными.

2.2.2. Регистры

Регистр представляет собой группу триггеров, работающих согласованно и предназначенных для запоминания комбинации двоичных разрядов. Триггер используется здесь как элементарная ячейка памяти.

Тактирование всех триггеров, составляющих регистр, осуществляется по одному общему синхровходу. Поэтому, переключение состояний всех разрядов в регистре происходит одновременно (синхронно).

Существуют регистры с параллельной и последовательной записью информации. На рис.2.4 приведена структура регистра с параллельной записью.

Достаточно одного тактового импульса, чтобы двоичные данные со входов D0-D3 записались в параллельный регистр.

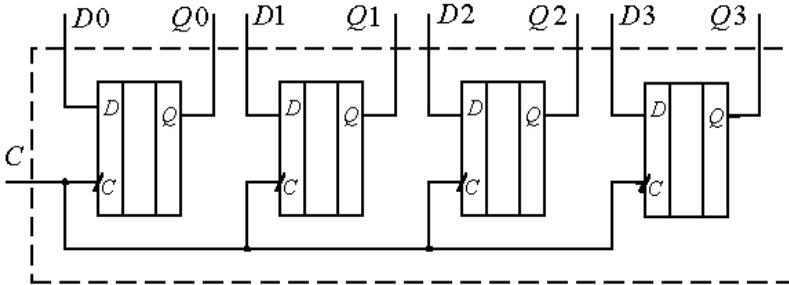


Рис. 2.4

Регистры, тактируемые импульсом, получили название “фиксаторы” или “защелки”. Они отслеживают входные сигналы в открытом состоянии (при наличии разрешающего потенциала на синхровходе C) и хранят их последнее значение в закрытом.

Выходы регистров часто объединяют параллельно общей шине (рис.2.5). При такой организации в каждый момент времени выставлять

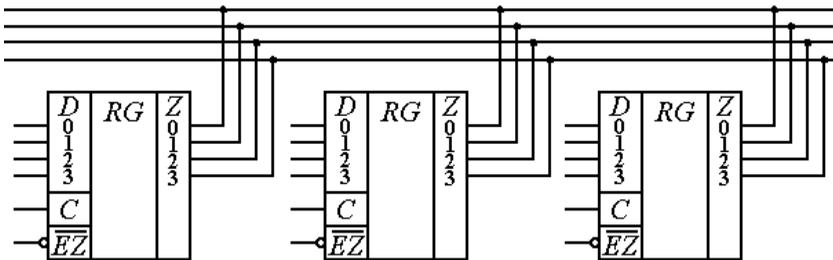


Рис. 2.5

данные на шину разрешается только одному регистру. Другие регистры должны при этом отсоединить свои выходы от шины при помощи внутренних ключей по управляющему сигналу на входе \overline{EZ} . Такое состояние выходов называется третьим состоянием (Z-состоянием).

В регистре с последовательной записью информации (в регистре сдвига) триггеры соединены каскадно (выход предыдущего является входом

последующего). Вход первого триггера является информационным входом всего регистра (рис.2.6).

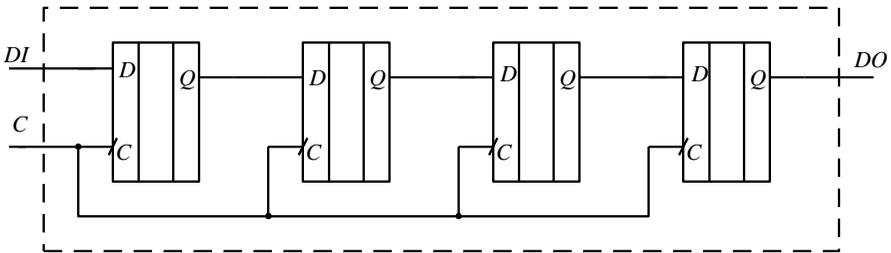


Рис. 2.6

Данные, предназначенные для записи в регистр, подаются на его вход последовательно во времени (бит за битом). Эти данные сопровождаются тактовыми импульсами на синхровходе, который так же, как и у параллельных регистров, является общим для всех триггеров регистра. При поступлении очередного тактового импульса на синхровход комбинация “нулей” и “единиц” в регистре смещается на один разряд. Запись в последовательный регистр 8-разрядного двоичного числа выполняется за восемь сдвигов.

Регистры сдвига в интегральном исполнении кроме последовательной записи и считывания информации могут дополнительно обеспечивать параллельную запись и/или считывание. Такая организация позволяет использовать регистры сдвига для преобразования двоичных данных из параллельной формы в последовательную и наоборот.

2.2.3. Счетчики

Счетчик - это функциональный узел, предназначенный для подсчета количества импульсов, поступающих на его вход и состоящий, так же как и регистр, из отдельных триггеров. Комбинация логических состояний триггеров образует на выходе счетчика кодовую комбинацию, которая меняется при поступлении очередного счетного импульса. После того, как счетчик последовательно пройдет через все возможные состояния, он возвращается к первой кодовой комбинации, и счет повторяется.

Количество возможных кодовых комбинаций на выходе счетчика принято называть коэффициентом пересчета счетчика или его модулем.

Двоичные счетчики реализуют двоичную счетную последовательность, которая показана на временных диаграммах (рис.2.7) и представлена в табл.2.8.

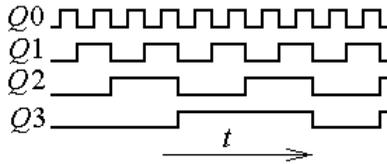


Рис. 2.7

Значение разряда при поступлении очередного счетного импульса изменяется, если при этом все более младшие разряды имеют единичное значение.

Синхронные счетчики строят на T -триггерах (рис.2.8), в которых на T -вход (вход разрешения перехода в противоположное состояние) каждого триггера подается конъюнкция логических состояний всех более младших разрядов. Счетный импульс поступает на синхровходы всех триггеров и одновременно переводит в противоположное состояние те из них, для которых сформирован разрешающий сигнал. Такие счетчики называются синхронными.

Таблица 2.8

Q3	Q2	Q1	Q0
0	0	0	0
0	0	0	1
0	0	1	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	0	1
0	1	1	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	0	1

В асинхронных счетчиках триггеры меняют свое состояние не синхронно, а последовательно. В результате при поступлении очередного тактового импульса на выходах асинхронного счетчика в течении переходного процесса могут существовать ложные кодовые комбинации. Это необходимо учитывать при выборе счетчиков.

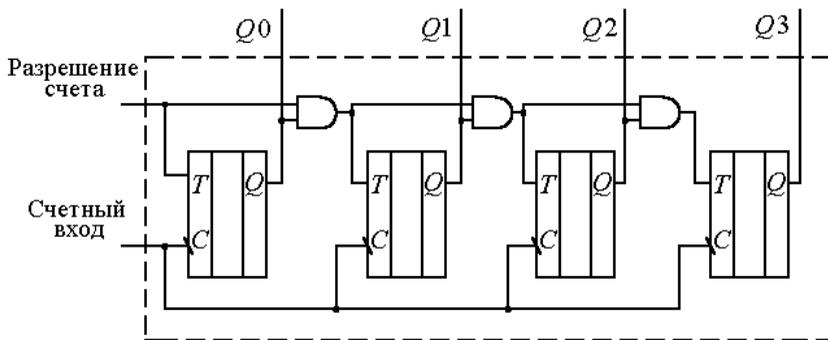


Рис. 2.8

В реверсивных счетчиках можно изменять направление счета. Они могут иметь два счетных входа (импульсы на одном увеличивают код счетчика, на другом - уменьшают) или один счетный вход и один управляющий вход, логический сигнал на котором задает направление счета.

Счетная последовательность десятичного счетчика зависит от способа представления десятичных чисел. Наиболее распространено представление в двоично-кодированном десятичном коде, в котором каждая десятичная цифра кодируется четырехразрядным двоичным числом. Десятичный счетчик использующий такое представление двоичного числа состоит из нескольких подсчетчиков (декадных счетчиков), соответствующих десятичным разрядам. Счетная последовательность суммирующего декадного счетчика в этом случае совпадает с двоичной последовательностью от 0000 до 1001, после чего следует снова 0000.

2.3 Запоминающие устройства

Запоминающее устройство (память) - это матрица простейших запоминающих элементов, предназначенная для хранения массива двоичных данных, снабженная средствами ввода-вывода информации.

Запись и считывание информации производится порциями, которые принято называть словами, а группу запоминающих элементов для хранения одного слова - ячейкой памяти. Если слово содержит 8 бит, то оно называется байтом. Каждая ячейка памяти имеет свой адрес.

2.3.1. Оперативные запоминающие устройства

Запоминающие устройства, предназначенные для оперативной записи и считывания данных называют оперативными запоминающими устройствами (ОЗУ или RAM - random access memory).

Различают два основных типа ОЗУ: статические и динамические. В статических ОЗУ биты хранятся в матрицах триггеров, в то время как в динамических ОЗУ - в заряженных конденсаторах. Бит, записанный в статическое ОЗУ, остается в нем до тех пор, пока не будет перезаписан, или не выключен источник питания.

Длительность хранения заряда конденсаторами динамического ОЗУ ограничена. Для продолжительного сохранения данных приходится периодически опрашивать строки двумерной матрицы битов в микросхеме памяти. При этом происходит подзаряд конденсаторов.

Достоинством динамических ОЗУ является высокая плотность упаковки. Поэтому основная область их применения - персональные компьютеры, которым необходимы большие объемы памяти.

Достоинствами статических ОЗУ является их простота (не нужно заботиться о регенерации) и высокое быстродействие. Поэтому они используются в большинстве встраиваемых микропроцессорных устройств.

2.3.2. Постоянные запоминающие устройства

Запоминающие устройства, в которых информация сохраняется при отключении питания называют энергонезависимыми или постоянными запоминающими устройствами (ПЗУ или ROM - read only memory). Они используются в микропроцессорных системах для хранения неизменяемых данных. Во встраиваемых микропроцессорных системах в большинстве случаев вся программа является неизменяемой и ее хранят в ПЗУ. В персональных компьютерах в ПЗУ хранятся команды начальной загрузки программного обеспечения. Кроме того, ПЗУ используются для хранения таблиц знакогенераторов, генераторов сигналов специальной формы, таблиц линеаризации.

Базовая структура ПЗУ представляет собой заготовку комбинационной цепи, программирование которой заключается в создании или удалении перемычек между заданными схемой точками. По технологии создания перемычек различают следующие типы ПЗУ:

- ПЗУ программируемые в процессе изготовления (масочные ПЗУ);
- однократно программируемые (PROM - Programmable ROM);
- ПЗУ с возможностью стирания и перепрограммирования (репрограммируемые) ППЗУ (EPROM erasable programmable ROM);
- электрически стираемые ПЗУ ЭПЗУ (EEPROM);
- моментальные ПЗУ (FLASH ROM).

Масочные ПЗУ обычно программируются на одном из последних этапов их производства. Проводящие перемычки формируются путем металлизации поверхности кристалла (основы ПЗУ) по маске-фотошаблону.

Однократно программируемые ПЗУ имеют соединения в виде плавких перемычек, которые можно избирательно пережечь с помощью внешнего источника тока.

В перепрограммируемой постоянной памяти используются элементы коммутации, которые можно устанавливать в одно состояние избирательно, а в другое коллективно. Программирование таких ПЗУ сводится к первоначальной коллективной установке всех перемычек в одно состояние (что равносильно стиранию ранее записанной информации) и последующей выборочной установке нужных перемычек в другое состояние.

Перемычками в перепрограммируемых ПЗУ служат МОП-транзисторы с изолированным затвором без вывода от затвора. Проводимость канала МОП-транзистора зависит от заряда содержащегося на затворе. Затворы могут получать заряд путем инжекции электронов через слой диэлектрика, если на исток соответствующего транзистора подается достаточно большой положительный потенциал. Этот заряд может постоянно сохраняться на затворе. Воздействие на кристалл ультрафиолетовым излучением, которое снабжает электроны энергией достаточной, чтобы преодолеть слой диэлектрика, вызывает стекание заряда в канал.

Поэтому стирание информации производят путем облучения кристалла ультрафиолетовым светом, что соответствует записи логических 1 во все элементы памяти. Такую микросхему памяти можно вновь запрограммировать (прошить) электрическим способом. Обычно это делается на специальных устройствах, называемых программаторами ПЗУ.

В ПЗУ с электрическим стиранием ЭРПЗУ (EEPROM) информация может быть стерта выборочно электрическим способом. Следовательно их можно перепрограммировать непосредственно в устройстве, где они используются в качестве памяти. Такого рода ЭРПЗУ идеально подходят для энергонезависимого хранения данных, которые необходимо менять в самой системе, например, параметров конфигурации, калибровочных коэффициентов, уставок.

Удобной модификацией EEPROM являются последовательные EEPROM. Это микросхемы EEPROM дополнительно снабженные блоком ввода/вывода, который преобразует входную информацию поступающую в последовательном виде в параллельную и наоборот при выводе данных преобразует их в последовательный код.

Новой разновидностью электрически стираемых ПЗУ являются FLASH ROM (моментальные ПЗУ), которые отличаются высокой плотностью упаковки.

Однако недостатком FLASH ROM является отсутствие возможности выборочного стирания отдельных байт, как это позволяют делать EEPROM.

2.4. Микропроцессоры

Стремление снизить габаритные размеры устройств обработки цифровой информации вызвало необходимость создания компактных интегральных микросхем с большим числом элементов и со сложной структурой (больших интегральных микросхем - БИС и интегральных микросхем сверхбольшой степени интеграции - СБИС). Сделать эти микросхемы универсальными, способными выполнять различные функции, удалось путем применения в них программного способа управления, позволяющего использовать их внутренние цепи как унифицированные узлы для выполнения различных арифметических и логических операций. Каждой управляющей программой однозначно устанавливаются последовательности выполнения операций, что позволяет задавать один из возможных алгоритмов работы микросхемы.

Интегральные микросхемы сверхбольшой степени интеграции, предназначенные для обработки двоичных данных по заданной программе, получили название микропроцессоры.

Ядро программируемой (микропроцессорной) системы обработки сигналов в обобщенном виде можно представить двумя крупными взаимосвязанными блоками: центральным процессорным устройством (ЦПУ), которое предназначено для выполнения арифметических и логических операций, и памятью, в которой хранится программа обработки информации (рис.2.9).



Рис. 2.9

Ввод данных в ЦПУ может производиться от датчиков через промежуточные устройства аналогового и цифрового ввода в виде электрических сигналов с определенными параметрами и с клавиатуры в виде

сигналов, формируемых оператором с помощью кнопочных переключателей. Выходная информация ЦПУ (после обработки сигналов по заданной программе) может передаваться в другие устройства для последующего использования (регистрации, управления исполнительными механизмами) и отображения на цифровых или других индикаторах.

2.4.1. Основные принципы функционирования микропроцессора

Микропроцессорные системы принято строить по магистральной схеме (рис.2.10). Все основные узлы системы связаны одной магистралью, которая представляет собой набор проводов или печатных проводников на плате, по которым передаются двоичные сигналы.

Управление работой всей системы осуществляет микропроцессор, в состав которого входят несколько функциональных узлов. Арифметико-логическое устройство (АЛУ), предназначенное для выполнения арифметических и логических операций над двоичными словами, которые хранятся в регистрах оперативного назначения. Дешифратор команд интерпретирует последовательные команды, которые выбираются из памяти программ, сообщая тем самым, какую операцию надлежит выполнять

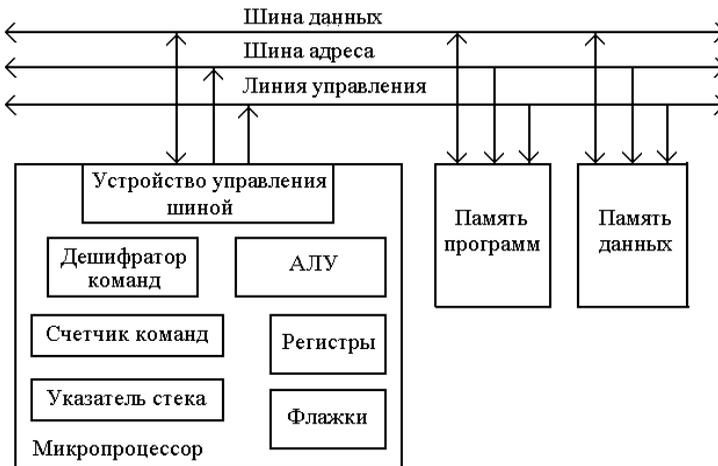


Рис. 2.10

процессору в каждом случае. Флажки (однобитные элементы памяти), которые устанавливаются в единичное состояние или сбрасываются в нулевое состояние

АЛУ для того, чтобы фиксировать признаки последней операции (переполнение разрядной сетки, равенство результата нулю и т.п.). Счетчик команд постоянно отслеживает ход выполнения программы (содержит адрес текущей исполняемой команды). Обычно значение программного счетчика автоматически увеличивается после выполнения очередной команды, но он может получить другое значение в результате выполнения команд безусловного или условного перехода.

Последовательность выполнения команд изменяется, когда встречается команда перехода к подпрограмме. В этом случае в счетчик команд автоматически заносится адрес первой команды подпрограммы, а текущий адрес основной программы (адрес возврата), помещается в специальную память, называемую стеком. Подпрограммы могут быть многократно вложены друг в друга. При переходах процессора к выполнению таких вложенных подпрограмм в памяти накапливается последовательность адресов возврата. При возвращении из подпрограмм адреса возврата должны выбираться из памяти и поступать в программный счетчик в обратной последовательности. Именно такой памятью, работающей по принципу последним вошел - первым вышел, является стек. Для его организации используется регистр указатель стека, который постоянно содержит адрес "вершины" стека (адрес текущей ячейки последовательной памяти, к которой осуществляется доступ).

В процессе работы микропроцессор должен обмениваться двоичными данными с другими (внешними по отношению к нему) цифровыми устройствами. Прежде всего - это память программ и память данных. Для того, чтобы уменьшить количество связей между отдельными цифровыми модулями их выполняют в виде системы информационных шин. Каждая шина - это коммуникационный канал в системе, используемый совместно несколькими устройствами. Основными в микропроцессорной системе являются параллельные шины, в которых каждый разряд двоичного слова передается по отдельному проводнику, но реже, например, для связи с последовательной энергонезависимой памятью, может использоваться и дополнительная последовательная шина, где отдельные биты передаются по единственному проводнику последовательно друг за другом.

Передачей данных по каждой шине управляет микропроцессор при помощи устройства управления шиной. Микропроцессор выбирает устройство на шине, с которым производится обмен информацией и при помощи дополнительных управляющих сигналов определяет тип операции (запись или чтение). Каждому устройству, присоединенному к шине, а также отдельным ячейкам внутри каждого устройства, присваиваются свои идентификационные

адреса. Различные микропроцессоры используют разные способы передачи адреса. В некоторых случаях в системе имеются выделенные шина данных и шина адреса (как показано на рис.2.10). В других случаях адрес и данные передаются последовательно во времени по одной шине, которая в этом случае называется мультиплексированной.

2.4.2. Типовая структура измерительных и управляющих микропроцессорных систем

Функциональная схема цифровой части измерительной и управляющей микропроцессорной системы изображена на рис.2.11. Она ориентирована на связь с объектом. Поэтому в ее составе имеются АЦП и ЦАП для ввода/вывода



Рис. 2.11

аналоговых данных, устройства цифрового параллельного ввода/вывода для ввода информации от контактных датчиков и для управления внешними

релейными устройствами, а также для задания режимов работы собственной аналоговой части (управление коммутатором, управление коэффициентом передачи входного усилителя).

При эксплуатации такой системы управления на объекте пользователь может изменять режимы работы (например, вводить новые уставки), но не может изменять программу микропроцессора. Такие жесткие системы называют системами со встроенными микропроцессорами. Они не требуют большого объема оперативной памяти, которая здесь используется только для временного хранения данных. В постоянной памяти хранится программа микропроцессора и различные таблицы перекодировок. Кроме этого, микропроцессорная система должна содержать электрически стираемую постоянную память для хранения энергонезависимой информации, которую иногда требуется обновлять. Это - калибровочные коэффициенты аналоговой части, уставки для срабатывания релейной защиты, информация о конфигурации системы управления в целом и т.п.

Средства связи с оператором (клавиатура и индикация) в промышленных микропроцессорных устройствах имеют специальное исполнение с усиленной защитой от проникновения пыли, влаги, от воздействия вибрации и изменения температуры окружающей среды в широком диапазоне. Клавиатура обычно содержит небольшое число кнопочных переключателей (до 16-20). Для визуального контроля данных используют жидкокристаллические и светодиодные индикаторы.

Обязательным элементом многих промышленных микропроцессорных систем является устройство контроля текущего времени (микросхема календарь - часы), которое необходимо для фиксации моментов аварийных и других событий на объекте.

Устройство последовательного ввода/вывода позволяет объединить несколько микропроцессорных подсистем в единую систему управления произвольной конфигурации, в которой по последовательному интерфейсу от центрального компьютера в периферийные подсистемы поступают команды, управляющие режимами их работы, а в обратном направлении передаются результаты измерений.

Развитие технологии производства микропроцессоров сделало возможным дальнейшее повышение степени интеграции. В результате появились микроконтроллеры - СБИС, которые содержат на одном кристалле собственно микропроцессор, небольшой объем памяти программ и памяти данных, а также набор программируемых периферийных устройств, предназначенных для организации связи с объектом управления. Такими периферийными устройствами являются устройства параллельного

ввода/вывода цифровых данных, АЦП, таймеры/счетчики, устройства последовательного ввода/вывода. Благодаря этому систему управления стало возможным строить при помощи одного микроконтроллера и нескольких дополнительных микросхем.

Использование этих микроконтроллеров открывает хорошие перспективы для построения более компактных, надежных и дешевых микропроцессорных систем.

2.4.3. Обзор семейств встраиваемых микроконтроллеров

Встраиваемые микроконтроллеры выпускаются сегодня многими фирмами: Intel, Siemens, Atmel, Philips, Microchip, Motorola, AMD, OKI и многими другими. Это относительно недорогие микросхемы (5-30 \$).

Они различаются системой команд, быстродействием, разрядностью шины данных, объемом встроенных на кристалле памяти программ и памяти данных, архитектурой встроенных периферийных узлов.

Характеристики наиболее распространенных восьмиразрядных встраиваемых микроконтроллеров приведены в табл. 2.9.

Классическим семейством восьмиразрядных микроконтроллеров на сегодняшний день является семейство MCS-51 фирмы Intel.

Отечественные однокристалльные микроконтроллеры серий 1816, 1830 являются аналогами младших подсемейств семейства MCS-51.

Многие фирмы-производители полупроводниковых микросхем предлагают микроконтроллеры, поддерживающие систему команд семейства MCS-51, но отличающиеся набором встроенных периферийных узлов или другими характеристиками. Так, фирма Atmel выпускает микроконтроллеры в корпусах меньшего размера и со встроенной памятью программ, выполненной по технологии FLASH, что облегчает модернизацию программного обеспечения. Фирма Siemens повысила разрядность встроенного АЦП. Фирма Philips Semiconductor упростила программирование последовательной передачи данных, встроив на кристалл контроллеры стандартных протоколов передачи данных I²C и CAN. Фирма Dallas Semiconductor утроила быстродействие своих микроконтроллеров.

Вместе с этим, на российский рынок вышел целый ряд фирм со своими предложениями по восьмиразрядным однокристалльным микропроцессорам, не совместимым по системе команд с микроконтроллерами семейства MCS-51. Это микроконтроллеры MC68 фирмы Motorola, AVR фирмы Atmel, PIC 16/17 фирмы Microchip, Z86 фирмы Zilog (табл.2.9).

Таблица 2.9

	MCS-51 (Intel)	MC68 (Motorola)	PIC 16/17 (Microchip)	AVR (Atmel)	Z86 (Zilog)
Шины данных, число разрядов	8	8	8	8	8
Тактовая частота, МГц	12, 16, 20, 24, 33	8, 12, 16	10, 16, 20	0-12	8, 12, 16, 20
Объем памяти программ, Кбайт	4, 8, 16, 32	24 + 640 байт EEPROM	2, 4, 8 +1К EEPROM	8 FLASH	1, 2, 4, 32
Объем памяти данных, байт	128, 256, 512	768	73, 192, 454 + 64 EEPROM	512 RAM +512 EEPROM	124, 236, 256
Таймеры/счетчики, количество/разрядность	3/16	1/16	2/8 + 2/16	1/8	2/14
Ввод/вывод частотно-временных сигналов, число каналов	10	12	2	2	-
АЦП, разрядность/число каналов	8/8	8/8	8/8	-	2 компаратора
Последовательный ввод/вывод, число каналов	2	2	2 + (T^2C)	1	1
Сторожевой таймер	+	+	+	+	+
Контроллер прерываний	+	+	+	+	+
Детектор падения частоты	+	+	-	не нужен	-
Типы корпуса, число выводов	40-68	68	18 - 44	8 - 64	18 - 84

Кроме 8-разрядных микроконтроллеров электронная промышленность выпускает и более мощные 16- и 32-разрядные микроконтроллеры для встраиваемых приложений.

Сегодня широко распространены семейства 16-разрядных микроконтроллеров SAB166 (Siemens), микроконтроллеры 68000 (Motorola) и семейство MCS - 96 (Intel).

Эти микроконтроллеры кроме расширенной разрядной сетки обладают улучшенной системой арифметических операций и более совершенной системой адресации операндов. Все это приводит к увеличению скорости выполнения программ.

Кроме микроконтроллеров общего назначения в устройствах релейной за щиты и автоматики находят применение сигнальные процессоры. Это микропроцессоры, архитектура и система команд которых специально ориентирована на быстрое выполнение цифровой фильтрации. На российском рынке их предлагают фирмы Texas Instrument и Analog Devices.

Необходимо отметить, что рынок микроконтроллеров непрерывно изменяется и совершенствуется, появляются все более совершенные модели.

Для решения большинства задач релейной защиты (ввод цифровых, аналоговых сигналов, измерение интегральных параметров сигналов, сравнение результатов с уставками, формирование временных задержек, обслуживание клавиатуры и индикации) достаточно вычислительных ресурсов восьмиразрядных микроконтроллеров. При необходимости выполнения процедур цифровой фильтрации и других операций, требующих значительных вычислительных ресурсов, система может быть усилена дополнительными сигнальными процессорами. Для решения небольших задач управления удобно использовать компактные и быстрые AVR микроконтроллеры фирмы Atmel или PIC микроконтроллеры фирмы Microchip.

2.4.4. Программирование микропроцессоров

Разработка программного обеспечения для микропроцессорной системы является такой же ответственной и трудоемкой задачей, как и проектирование аппаратной части. Можно утверждать, что чем более развито программное обеспечение, тем более эффективно использование встроенного микропроцессора.

Программа микропроцессора - это размещенная в памяти программ последовательность команд, каждая из которых состоит из двоичных кодов операций и двоичных адресов операндов.

Каждый микропроцессор характеризуется своей системой команд. Имея такой список машинных кодов команд, алгоритм решаемой задачи и технические средства для записи двоичных чисел в программную память можно запрограммировать микропроцессор. Однако способ программирования на уровне машинных кодов очень редко применяется на практике вследствие чрезвычайно высокой трудоемкости.

Для повышения производительности и качества программирования при подготовке программ встраиваемых микропроцессоров используются средства персональных компьютеров. Исходный текст программы создается в текстовом редакторе на языке более понятном и наглядном человеку, чем колонка двоичных чисел. Специальные программы позволяют перевести исходные тексты в машинные коды.

Для программирования на уровне системы команд микропроцессора широко используют язык ассемблера, который отличается от других языков программирования тем, что каждая его команда транслируется в одну команду в двоичном коде. Поэтому по исходному тексту программы, написанной на ассемблере, можно определить время ее исполнения и объем программной памяти, необходимой для ее хранения.

Кроме того, используются языки программирования высокого уровня. Так, широкое распространение для программирования встраиваемых микропроцессоров получил язык *C*. Он предоставляет программисту такой же легкий доступ ко всем ресурсам микропроцессора, как и ассемблер. Вместе с тем, он позволяет создавать хорошо структурированные программы и, как любой язык высокого уровня, открывает возможность большого набора библиотечных функций для выполнения стандартных операций.

Часто при проектировании программного обеспечения совместно используются язык высокого уровня для основной программы и язык ассемблера для написания отдельных подпрограмм, время выполнения которых необходимо строго контролировать. При этом исходные тексты транслируются в машинные коды различными трансляторами, а затем объединяются в один выходной модуль при помощи программы-компоновщика.

Для того, чтобы построить надежную программную систему, работающую без сбоев, важно с самого начала ясно представить себе ее структуру. С этой целью необходимо выделить функции, которые выполняет в проектируемом устройстве микропроцессор. Первейшей задачей микропроцессора является обслуживание аппаратных узлов. Это управление коммутатором, усилителем и другими устройствами в аналоговой части, обслуживание АЦП, опрос цифровых входных сигналов, опрос клавиатуры, обслуживание последовательного канала, обслуживание индикации и т.д. Для каждого аппаратного узла, требующего программного обслуживания, необходимо написать драйвер (подпрограмму или набор подпрограмм), Он запускается по запросу аппаратного узла, выполняет необходимые действия и организует обмен данными аппаратного узла с основной программой при помощи различных буферов обмена, организуемых в памяти. Именно драйверы

аппаратных узлов часто пишут на языке ассемблера, чтобы добиться минимального времени их исполнения. Отдельные драйверы объединяются в систему, адаптируются с целью обеспечения своевременного обслуживания всех запросов аппаратной части при совместной работе [9,10].

Система драйверов маскирует аппаратные особенности микропроцессорной системы и представляет удобный интерфейс основной программы с источниками и приемниками данных. Поэтому при написании основной программы можно абстрагироваться от аппаратных особенностей, сосредоточиться на сути решаемой задачи по обработке и передаче данных. При этом удобно использовать языки высокого уровня, которые снимают с программиста заботы по распределению памяти, содержат математические библиотеки, позволяют создавать более короткий и ясный текст программы.

Программное обеспечение, созданное по рассмотренной схеме, может быть названо операционной системой реального времени. Следует отметить, что известны различные философские представления о способах построения операционных систем [9.10], но перед каждым разработчиком, программирующим встраиваемый микропроцессор, открывается увлекательная возможность предложить свой вариант построения программного обеспечения.

2.5. Стандартные интерфейсы

Эффективность действия цифровых устройств контроля и управления проявляется наиболее полно при их объединении в целенаправленную систему.

Для сопряжения отдельных цифровых устройств друг с другом и организации обмена информацией их оснащают специальными аппаратно-программными средствами информационного обмена, которые принято называть интерфейсами.

Унификация интерфейсов, обеспечивающая возможность совместной работы разных устройств, достигается за счет выполнения их по определенным стандартам. Они устанавливают единые согласованные требования к электрическим параметрам формирователей и приемников сигналов, применяемых для обмена двоичными сигналами, к линиям связи, рекомендуют оптимальные схемы соединения, а также определяют типы и назначение выводов используемых соединительных разъемов.

Принципиальные различия интерфейсов связаны с типами и параметрами используемых линий связи.

Наибольшее распространение получили последовательные интерфейсы ввода-вывода, выполненные по стандарту RS-232. Они входят в состав

большинства персональных компьютеров как общего, так и промышленного назначения. Первоначально разработанный для связи отдельных терминалов (периферийных устройств) с центральным компьютером, в настоящее время этот интерфейс имеет очень широкую область применения.

Интерфейс RS-232 предназначен для соединения двух устройств по однопроводным линиям связи и последовательной передачи потенциальных двоичных сигналов (рис.2.12). Для каждой цепи интерфейса выделяется один сигнальный провод. Двухстороннюю связь можно организовать с помощью, как минимум, двух передатчиков и двух приемников сигналов. Передатчик одного устройства соединяется с приемником другого, и наоборот. Это обеспечивает полнодуплексный режим передачи данных.



Рис. 2.12

Для управления подключенным через интерфейс устройством можно использовать дополнительные линии или специальные символы, добавляемые к передаваемым данным.

Пределные возможности интерфейсов определяются, в основном, параметрами линий связи и влиянием воздействующих на них помех. В однопроводной схеме э.д.с. помехи, возникающая в проводнике линии связи, действует последовательно с э.д.с. полезного сигнала и на входе приемника они суммируются. Таким образом, в этом интерфейсе приемник воспринимает полезный сигнал и помеху как равноценные сигналы.

Кроме того, отраженные сигналы в линиях вызывают искажения полезных сигналов. Это определяет ограничения по скорости и дальности передачи сигналов. Дополнительным фактором, ограничивающим длину линии связи, является ее емкость, определяющая требования к выходному току передатчика, который ограничен предельными параметрами используемых микросхем.

Другой распространенный стандарт RS-422 был разработан в 1975 году для обмена данными между центральным компьютером и удаленным периферийным оборудованием. Интерфейс использует симметричную линию связи.

Передатчик имеет два симметричных относительно общей шины питания (корпуса) выхода - прямой и инверсный, а приемник - дифференциальный вход (рис.2.13). Провода линии связи находятся в одинаковых условиях и в них наводятся, практически, равные э.д.с. помехи, которые являются синфазными сигналами для приемников с дифференциальными входами и значительно ослабляются.

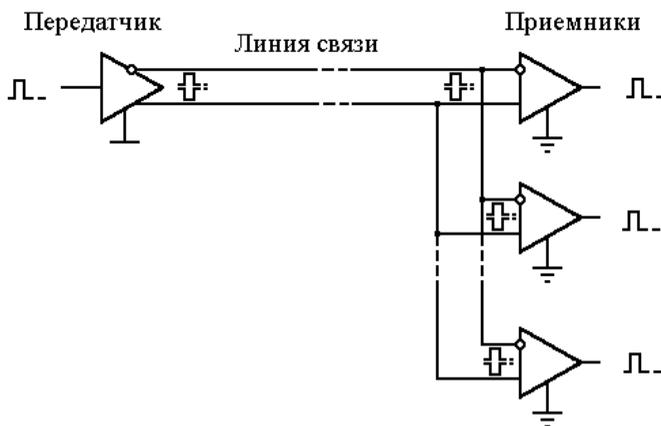


Рис. 2.13

Применение дифференциального входа и симметричной линии связи дает возможность существенно ослабить воздействие помех на передаваемые сообщения, что позволяет работать на расстоянии до 1200 м с максимальной скоростью передачи до 10 Мбит/с. Каждый передатчик одного устройства может быть нагружен на несколько (до 10) приемников, что создает условия для одновременного широковещательного обмена с несколькими устройствами при полнодуплексном режиме передачи данных.

Наибольшее распространение в промышленных системах получил стандарт последовательной передачи данных RS-485, использующий одну симметричную двухпроводную линию связи (согласованную по волновому сопротивлению с параметрами передаваемых сигналов), выполненную в виде одной витой пары проводов, для разностороннего обмена данными (рис.2.14). Возможность использовать одну двухпроводную линию связи для приема и передачи сигналов обеспечивается здесь свойствами передатчиков, в которых предусмотрено отключение выходов от линии связи в пассивном режиме (высокоимпедансное состояние выходов). К линии подключаются выходы только одного из передатчиков на время активного режима (передачи

сообщения). Выходы всех остальных передатчиков при этом отключены от линии связи. Входы всех приемников постоянно соединены с линией. Все это обеспечивает работу системы связи на основе RS-485 в полудуплексном режиме.

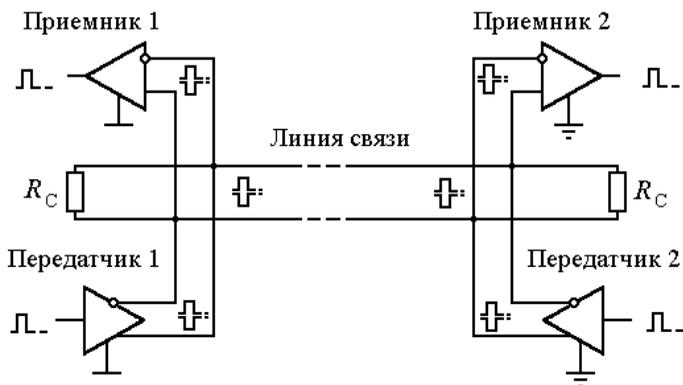


Рис. 2.14

Как правило, система содержит несколько приемников, несколько передатчиков и согласующие резисторы R_C . Каждый передатчик должен допускать подключение к его выходам 32 приемников, 32 передатчиков, находящихся в пассивном состоянии, и согласующие резисторы. Согласующие резисторы должны подключаться к линии связи в двух наиболее удаленных друг от друга местах подключения абонентов (приемник/передатчик). Сопротивление каждого согласующего резистора принимается равным волновому сопротивлению применяемого для выполнения линии кабеля (обычно 100-120 Ом).

Один интерфейс позволяет строить сеть с числом абонентов до 32 и протяженностью линии до 1200 метров. Возможно применение ретрансляторов, каждый из которых увеличивает дальность связи еще на 1200 м, или позволяет организовать новый смежный сегмент сети.

Основные параметры наиболее распространенных интерфейсов приведены в табл. 2.10.

Таблица 2.10

Параметры	RS-232	RS-422	RS-485
Число передатчиков	1	1	32
Число приемников	1	10	32
Максимальная длина линии, м	15	1200	1200
Максимальная скорость передачи, кбит/с	20	10000	10000
Выходное напряжение передатчика, В	от ± 5 до ± 15	от ± 2 до ± 5	от $\pm 1,5$ до ± 5
Ток короткого замыкания передатчика, мА	500	150	250
Сопротивление нагрузки передатчика, кОм	3-7	$\geq 0,1$	54
Допустимое входное напряжение приемника, В	± 25	± 7	от -7 до +12
Входное сопротивление приемника, кОм	3-7	4	12

Во многих сетях промышленных микропроцессорных систем для организации сетевого взаимодействия часто используется популярный стандарт промышленных сетей CAN (Controller Area Network - сеть уровня контроллера), который устанавливает правила обмена данными в локальной сети между контроллерами, датчиками и исполнительными механизмами. Им предусматривается последовательная передача данных в широкополосном режиме (как и в RS-485 одновременно передается информация для нескольких приемников) по двухпроводной симметричной линии связи. При незначительных затратах на создание линий связи этот стандарт позволяет объединить 64 устройства.

3. ПОСТРОЕНИЕ ПРОГРАММИРУЕМЫХ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ

3.1. Структура системы защиты электродвигателя

Система защиты электродвигателя построена как специализированная измерительная и управляющая микропроцессорная система. Она выполняет функции защиты от внутренних коротких замыканий в обмотке статора, симметричных и несимметричных перегрузок и однофазных замыканий на землю в цепях статора трехфазных асинхронных электродвигателей.

Структурная схема системы защиты (рис.3.1) содержит следующие укрупненные блоки:

- блок входных преобразователей, которые преобразуют входные сигналы (токи) в напряжения, удобные для последующего аналого-цифрового преобразования;
- измерительный блок, преобразующий напряжения с выходов блока входных преобразователей из аналоговой формы в цифровую;
- вычислительный блок, предназначенный для обработки измеренных значений входных сигналов и формирования сигналов для аппаратов управления электродвигателем, а также информационных сигналов о состоянии двигателя.

Кроме того, в состав системы входят блок питания, блок индикации и клавиатуры, а также блок связи с верхним уровнем для работы в централизованной системе управления группой двигателей.

Входные преобразователи (их четыре - для токов фаз А, В, С и тока нулевой последовательности) выполнены на основе измерительных преобразователей ток-напряжение со следующими параметрами:

- номинальное действующее значение входного тока - 5 А;
- диапазон изменения входного сигнала (0 - 125 А);
- номинальное действующее значение выходного напряжения 0,28 В.

Сигналы с выходов блока входных преобразователей поступают на входы первого мультиплексора (590КН8), предназначенного для коммутации измерительных каналов.

С целью расширения динамического диапазона АЦП при сохранении допустимой погрешности измерений в пределах 0,5% входная величина измеряется дважды: подается на вход АЦП с коэффициентом усиления 16 и 1.

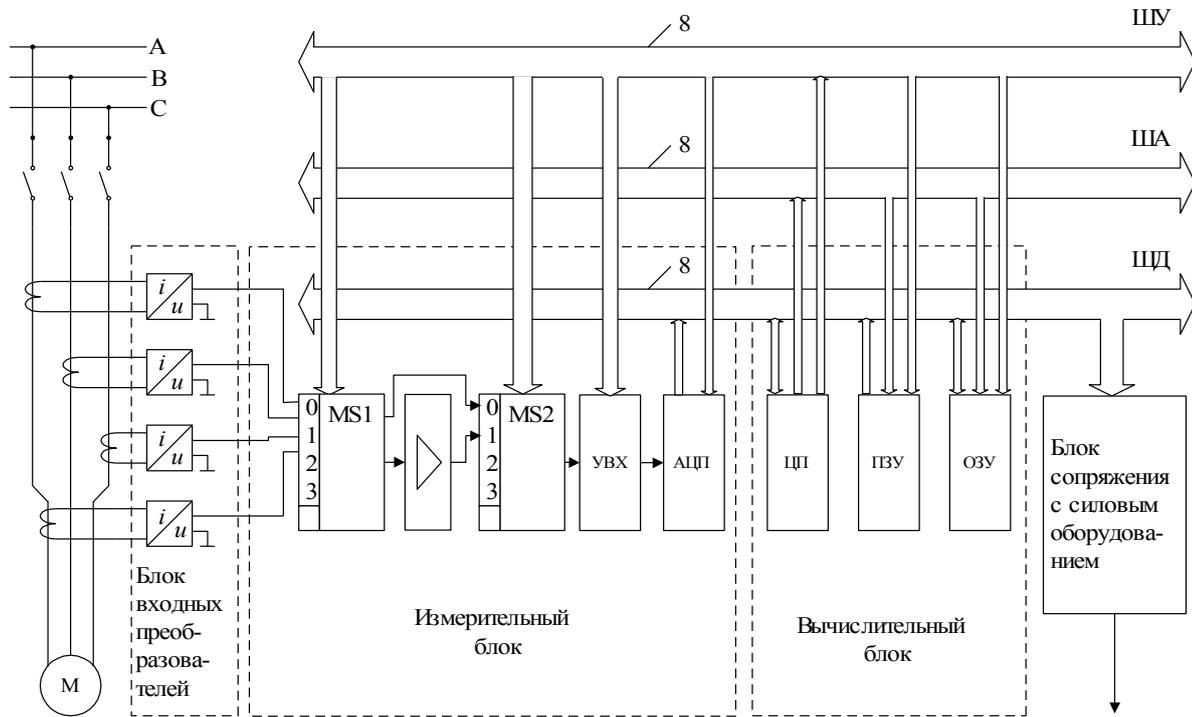


Рис.3.1

Если результат первого преобразования не равен 00000000 или 11111111, то результатом измерения будет код, считанный с АЦП, деленный на 16. В противном случае результат измерения равен результату второго преобразования. В связи с этим сигнал с выхода первого мультиплексора подается на усилитель с коэффициентом усиления равным 16, выполненный на ОУ К140УД20, выход которого подключен ко второму мультиплексору.

Второй мультиплексор (590КН8) предназначен для выбора измеряемого напряжения, умноженного на коэффициент 1 или 16.

Для сопряжения с микропроцессорной системой используется 8-разрядный КМОП преобразователь поразрядного уравнивания К572ПВ3, где сигналы преобразуются из аналоговой формы в цифровую. Для работы АЦП данного типа необходимо устройство выборки и хранения, обеспечивающее неизменное напряжение на измерительном входе АЦП в течение всего времени преобразования (использована микросхема КР1100СК2, вход которой подключен к выходу второго мультиплексора, а выход - ко входу АЦП).

Цифровые выходы АЦП подключены к шине данных вычислительного блока.

Вычислительный блок выполнен на базе однокристалльной микро-ЭВМ 1830ВЕ31 и содержит стандартное обрамление: регистр защелки адреса (К555ИР22), предназначенный для фиксации младшего байта 16-разрядного адреса программы или данных во время их выборки; постоянное запоминающее устройство с ультрафиолетовым стиранием объемом 8 Кб (573РФ4), предназначенное для хранения кода программ, а также констант, используемых в программе и оперативное запоминающее устройство (537РУ10) объемом 2 КБайт, предназначенное для хранения промежуточных результатов расчетов по программе.

Для связи с системой контроля верхнего уровня предусмотрены два интерфейса "токовая петля 20 мА" и RS232С. Для записи и хранения уставок используются ППЗУ с электрическим стиранием и программированием (КС588РР2 - функциональный аналог 573РФ5), группа микросхем, выполняющих функции управления считыванием из ППЗУ уставок, а также его программированием. Напряжение программирования +25В для ППЗУ формируется с помощью усилителя, выполненного на биполярных транзисторах.

Перезапуск системы в случае сбоя производится охраняемым таймером, функции которого выполняет двоичный счетчик К561ИЕ10, принцип действия

которого заключается в следующем: на счетный вход счетчика поступает сигнал ALE с выхода процессора. Таким образом, через некоторое время значение счетчика достигнет 256, при этом будет сформирован сигнал на выводе 15 счетчика, что приведет к инициированию внешнего прерывания по входу "INT0". Если программа находится в работоспособном состоянии, то, перехватив полученное прерывание, она сбросит счетчик в нулевое состояние сигналом на 7 линии порта P1, и счетчик начнет счет с нуля. Если же по каким-либо причинам произойдет "зависание" (сбой) программы, то иницируемое счетчиком прерывание не будет обслужено, вследствие чего счетчик не будет сброшен в нуль и счет продолжится до значения 2048, что приведет к установлению сигнала на входе "Reset" процессора и, соответственно, его сбросу.

Блок индикации и клавиатуры предназначен для отображения информации о работе устройства защиты и задания режимов работы. В нем использован жидкокристаллический индикатор с общим электродом ИЖЦ14-4/7 и 12 светодиодов. Блок реализован на отдельной плате. Выводимая на индикатор информация последовательно записывается в 40-разрядный сдвигающий регистр (5 микросхем К561ИР2), выходы которого подключены к соответствующим выводам индикатора. Преобразование выводимой информации и управление работой индикатора переменной частотой осуществляется программно.

3.2. Программное обеспечение системы защиты

3.2.1. Алгоритмы действия защит

Основные модули программы выполняют следующие функции:

- инициализация таймеров,
- установка начальных параметров работы последовательного интерфейса,
- задание начальных значений глобальных переменных,
- измерение мгновенных значений токов фаз и тока нулевой последовательности с интервалом времени, равным 1/12 части периода э.д.с. сети, сохранение в оперативной памяти данных,
- расчет мгновенных значений тока обратной последовательности и сохранение данных в оперативной памяти,
- расчет действующих значений токов фаз, токов нулевой и обратной последовательностей,

- выбор тока с максимальным действующим значением из токов трех фаз А, В, С,
- защита от междуфазных коротких замыканий,
- защита от витковых коротких замыканий и несимметричных режимов,
- защита от симметричных перегрузок,
- защита от замыканий на землю.

Защита от междуфазных к.з. контролирует ток, протекающий к месту повреждения со стороны питающей сети, и действует без выдержки времени на отключение электродвигателя от сети.

Контроль токов фаз осуществляется путем предварительного выбора фазы с максимальным действующим значением тока и дальнейшего сравнения этого тока с уставкой. Это позволяет не только выявить короткие замыкания, но и определить вид замыкания (однофазное, двухфазное, трехфазное) и поврежденные фазы.

Условие срабатывания защиты:

$$I_{д} > I_{у},$$

где $I_{д}$ и $I_{у}$ - действующие значения токов короткого замыкания и уставки.

Если контролируемые токи превышают допустимые уровни, то формируются сигналы управления коммутационными аппаратами и сигнализацией.

Для обеспечения селективного действия отсечки ее ток срабатывания (ток уставки) должен быть больше максимального тока рабочего режима, т.е. режима пуска:

$$I_{сз} = k_{от} I_{п},$$

где $k_{от}$ - коэффициент отстройки, обеспечивающий некоторое загроубление защиты с целью предотвращения ложных срабатываний; $I_{п}$ - пусковой ток защищаемого двигателя.

Защита от витковых коротких замыканий, междуфазных замыканий и несимметричных режимов основана на контроле интегральных значений тока обратной последовательности, возникающего при внутренних несимметричных к.з., а также при неполнофазных режимах (обрыв фазного провода сети, обрыв в обмотке статора).

При возникновении значительных уровней несимметрии алгоритм защиты обеспечивает отключение электродвигателя без выдержки времени, точнее, с собственной выдержкой времени срабатывания защиты, которая

определяется временем усреднения тока и сравнения его с уставкой по току обратной последовательности. Условие ее срабатывания:

$$I_2 > I_{2y},$$

где I_{2y} - уставка по току обратной последовательности.

В основу фильтрации токов обратной последовательности положено выражение:

$$3\dot{I}_{2A} = \dot{I}_A - \sqrt{3}e^{j30}\dot{I}_B + \sqrt{3}e^{j30}\dot{I}_C + \dot{I}_B - 2\dot{I}_C.$$

Переходя к мгновенным токам, получаем основу алгоритма:

$$3i_{2A}(t) = i_A(t) - \sqrt{3}i_B\left(t + \frac{T}{12}\right) + \sqrt{3}i_C\left(t + \frac{T}{12}\right) + i_B(t) - 2i_C(t),$$

где T - период э.д.с. сети

С целью отстройки от аperiodической составляющей тока, существование которой приводит к завышенной оценке тока обратной последовательности, определение действующего значения I_2 осуществляется за интервал времени 2-3 периода, в течение которого аperiodическая составляющая практически затухнет.

При уровнях токов обратной последовательности меньших значений токов срабатывания отсечки контроль допустимости режима электродвигателя и время срабатывания защиты оценивается с помощью критерия термической стойкости ротора.

Алгоритм защиты содержит следующие операции:

- формирование нормированных мгновенных значений токов обратной последовательности;
- формирование их действующих значений и возведение их в квадрат;
- определение допустимого времени работы электродвигателя в данном

$$\text{режиме } t_{\text{доп}} = \frac{A}{I_2^2}.$$

При внешних к.з., например, на зажимах другого двигателя, через защиту неповрежденного двигателя протекает значительный ток обратной последовательности, в несколько раз превышающий значение номинального

тока. В случае отказа защиты поврежденного двигателя, неповрежденный двигатель отключается:

а) если $I_2/I_{НОМ} > 1,5$ - без выдержки времени (отсечка по току обратной последовательности);

б) если $I_2/I_{НОМ} = 1,5$, то выдержка времени $t_{ДОП} = 1,5$ с. Этому значению $t_{ДОП}$ соответствует $A = 3,375$, которое используется для определения $t_{ДОП}$ при меньших кратностях тока обратной последовательности;

в) если $I_2/I_{НОМ}$ лежит в пределах от 0,3 до 1,5 - отключение с выдержкой времени, причем $t_{доп}$ определяется по критерию термической стойкости ротора $A = I_2^2 t_{ДОП} = \text{const}$;

д) при $I_2/I_{НОМ} < 0,3$ защита не срабатывает.

Один из таймеров процессора используется для постоянного отсчета системного времени. В случае возникновения перегрузки считывается текущее значение системных часов, к нему прибавляется допустимое время работы электродвигателя в режиме данной перегрузки. Таким образом, определяется момент времени, в который необходимо отключить двигатель, если перегрузка не будет устранена. Программа начинает следить за системными часами, постоянно сравнивая их значение с расчетным моментом отключения двигателя. При устранении перегрузки такой контроль прекращается.

Допустимое время работы двигателя рассчитывается по формуле:

$$t_{ДОП} = \frac{A - (T_C - t_{НАЧ}) I_{2СТ}^2}{I_2^2},$$

где T_C - текущее показание системных часов; $t_{НАЧ}$ - начало отсчета выдержки времени при действии тока перегрузки предыдущего шага алгоритма; $I_{2СТ}$ - значение тока обратной последовательности, при котором возникла перегрузка на предыдущем шаге алгоритма; I_2 - текущее значение тока обратной последовательности, причем, исходно, когда перегрузка отсутствует, $t_{НАЧ} = 0$, $T_C = 0$.

Текущие значения системных часов (T_C) и действующего значения тока обратной последовательности (I_2) запоминаются в переменных $t_{НАЧ}$ и $I_{2СТ}$, соответственно, что позволяет на следующем шаге алгоритма рассчитать перегрев двигателя в условных единицах и новое $t_{ДОП}$.

При исчезновении перегрузки предполагается мгновенное охлаждение двигателя и, соответственно, обнуление I_{2CT} и $t_{нач}$.

Защиты от симметричной перегрузки электродвигателя осуществляется путем решения уравнения нагрева относительно допустимого времени работы электродвигателя при данном токе и действует по алгоритму, аналогичному рассмотренному выше.

Защита электродвигателя от замыканий на землю контролирует интегральное значение тока нулевой последовательности. Для фильтрации тока нулевой последовательности используются трансформаторы тока нулевой последовательности типа ТЗЛМ. В защите от замыканий на землю предусмотрен входной фильтр нижних частот, улучшающий отстройку от помех.

Условие срабатывания защиты:

$$I_0 > I_{0y},$$

где I_0 и I_{0y} - действующие значения тока нулевой последовательности и уставки.

3.2.2. Вычисление интегральных значений сигналов

В большинстве алгоритмов релейной защиты контролируемые сигналами являются интегральные (действующие, средневыпрямленные) значения токов и напряжений. В связи с этим необходимы анализ и выбор численных методов обработки входных сигналов, обеспечивающих расчет с достаточной для целей релейной защиты точностью и учитывающих особенности программной реализации в микропроцессорной системе защиты.

Действующее значение сигнала при строгом подходе должно вычисляться по известной канонической формуле (в соответствии с определением) [11]:

$$F_{д} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt},$$

где $f(t)$ - периодическая функция времени, представляющая сигнал (например, ток или напряжение); T - период функции.

При интегрировании синусоидальных сигналов может быть вычислено средневыпрямленное значение

$$F_C = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt ,$$

а действующее значение F_D - определено через известный коэффициент формы k_Φ :

$$F_D = k_\Phi F_C ,$$

который представляет собой отношение действующего значения синусоидального сигнала к его среднему значению ($k_\Phi = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$).

Из всего многообразия методов численного интегрирования наиболее удобны для использования три метода: прямоугольников, трапеций и парабол (Симпсона) [12].

В основу метода прямоугольников положено следующее выражение:

$$\int_a^b f(t) dt \approx \frac{b-a}{n} \sum_{k=0}^{n-1} f\left(a + \frac{k(b-a)}{n}\right);$$

где a, b - пределы интегрирования; $f(t)$ - интегрируемая функция; n - число промежутков, на которые разбивается интервал интегрирования.

Модуль абсолютной методической погрешности:

$$|\delta_n| \leq \max_{[a,b]} |f'(t)| \frac{(b-a)^2}{2n} .$$

Подставив $f^2(t) = A_m^2 \sin^2\left(\frac{2\pi}{T}t\right)$, $a=0, b=T$, получим: $F_D \approx \frac{T}{n} \sum_{k=0}^{n-1} f_k^2$.

Относительная методическая погрешность определяется выражением

$\gamma = \frac{|\delta_n|}{F}$, где F - точное значение искомого интеграла.

Используя приближенную формулу интегрирования по методу трапеций, будем иметь:

$$\int_a^b f(t) dt \approx \frac{b-a}{n} \left(\frac{f(a)+f(b)}{2} + \sum_{k=1}^{n-1} f\left(a + \frac{k(b-a)}{n}\right) \right);$$

$$|\delta_n| \leq \frac{A_m^2 2\pi^2 T}{3n^2} \text{ и } \gamma = \frac{4\pi^2}{3n^2}.$$

По методу парабол (Симпсона) получим:

$$\int_a^b f(t) dt \approx \frac{b-a}{3n} \left(4 \sum_{k=1}^{\frac{n}{2}} f\left(a + \frac{(2k-1)(b-a)}{n}\right) + 2 \sum_{k=1}^{\frac{n}{2}-1} f\left(a + \frac{2k(b-a)}{n}\right) + f(a) + f(b) \right);$$

$$|\delta_n| \leq \frac{A_m^2 32\pi^4 T}{45n^4}; \gamma = \frac{64\pi^4}{45n^4}.$$

Применение рассмотренных методов для расчета средневыврямленного значения $F_C = \frac{1}{T} \int_0^T |f(t)| dt$ дает следующие результаты.

Метод прямоугольников:

$$F_C \approx \frac{T}{n} \sum_{k=0}^{n-1} |f_k|; \quad |\delta_n| \leq \frac{A_m \pi T}{n}; \quad \gamma = \frac{\pi^2}{n}.$$

Метод трапеций:

$$F_C \approx \frac{T}{n} \left(\frac{|f_0| + |f_n|}{2} + \sum_{k=1}^{n-1} |f_k| \right); \quad |\delta_n| \leq \frac{A_m \pi^2 T}{3n^2}; \quad \gamma = \frac{\pi^3}{3n^2}.$$

Метод парабол:

$$F_C \approx \frac{T}{3n} \left(4 \sum_{k=1}^{\frac{n}{2}} |f_{2k-1}| + 2 \sum_{k=1}^{\frac{n}{2}-1} |f_{2k}| + |f_0| + |f_n| \right);$$

$$|\delta_n| \leq \frac{A_m 4\pi^4 T}{45n^4}; \quad \gamma = \frac{4\pi^5}{45n^4}.$$

Требуемые вычислительные ресурсы (объем занимаемой памяти, количество операций при вычислениях) практически одинаковы для всех рассмотренных методов. Относительная методическая погрешность минимальна при расчете средневыпрямленного значения методом парабол. Исходя из этого, следует признать, что расчет действующего значения синусоидального сигнала целесообразно производить через коэффициент формы, предварительно вычислив средневыпрямленное значение методом парабол.

3.3. Аналитический обзор серийных микропроцессорных защит

Микропроцессорные системы защиты выпускают и предлагают на Российском рынке несколько известных электротехнических фирм: ABB, SIEMENS, GEC ALSTHOM.

Кроме того, совместное предприятие ABB Реле-Чебоксары реализует комплексные проекты релейной защиты, автоматики и автоматизированных систем управления подстанциями среднего класса напряжения с использованием комплектных устройств серии SPAC-800, адаптированных к Российским энергосистемам.

Обзор составлен по рекламным и информационным материалам этих фирм.

Стремление изготовителей систем защиты максимально использовать унифицированные узлы и хорошо проверенные (часто ординарные) алгоритмы действия защит привело к тому, что устройства разных фирм мало отличаются по внутренней структуре.

Устройства построены на основе высокопроизводительных микропроцессоров, поэтому, практически все задачи обработки сигналов (измерение, фильтрация, контроль, математические действия и др.) выполняются в цифровом виде.

Входными сигналами служат вторичные токи и напряжения стандартных электромагнитных измерительных трансформаторов тока и напряжения 5 А (1 А) и 100 В, соответственно. Эти сигналы передаются в микропроцессорное устройство через входные преобразователи на основе промежуточных трансформаторов, которые обеспечивают гальваническое разделение внутренних цепей устройств и вторичных цепей измерительных трансформаторов.

Выходными элементами устройств являются малогабаритные электромеханические реле, контакты которых так же отделены от внутренних цепей и используются для управления и сигнализации во внешних цепях. Таким образом, принятая схема сопряжения устройств защиты позволяет использовать цепи ТТ, ТН и исполнительные цепи разными отдельными устройствами без взаимного влияния.

Встроенные блоки питания обеспечивают возможность подключения устройств к питающим сетям постоянного и переменного тока с различными номинальными напряжениями.

Изоляция всех зажимов для подключения внешних цепей (кроме интерфейсов) удовлетворяет требованиям МЭК-255 и выдерживает напряжение 2 кВ частотой 50 Гц в течении 1 минуты.

Все устройства имеют интерфейсы для связи с другими цифровыми устройствами. При этом могут использоваться проводные и световодные линии связи.

В устройствах всех фирм хорошо развиты сервисные функции, позволяющие осуществлять управление электрооборудованием (включение и отключение выключателей, блокировка действия защит, автоматическое повторное включение, автоматическое включение резервного питания и др.), измерение текущих значений токов и напряжений, регистрацию процессов для последующего анализа, оценивание ресурса оборудования и др.

Возможности средств защиты, построенных на микропроцессорной элементной базе, можно оценить на примерах наиболее распространенных защит, используемых для линий электропередачи и электродвигателей.

Фирма АВВ выпускает семейство микропроцессорных защиты SPA_ (Static Protection Apparatus) серий 100, 300, 500, 600, 800, в которые входит широкий набор реле различного назначения, комплектуемых по модульному принципу. Устройства разных серий различаются конструкцией корпусов и дизайном, но состоят из стандартных унифицированных модулей и совместимы с комплексной системой защиты и автоматизированной системой управления технологическими процессами (АСУ ТП) фирмы АВВ.

Модули токовых защит содержат несколько ступеней защиты. Так, в SPAC 802-01 (предназначенном для защиты электродвигателей) первая ступень имеет независимую от тока выдержку времени срабатывания, которую можно изменять дискретно в диапазоне от 0,04 до 30 с и устанавливать ток срабатывания в диапазоне от 0,5 до 20 номинальных значений тока защищаемого двигателя. Вторая ступень представляет собой максимальную

токовую защиту (МТЗ) с зависимой от тока выдержкой времени срабатывания. Ее характеристики формируются программным путем и могут быть весьма многообразны. Возможен выбор из нескольких вариантов типов характеристик, причем предусмотрена возможность формирования специальной характеристики с индивидуально устанавливаемой формой.

Зависимая характеристика второй ступени формируется с использованием косвенного контроля температуры обмотки путем решения уравнения нагрева (модуль SPCJ 4D34). Для этого необходим ввод значений постоянной времени нагрева и номинального тока защищаемого электродвигателя. Постоянная времени охлаждения определяется путем умножения постоянной времени нагрева на постоянный коэффициент, который можно выбрать из диапазона от 1 до 64. При пуске учитывается тепловое состояние обмотки статора, обусловленное предыдущим режимом. Для этого, во-первых, устанавливается запрет пуска, если остаточная температура составляет 20-80% допустимого значения; во-вторых, при повторном пуске нагретого двигателя считается, что остаточная температура равна 70% допустимого значения. Допустимая продолжительность пуска ограничена и может устанавливаться от 5 до 500 с.

Кроме того в состав модуля SPCJ 4D34 входят защиты от замыканий на землю по току нулевой последовательности с током срабатывания (0,1-1) номинального тока двигателя и от несимметричных режимов работы по разности токов фаз с уставками (0,1-0,4) тока двигателя и выдержками времени срабатывания 20 - 120 с.

Модуль токовых защит для кабельных и воздушных линий электропередачи с номинальным напряжением 6-10 кВ (SPCJ 4D28) содержит трехступенчатую МТЗ для защиты от междуфазных коротких замыканий, двухступенчатую МТЗ от однофазных замыканий на землю по току нулевой последовательности и защиту от несимметричных режимов по разности интегральных значений токов фаз. Третья ступень защиты от междуфазных коротких замыканий и вторая ступень защиты от однофазных замыканий на землю имеют обратнoзависимые от тока характеристики срабатывания. Все остальные защиты, входящие в состав модуля, выполнены с независимыми от тока выдержками времени срабатывания.

Цифровые устройства защиты фирмы SIEMENS, как правило, имеют функционально законченную жесткую структуру, в которой не

предусматривается возможность комбинирования модулей, и ориентированы на выполнение однозначно определенных конкретных функций.

Устройство типа 7SJ511 фирмы SIEMENS предназначено для защиты линий электропередачи среднего класса напряжения (в основном 6-10 кВ) и содержит двухступенчатую МТЗ.

Первая ступень - это МТЗ с независимой от тока выдержкой времени срабатывания (уставки по току - от 0,1 до 25 номинального тока и время срабатывания - от 0 до 60 с или бесконечность).

Вторая ступень может иметь зависимую характеристику срабатывания одного из трех видов:

$$t = \frac{0,14}{(I / I_N)^{0,02} - 1} T_P \text{ - нормально зависимая;}$$

$$t = \frac{13,5}{(I / I_N) - 1} T_P \text{ - сильно зависимая;}$$

$$t = \frac{80}{(I / I_N)^2 - 1} T_P \text{ - чрезмерно зависимая.}$$

Здесь T_P - установленное значение временного множителя (0,05 - 3,2 с).

Дополнительно в устройстве предусмотрен контроль срабатывания силового выключателя и возможность его резервирования. Если ток присоединения не снизится до установленного уровня в течении определенного времени после команды на отключение, то формируется команда на отключение другого резервного выключателя (головного по отношению к контролируемому).

Фирма GEC ALSTHOM выпускает цифровые реле защиты сериями, различающимися по назначению и исполнению. Реле серий OPN и MODN предназначены для защиты, автоматике и управления в сетях среднего класса напряжения.

Специализированное реле серии M5000 содержит полный набор удобных средств для защиты электродвигателей. Двухступенчатая МТЗ с независимой от тока характеристикой срабатывания обеспечивает защиту от внутренних междуфазных коротких замыканий. Для защиты двигателя от перегрузки в этом устройстве имеется тепловая защита, использующая косвенный контроль температуры обмотки, и специальные средства контроля пускового режима (запрет пуска при недопустимо высокой начальной

температуре обмотки электродвигателя, ограничение продолжительности пускового режима, выявление заторможенного состояния ротора).

Защита от однофазных замыканий на землю построена на принципе контроля тока нулевой последовательности, а защита от несимметричных режимов - по току обратной последовательности.

Следует отметить, что в устройствах фирмы GEC ALSTHOM хорошо развиты функции диагностики, измерения и регистрации, создающие дополнительные удобства при эксплуатации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булычев А. В., Ванин В. К., Меркурьев Г. В. Методы и технические средства контроля параметров и защиты электродвигателей переменного тока. - СПб.: РАО "ЕЭС РОССИИ", ГВЦ Энергетики, Северо-Западный филиал, 1996.
2. Ванин В. К., Павлов Г. М. Релейная защита на элементах вычислительной техники. - Л.: Энергоатомиздат, 1991.
3. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах.-Л.: Энергоатомиздат. 1988.
4. Булычев А. В., Ванин В. К. Анализ входных преобразователей сигналов для устройств релейной защиты на интегральных микросхемах // Электричество. - 1985. №9. С. 13 - 18.
5. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. - М.: Советское радио, 1971.
6. Федорков Б. Г., Телец В. А., Дегтяренко В. П. Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи. М.: Радио и связь, 1984.
7. Гивоне Д., Россер Р. Микропроцессоры и микрокомпьютеры: Вводный курс. - М.: Мир, 1983.
8. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. - М.: Мир, 1993.
9. Кейслер С. Проектирование операционных систем для малых ЭВМ.- М.: Мир, 1986.
10. Языки программирования/ Под редакцией Ф. Жемон. - М.: Мир, 1972.
11. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. - М.: Энергия, 1969.
- 12.. Демидович Б. П. Сборник задач и упражнений по математическому анализу. - М.: Наука. 1977.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
1. Аналоговые интегральные микросхемы для систем защиты и автоматики	5
1.1. Операционные усилители	5
1.2. Выполнение линейных математических операций с использованием операционных усилителей	9
1.2.1. Общие сведения	9
1.2.2. Инвертор и суммирующий РУ	10
1.2.3. Дифференциальный усилитель	11
1.2.4. Решающие усилители с реактивными элементами в цепях обратной связи	12
1.2.5. Фильтры симметричных составляющих	14
1.2.6. Компараторы	16
1.2.7. Формирователи модуля	19
1.3. Входные преобразователи сигналов	21
1.4. Коммутаторы	28
1.5. Устройства выборки-хранения	33
1.6. Цифро-аналоговые преобразователи	35
1.7. Аналого-цифровые преобразователи	37
2. Цифровая микроэлектроника для систем защиты и автоматики	44
2.1. Булева алгебра и логические элементы	44
2.2. Функциональные цифровые узлы	46
2.2.1. Триггеры	47
2.2.2. Регистры	49
2.2.3. Счетчики	51
2.3. Запоминающие устройства	53
2.3.1. Оперативные запоминающие устройства	53
2.3.2. Постоянные запоминающие устройства	54
2.4. Микропроцессоры	56
2.4.1. Основные принципы функционирования микропроцессора	57
2.4.2. Типовая структура измерительных и управляющих микропроцессорных систем	59
2.4.3. Обзор семейств встраиваемых микроконтроллеров	61
2.4.4. Программирование микропроцессоров	63
2.5. Стандартные интерфейсы	65
3. Построение программируемых систем защиты	70
3.1. Структура системы защиты электродвигателей	70
3.2. Программное обеспечение системы защиты	73
3.2.1. Алгоритмы действия защит	73
3.2.2. Вычисление интегральных значений сигналов	77
3.3. Аналитический обзор серийных микропроцессорных защит	80
Список литературы	85