

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова»

А.В. Малафеев

**МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ УСТРОЙСТВА
РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ И АВТОМАТИКИ**

*Утверждено Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия*

Магнитогорск
2020

Рецензенты:

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой автоматизированных электрических систем,
ФГАОУ ВО «Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»

А.В. Паздерин

кандидат технических наук,
доцент кафедры автоматизированного электропривода и мехатроники,
ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный технический
университет им. Г.И. Носова»

В.В. Шохин

Малафеев А.В.

Микропроцессорные устройства релейной защиты и автоматики
[Электронный ресурс] : учебное пособие / Алексей Вячеславович Малафеев ;
ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный технический университет им.
Г.И. Носова». – Электрон. текстовые дан. (0,78 Мб). – Магнитогорск : ФГБОУ
ВО «МГТУ им. Г.И. Носова», 2020. – 1 электрон. опт. диск (DVD-R). – Систем.
требования : IBM PC, любой, более 1 GHz ; 512 Мб RAM ; 10 Мб HDD ; MS
Windows XP и выше ; Adobe Reader 8.0 и выше ; CD/DVD-ROM дисковод ;
мышь. – Загл. с титул. экрана.

ISBN 978-5-9967-1884-9

Учебное пособие предназначено для самостоятельного изучения теоретического материала по дисциплине «Микропроцессорные устройства релейной защиты и автоматики» и может быть полезно при выполнении раздела «Релейная защита и автоматика проектируемого объекта» выпускной квалификационной работы.

Ориентировано на студентов бакалавриата направления 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника», профиль «Электроснабжение».

УДК 621.311

ISBN 978-5-9967-1884-9

© Малафеев А.В., 2020

© ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный
технический университет им. Г.И. Носова», 2020

Содержание

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ УСТРОЙСТВ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ.....	6
1.1. Структурная схема микропроцессорного устройства защиты.....	6
1.1.1. Входные преобразователи аналоговых сигналов	8
1.1.2. Входные преобразователи дискретных сигналов	10
1.1.3. Выходные релейные преобразователи.....	11
1.1.4. Средства отображения информации	12
1.1.5. Органы местного управления реле.....	13
1.1.6. Хранение информации в цифровых устройствах	14
1.1.7. Блок питания.....	16
1.2. Связь с внешними устройствами.....	17
1.2.1. Интерфейсы цифровых терминалов защиты.....	17
1.2.2. Проводные каналы связи.....	19
1.2.3. Оптико-волоконные каналы передачи информации	20
1.3. Микропроцессоры.....	22
Контрольные вопросы к главе 1	26
2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ИНФОРМАЦИИ В ЦИФРОВЫХ ТЕРМИНАЛАХ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ.....	27
2.1. Виды сигналов	27
2.2. Аналогово-цифровое преобразование	29
2.3. Прямое преобразование аналогового сигнала	31
2.4. Аналого-цифровое преобразование с уравниванием	33
2.4.1. Способ последовательного счета.....	34
2.4.2. Способ поразрядного уравнивания	34
2.4.3. Способ считывания.....	35
2.3. Фильтрация сигналов.....	36
2.3.1. Фильтрация периодических сигналов.....	36
2.3.2. Фильтрация сигналов произвольной формы.....	37
2.3.3. Фильтры симметричных составляющих.....	41
Контрольные вопросы к главе 2	42
3. ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ ЗАЩИТ В ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВАХ РЗА	43
3.1. Основные характеристики микропроцессорных реле.....	43
3.2. Собственное время срабатывания микропроцессорных реле	43
3.3. Работа реле при насыщении трансформатора тока	44
3.4. Защита от перегрузки.....	44

3.5. Отстройка МТЗ без выдержки времени от пусковых режимов	47
3.6. Логическая защита шин.....	49
3.7. Дистанционная защита линии НПП «ЭКРА» в составе шкафа ШЭ2607– 011021 или 012021	51
Контрольные вопросы к главе 3	53
4. ЦИФРОВАЯ РЕГИСТРАЦИЯ АВАРИЙНЫХ ПРОЦЕССОВ.....	54
4.1. Операции с мгновенными значениями сигнала.....	54
4.1.1. Определение мгновенных значений дискретно представленного сигнала.....	54
4.1.2. Дифференцирование дискретно представленных функций	54
4.1.3. Интегрирование дискретно представленных функций.....	55
4.2. Аппроксимация данных.....	56
4.3. Сглаживание данных	57
4.3.1. Общие положения	57
4.3.2. Линейное сглаживание по трем точкам.....	58
4.3.3. Линейное сглаживание по пяти точкам	59
4.4. Аппроксимация и сглаживание гармонических колебаний с апериодическими составляющими	59
4.5. Определение интегральных параметров гармонических колебаний.....	60
4.6. Определение текущей частоты процесса.....	61
Контрольные вопросы к главе 4	63
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	64

ВВЕДЕНИЕ

Микропроцессорные устройства релейной защиты и автоматики (РЗА), обладая большими возможностями по распознаванию аварийных режимов и средствами регистрации их параметров, а также меньшими габаритами, монтируются на всех вновь сооружаемых объектах и предусматриваются практически всеми проектами реконструкции. При этом они практически не подлежат ремонту непосредственно по месту их эксплуатации, перепрограммирование также возможно не во всех случаях. Релейные терминалы различных фирм-производителей существенно отличаются перечнями защит, принципами отстройки, аппаратным и пользовательским интерфейсом, применяемой терминологией и условными обозначениями. Тем не менее персонал служб и лабораторий релейной защиты как электросетевых предприятий, так и крупных промышленных потребителей должен хорошо понимать наряду с правилами подключения и конфигурирования шкафов и терминалов РЗА их архитектуру и алгоритмы работы защит, что необходимо для качественной эксплуатации и выявления причин неправильной работы.

В учебном пособии рассмотрена структура микропроцессорного терминала релейной защиты, основные его элементы, применяемые аппаратные интерфейсы; приводятся основные сведения о микропроцессорах. Рассмотрены способы аналого-цифрового преобразования информационных сигналов РЗА, а также их фильтрация. Изложены основные подходы к реализации защит на основе микропроцессорных терминалов на примере защиты от перегрузки, максимальной токовой защиты двигателя без выдержки времени, логической защиты шин, дистанционной защиты линии. Даны сведения о способах цифровой регистрации аварийных процессов, включая операции с мгновенными значениями, аппроксимацию и сглаживание данных, а также определение интегральных параметров процесса.

1. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ УСТРОЙСТВ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ

1.1. Структурная схема микропроцессорного устройства защиты

Цифровые устройства защиты различного назначения имеют много общего, а их структурные схемы схожи и подобны приведенной на рис. 1.1 [5].

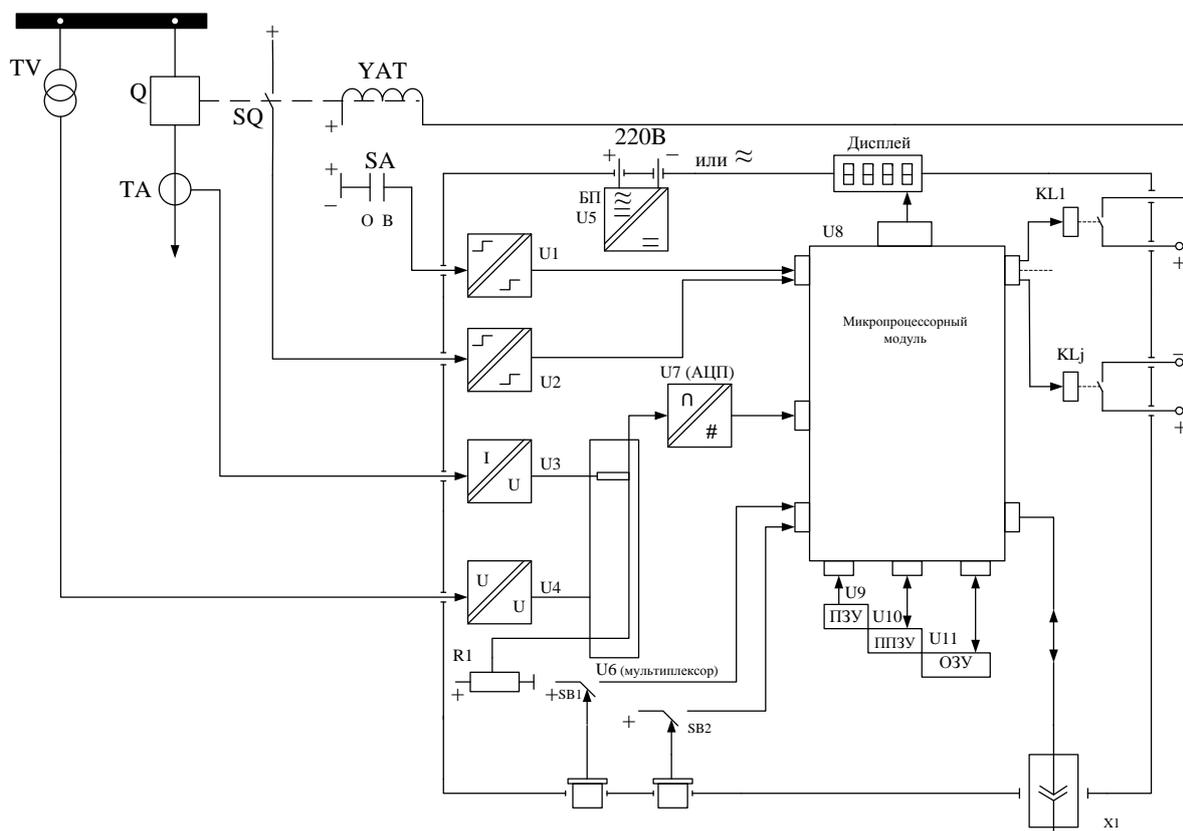


Рис. 1.1. Структурная схема цифрового устройства релейной защиты

Центральным узлом цифрового устройства является микропроцессор, который через устройства ввода-вывода обменивается информацией с периферийными узлами. С их помощью осуществляется сопряжение микропроцессора с внешней средой – датчиками исходной информации, объектом управления, оператором и т.д.

Следует отметить, что в реальных устройствах защиты может использоваться несколько микропроцессоров, каждый из которых с целью обеспечения высокого быстродействия занят решением только отдельной части общей задачи. Например, в сложных защитах высоковольтных линий используется до 7–10 микропроцессоров, работающих параллельно.

Непрерывными узлами любого цифрового устройства РЗА являются входные и выходные преобразователи сигналов, тракт аналого-цифрового преобразователя, кнопки управления и ввода информации от оператора, дисплей для отображения информации и блок питания. Как правило, предусматривается коммуникационный порт для связи с другими цифровыми устройствами.

Основные функции перечисленных устройств следующие.

Входные преобразователи. Обеспечивают гальваническую развязку внешних цепей от внутренних цепей устройства. Одновременно входные преобразователи осуществляют приведение контролируемых сигналов к единому виду (как правило, напряжению) и нормированному уровню. Здесь же осуществляется предварительная частотная фильтрация входных сигналов перед их аналого-цифровым преобразованием. Одновременно принимаются меры по защите внутренних элементов устройства от воздействия помех и перенапряжений. Различают преобразователи аналоговых и логических входных сигналов. Первые стремятся выполнить так, чтобы обеспечить линейную (или нелинейную, но с известным законом) передачу контролируемого сигнала во всем диапазоне его изменения.

Преобразователи логических сигналов, наоборот, стремятся сделать чувствительными только к узкой области диапазона возможного нахождения контролируемого сигнала. Такое исполнение позволяет в ряде случаев избежать неправильного действия устройств РЗА при замыканиях на землю в цепях оперативного тока.

Выходные релейные преобразователи. Воздействие реле на защищаемый объект традиционно осуществляется в виде дискретных сигналов управления. При этом входные цепи устройства защиты выполняют так, чтобы обеспечить гальваническую развязку коммутируемых цепей как между собой, так и относительно внутренних цепей устройства защиты. Выходные преобразователи должны обладать соответствующей коммутационной способностью и, в общем случае, обеспечивать видимый разрыв коммутируемой цепи.

Тракт аналого-цифрового преобразования включает в себя мультиплексор и собственно АЦП. Мультиплексор – это электронный коммутатор, поочередно подающий контролируемые сигналы на вход АЦП. Применение мультиплексора позволяет использовать один АЦП на несколько каналов. В АЦП осуществляется преобразование мгновенного значения входного сигнала в пропорциональную ему цифровую величину. Преобразование выполняется с заданной периодичностью во времени. В дальнейшем в микропроцессоре по этим выборкам из входных сигналов рассчитываются интегральные параметры контролируемых сигналов – их амплитудные или действующие значения.

Блок питания обеспечивает стабилизированным напряжением все узлы рассматриваемого устройства независимо от возможных изменений напряжения в питающей сети. БП многих современных микропроцессорных УРЗА могут работать как на постоянном, так и на переменном оперативном токе. Как правило, в БП формируется и ряд дополнительных сигналов, исключающих неправильную работу микропроцессора и некоторых других узлов устройства в момент появления и исчезновения напряжения питания.

Дисплей и клавиатура. Предусматриваются в любом цифровом устройстве, позволяя оператору получать информацию от него, изменять режим его работы, вводить новую информацию. Дисплей и клавиатура, как правило, реализуются в максимально упрощенном виде: дисплей – цифробуквенный однострочный (либо рассчитанный на несколько строк); клавиатура – до 20 кнопок.

Порт связи с внешними цифровыми устройствами. Достоинством цифровых устройств является возможность передачи имеющейся информации в другие цифровые системы: АСУ ТП, персональный компьютер и т.д., что позволяет интегрировать различные системы, экономя на каналах связи, затратах на предварительную обработку сигналов и т.п.

Наряду с перечисленными, в цифровых УРЗА могут использоваться и другие элементы. Примером является ЦАП, необходимый для формирования аналоговых сигналов управления и регулирования (применяется в режимной и противоаварийной автоматике, непосредственно в релейной защите не используется).

Характеристики однотипных узлов в устройствах разных производителей являются достаточно близкими.

1.1.1. Входные преобразователи аналоговых сигналов

Сигналы, контролируемые устройствами РЗА, имеют разную физическую природу – ток, напряжение, температура, давление и т.д. Чаще всего устройства защиты работают с сигналами от источников переменного тока с номинальными уровнями 1 А, 5 А, 100 В. Такие уровни сигналов обеспечивают необходимую помехозащищенность, но неприменимы для обработки в электронных схемах. Использование же датчиков с выходными сигналами, согласованными с требованиями электроники, вызывает необходимость либо значительно ограничивать длину линий связи, размещая устройства вблизи датчиков информации, либо применять дополнительные меры по их защите от помех. При подключении микропроцессорных РЗА к традиционным датчикам тока и напряжения требуется приведение их сигналов к единому виду и диапазону изменения, пригодному для работы электронных компонентов.

Чаще всего входные согласующие преобразователи РЗА выполняют на базе обычных электромагнитных трансформаторов с ферромагнитным сердечником (рис. 1.2) [5]. Несмотря на то, что такие трансформаторы имеют нелинейные передаточные характеристики, определенный разброс параметров, некоторую нестабильность во времени и при изменении температуры, они все же приемлемы для построения устройств защиты, допускающих работу с погрешностью 2–5%.

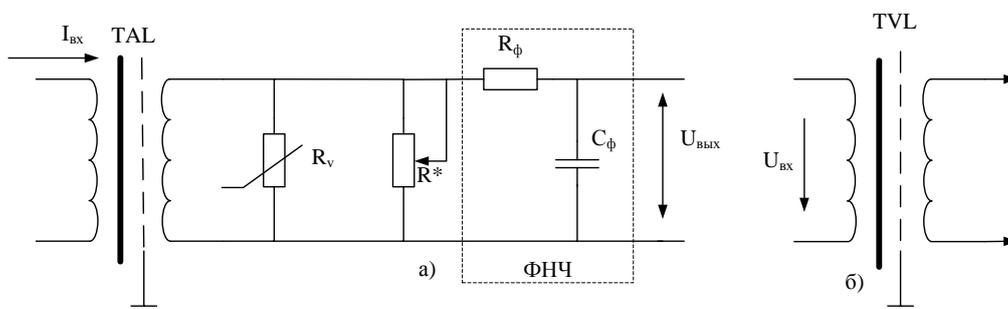


Рис. 1.2. Схема входного преобразователя аналогового сигнала на основе трансформатора с ферромагнитным сердечником
а) входной сигнал – ток; б) входной сигнал – напряжение

В трансформаторных преобразователях основное внимание уделяется снижению межобмоточной емкости, по которой возможно попадание импульсных помех внутрь устройства. С этой целью секционируют вторичную обмотку или помещают между первичной и вторичной обмотками электростатический экран. Ввиду малого потребления мощности последующими электронными узлами преобразование токовых сигналов в напряжение осуществляют простейшим способом – с использованием резистивных шунтов. Для защиты электронных узлов от возможных перенапряжений широко применяют варисторы, стабилитроны и фильтры низких частот (ФНЧ), например, на основе RC-цепей. Эффективность ФНЧ объясняется тем, что энергия импульсной помехи сосредоточена в высокочастотной части спектра. Ограничение полосы пропускания тракта в области высоких частот необходимо и для правильной работы АЦП независимо от того, будет ли в дальнейшем применяться цифровая обработка сигналов или нет.

В отдельных устройствах входные преобразователи выполняются на основе т.н. активных трансформаторов (преобразователей с датчиками Холла).

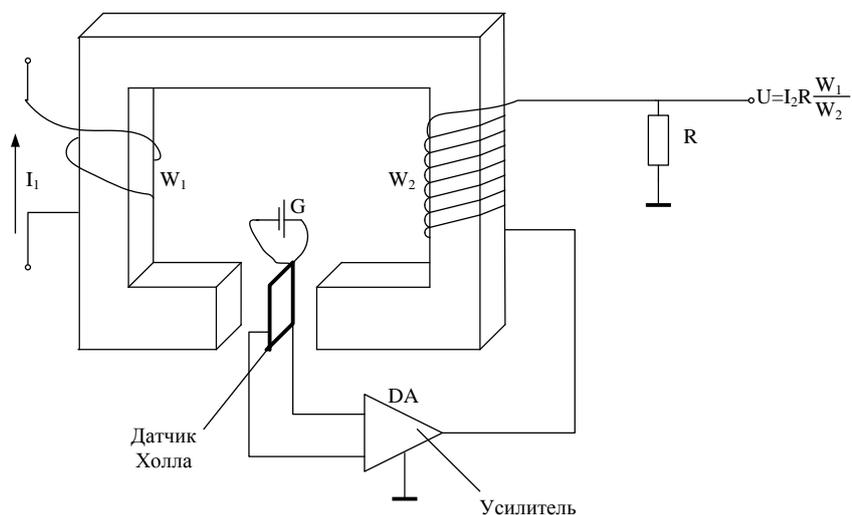


Рис. 1.3. Преобразователь на основе датчика Холла

Датчик Холла из-за его температурной нестабильности крайне сложно использовать непосредственно для измерения магнитного потока, но его можно применять в качестве нуль-индикатора. Таким образом работает преобразователь, приведенный на рис. 1.3, где усилитель DA генерирует во вторичную обмотку трансформатора с разомкнутым магнитопроводом такой ток, чтобы выполнялось равенство МДС обмоток ($I_1 w_1 = I_2 w_2$).

Класс точности таких преобразователей достигает 0,1, что удовлетворяет требованиям релейной защиты со значительным запасом.

На устройства с малым потреблением ориентированы также датчики тока «пояс Роговского» (или катушка Роговского, рис. 1.4).

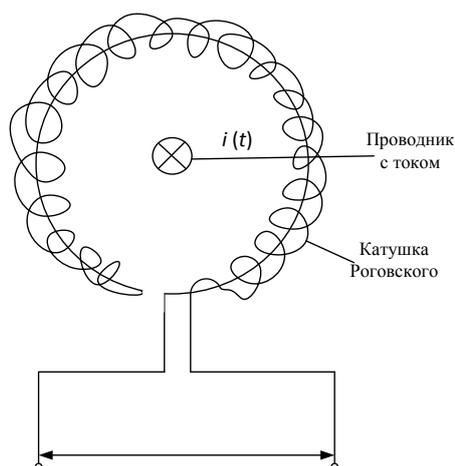


Рис. 1.4. Катушка Роговского

Такой датчик не имеет ферромагнитного сердечника и располагается вокруг проводника с контролируемым током $i(t)$. Магнитное поле проводника с током индуцирует в катушке ЭДС:

$$e(t) = -\mu_0 n S \frac{di(t)}{dt}, \quad (1.1)$$

где μ_0 – магнитная проницаемость вакуума;

n – число витков в катушке;

S – площадь витка катушки.

Важно, что ЭДС катушки является производной от тока. Следовательно, для получения сигнала, пропорционального току, необходимо выполнить интегрирование выходного напряжения катушки.

При синусоидальном токе $i(t) = I_m \sin \omega t$ индуцируемая в катушке ЭДС будет сдвинута по фазе 90° , а ее действующее значение будет определяться выражением:

$$E = \mu_0 n S \omega I_m. \quad (1.2)$$

Отсутствие в катушке нелинейного ферромагнитного сердечника обеспечивает малую погрешность преобразования (около 0,1%) в очень широком диапазоне изменения контролируемых токов (от нуля до сотен килоампер). С помощью катушки Роговского можно измерять токи в диапазоне частот от 0,1 Гц до 1 МГц. Основным недостатком катушки Роговского является очень малая отдаваемая мощность и низкий уровень выходного сигнала, что ухудшает помехоустойчивость.

1.1.2. Входные преобразователи дискретных сигналов

Ввод дискретных сигналов осуществляется через преобразователи на основе оптронов (оптопар). Собственное время переключения у оптронов составляет доли микросекунды. Для оптрона характерна малая проходная емкость,

что препятствует проникновению помех по этому пути. Допустимое напряжение между цепью управления и элементами управляемой цепи достигает нескольких киловольт, а рабочий ток светодиода составляет 3–5 мА.

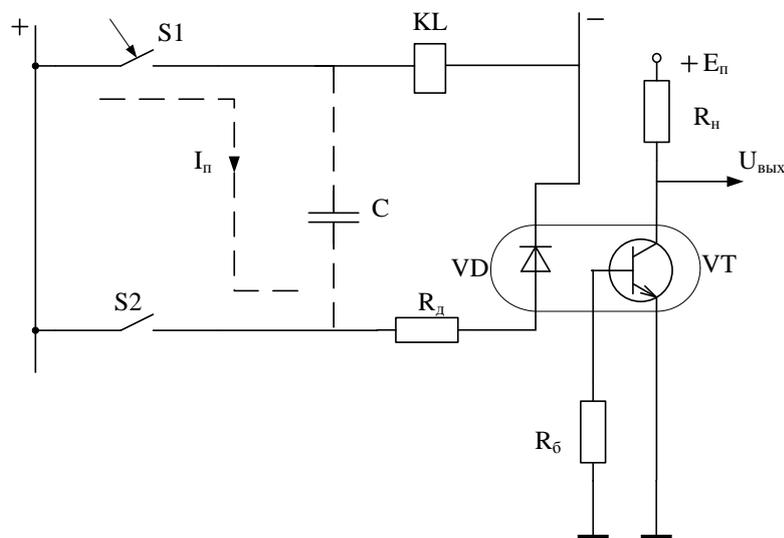


Рис. 1.5. Организация ввода дискретного сигнала

Малый входной ток оптрона является положительным свойством, т.к. приводит к снижению мощности, потребляемой преобразователем, решает проблему рассеивания тепла балластным резистором R_d и уменьшает нагрузку на управляющий контакт S_2 , но приводит к ряду проблем.

В первую очередь, малый входной ток обуславливает низкую помехозащищенность преобразователя. Например, при наличии протяженного проводника, связывающего управляющий ключ S_2 с оптроном, возможно ложное срабатывание при перезарядке паразитной емкости $C_{п}$ в момент замыкания ключа S_1 в сторонней цепи. Чтобы исключить ложную работу РЗ в такой ситуации, на выходе преобразователя устанавливают элемент задержки DT с фиксированной или регулируемой выдержкой времени в формировании выходного сигнала. Для того, чтобы отстроиться от переходных процессов, обычно достаточно задержки около 0,5–3 мс.

Кроме того, устройства с малым потреблением могут реагировать на замыкания на землю в сети оперативного тока, т.к. их выходной ток соизмерим с током цепи изоляции сети оперативного тока. Для исключения этого входная часть измерительного преобразователя E (рис. 1.5, б) выполняется с привязкой к потенциалам полюсов сети оперативного тока, а порог переключения преобразователя E устанавливают на уровне 60–80% от фактического напряжения сети.

1.1.3. Выходные релейные преобразователи

Несмотря на то, что современные электронные устройства обеспечивают коммутацию при высоких разностях потенциалов и сильных токах, в цифровых реле чаще всего используются промежуточные электромагнитные реле. Кон-

тактная пара на данный момент является единственным устройством, обеспечивающим видимый разрыв в коммутируемой цепи, а также наименее дорогим решением.

Как правило, в микропроцессорных РЗА применяются несколько типов малогабаритных реле: с большей коммутационной способностью – для работы непосредственно в цепях управления выключателей, с меньшей – в цепях сигнализации. Мощные реле способны включать цепи с током порядка 5–30 А, но их отключающая способность обычно не превосходит 1 А при 220 В. Таким образом, схема управления должна предусматривать прерывание тока в цепи электромагнита выключателя его вспомогательным контактом. Отключающая способность сигнальных реле обычно не превышает 0,15 А в цепях постоянного тока напряжением 220 В.

1.1.4. Средства отображения информации

Для отображения информации используются светодиодные индикаторы, табло, графические экраны и др. Совокупность элементов визуального отображения информации в устройстве РЗА будем называть дисплеем. К ним предъявляются следующие требования [5]:

1) низкая стоимость, т.к. взаимодействие человека с дисплеем происходит крайне редко;

2) быстрое и однозначное представление информации.

Лучше всего этим требованиям удовлетворяют простые дисплеи (например, в виде светодиодных индикаторов). Однако надо учитывать, что микропроцессорная РЗА – это устройство, которое способно предоставить оператору очень большой объем информации: текущие значения токов и напряжений электроустановки, их аварийные значения, уставки (их может быть несколько наборов), состояние входов и выходов управления. Для оперативного получения такого объема информации требуются и более информативные дисплеи.

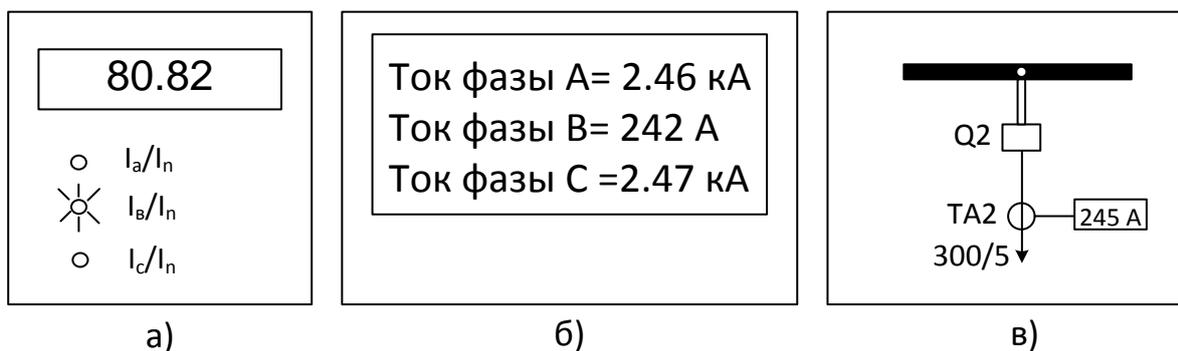


Рис. 1.6. Варианты отображения информации

В комплектах СПАС отдельный светодиодный индикатор (или крайний левый разряд цифрового светодиодного табло) указывает на отображаемый параметр, а численное значение этого параметра выводится в трех правых разрядах

цифрового табло (рис. 1.6, а). Светодиодный дисплей хорошо заметен, особенно в условиях малой освещенности.

В некоторых устройствах применяются цифро-буквенные многострочные табло (рис. 1.6, б), что обеспечивает удобство считывания информации (MiCOM, БМРЗ, Seram и т.д.). Такие табло выполняются на основе жидкокристаллических индикаторов (ЖКИ). Основными недостатками ЖКИ-дисплеев являются относительно низкая контрастность и ухудшение работоспособности при низких температурах. Достоинствами являются невысокая стоимость и легкость управления.

Наиболее наглядно информация представляется на графическом дисплее (рис. 1.6, в).

Погрешность цифровых реле составляет 2–5 %, в связи с чем их дисплеи выполняются с возможностью отображения трех-четырёх значащих цифр. Используется в основном два способа представления величин – в именованных единицах (В, А, град. и др.) и в относительных. Оперативному персоналу удобнее работать с именованными величинами, отражающими реальные значения токов, напряжений и др. параметров. Однако это требует занесения дополнительной информации в реле – коэффициентов трансформации трансформаторов тока и напряжения, а на дисплей необходимо дополнительно выводить размерность отображаемой величины. Альтернативным решением является представление всех величин в относительных единицах или процентах. Чаще всего за базисные единицы принимают номинальные значения контролируемых величин.

1.1.5. Органы местного управления реле

Элементами связи человека с цифровым устройством являются кнопки управления или клавиатура. С помощью клавиатуры можно:

- изменить режим работы устройства;
- вызвать на дисплей интересующие параметры и величины;
- ввести новые уставки

и др.

Число кнопок, используемых в клавиатурах различных устройств защиты, может находиться в пределах от 2 до 15. Чем больше кнопок на клавиатуре, тем удобнее и быстрее можно вводить информацию в устройство. Однако кнопки являются наименее надежными элементами устройства. Поэтому там, где пользоваться клавиатурой приходится редко, стремятся использовать наименьшее количество кнопок. Минимальное число кнопок клавиатуры, позволяющее вводить любую информацию, равно двум.

Работу с двухкнопочной клавиатурой можно ассоциировать с продвижением по кругу из нескольких параметров, управляя движением – одной из кнопок, а выбором искомого – с помощью другой кнопки. В некоторых реле состояния, доступные с помощью кнопок управления, представляются двумерным массивом. Продвижение по координатам массива осуществляется соответствующими кнопками, а выбор элемента массива – одновременным нажатием двух кнопок.

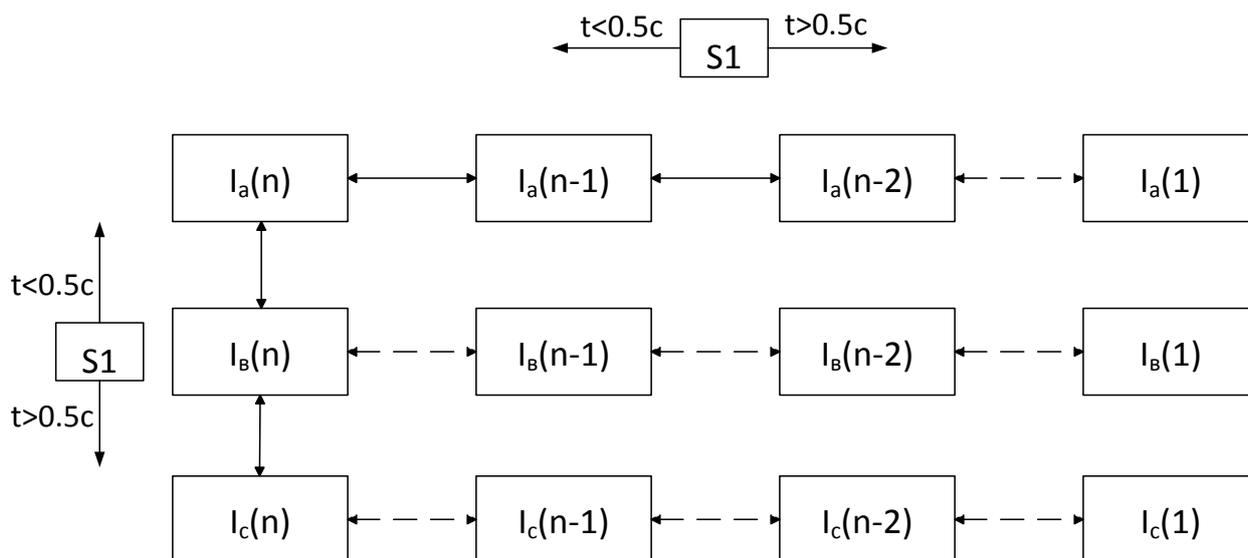


Рис. 1.7. Работа двухкнопочной клавиатуры

На рис. 1.7 в качестве примера рассматривается процесс поиска информации о фазных токах, которые фиксировались в памяти защиты в момент срабатывания [5]. Предполагается, что в памяти данного устройства хранится информация по n последним событиям, причем последнее событие имеет номер n .

При нажатии кнопки $S1$ происходит перемещение по вертикали (между фазными токами), а при нажатии $S2$ – по горизонтали (между значениями выбранного тока для разных моментов времени). Передвижение в прямом или обратном направлении определяется длительностью нажатия кнопок. Например, при нажатии кнопки на время менее 0,5 с происходит движение назад; при нажатии кнопки в течение 0,5–1,0 с происходит движение вперед, а при удержании кнопки в нажатом состоянии – автоматический переход от одной позиции меню к другой (прокрутка).

1.1.6. Хранение информации в цифровых устройствах

Одним из важнейших узлов цифровых реле являются устройства хранения информации. Сегодня используются различные типы устройств для хранения информации. Электромеханические устройства не применяются как требующие постоянного ухода и имеющие ограниченный ресурс (например, жесткие диски). Статические запоминающие устройства подразделяются на ПЗУ, ППЗУ и ОЗУ.

Для хранения рабочей программы в устройствах защиты обычно используются постоянные запоминающие устройства ПЗУ, предусматривающие однократную запись информации. В последующем возможно только считывание информации (другое название – ROM – read only memory). Достоинством микросхем ПЗУ является их низкая стоимость и возможность хранения информации при отключенном питании.

Сейчас широко используются также перепрограммируемые устройства памяти (ППЗУ). Это особенно актуально для устройств защиты, рабочая про-

грамма которых должна изменяться в процессе эксплуатации. Существует достаточно много устройств РЗА, в которых нужные функции выбираются из библиотеки стандартных функций самим пользователем, программа при этом располагается в ППЗУ (EEPROM – electrical erasable programmable read only memory, электрически перезаписываемая память только для чтения). ППЗУ является энергонезависимой памятью.

Для временного хранения результатов промежуточных вычислений, текущих замеренных значений входных параметров и т.д. используются оперативные запоминающие устройства (ОЗУ; RAM – random access memory, память с произвольным доступом). Запись и считывание данных в ОЗУ осуществляется с максимальной скоростью. Существенным недостатком ОЗУ является разрушение информации при отключении питания.

Для хранения уставок в настоящее время используются ППЗУ, допускающие многократное их изменение. До появления таких устройств уставки хранились либо в аналоговом виде, как регулируемое опорное напряжение (рис. 1.8, а), либо в ОЗУ с независимым источником питания (рис. 1.8, б).

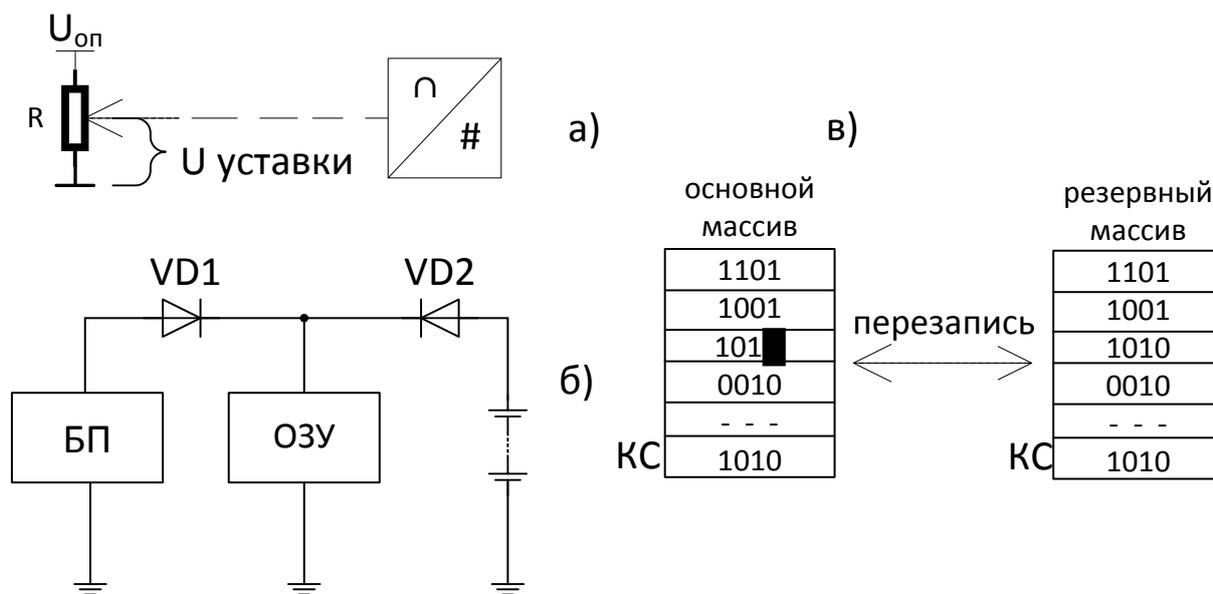


Рис. 1.8. Варианты хранения уставок

Основной недостаток первого способа – невозможность дистанционного изменения уставки, что актуально при работе защиты в составе АСУ ТП. Дальнейшим развитием стало хранение уставок в ОЗУ, имеющем резервное питание от встроенного в комплект источника. В таких устройствах применяют специальные малопотребляющие ИМС и литиевые батареи, имеющие срок службы 5–6 лет. Очевидный недостаток – необходим периодический контроль и своевременная замена источника питания.

В устройствах РЗ возможна потеря информации, например, при воздействии электромагнитных помех. Для обнаружения этого применяются различные способы.

В ПЗУ, где данные размещаются в ячейках памяти, последовательно выполняют формальное суммирование всех чисел этого массива данных, а резуль-

тат (контрольную сумму) помещают в определенную ячейку. В режиме тактовой проверки ПЗУ процессор выполняет подсчет суммы фактических чисел, хранящихся в ячейках, и сравнивает с контрольной суммой (КС или CRC).

При проверке ОЗУ в его ячейки поочередно записывают нули и единицы, а затем анализируют получающиеся при считывании результаты.

В устройствах с ППЗУ имеется возможность даже восстанавливать утраченную информацию. Для этого важнейшие массивы информации, например, уставки, дублируются в разных микросхемах памяти. Т.к. одновременное повреждение информации в двух микросхемах памяти маловероятно, то имеется возможность восстановить информацию путем перезаписи содержимого неповрежденного массива на место поврежденного.

1.1.7. Блок питания

Практически во всех современных устройствах используются импульсные блоки питания (БП), выполненные на базе высокочастотных инверторов. Схематично такой БП с одноконтным инвертором показан на рис. 1.9.

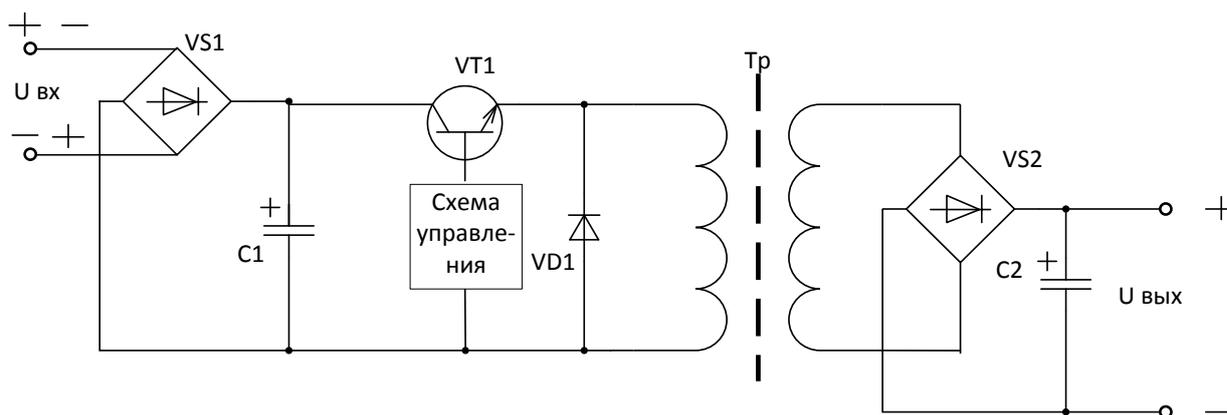


Рис. 1.9. Упрощенная схема блока питания

С помощью электронного ключа, выполненного на транзисторе VT1, на первичную обмотку развязывающего трансформатора Т подаются импульсы напряжения с частотой несколько десятков кГц. Трансформатор, работающий на высокой частоте, получается небольших габаритов, с малым числом витков, но с относительно большой проходной мощностью. Использование ШИМ при управлении ключом VT1 позволяет поддерживать стабильным выходное напряжение инвертора при изменении питающего напряжения в широких пределах. Для исключения повреждения инвертора при несоблюдении полярности подаваемого напряжения на его входе обычно устанавливается диодный мост VS1.

Емкость накопительных конденсаторов C1, C2 обычно выбирают из соображения требуемого сглаживания пульсаций в выходном напряжении при питании инвертора от выпрямленного тока. В некоторых случаях емкость C1, C2 увеличивают до уровня, достаточного для исключения сбоев в микросервисорной части при кратковременных понижениях питающего напряжения, воз-

никающих, например, при коротких замыканиях в системе оперативного тока. Обязательно предусматривается защита от перенапряжений в питающей сети и от проникновения помех внутрь устройства.

1.2. Связь с внешними устройствами

1.2.1. Интерфейсы цифровых терминалов защиты

Под интерфейсом понимается совокупность аппаратных, программных и конструктивных средств, необходимых для реализации взаимодействия различных цифровых устройств, объединенных в систему.

По принципу обмена информацией интерфейсы подразделяются на интерфейсы с параллельной и с последовательной передачей данных.

Наиболее быстрый обмен информацией между двумя цифровыми устройствами обеспечивает параллельный интерфейс, упрощенная схема которого представлена на рис. 1.10, а.

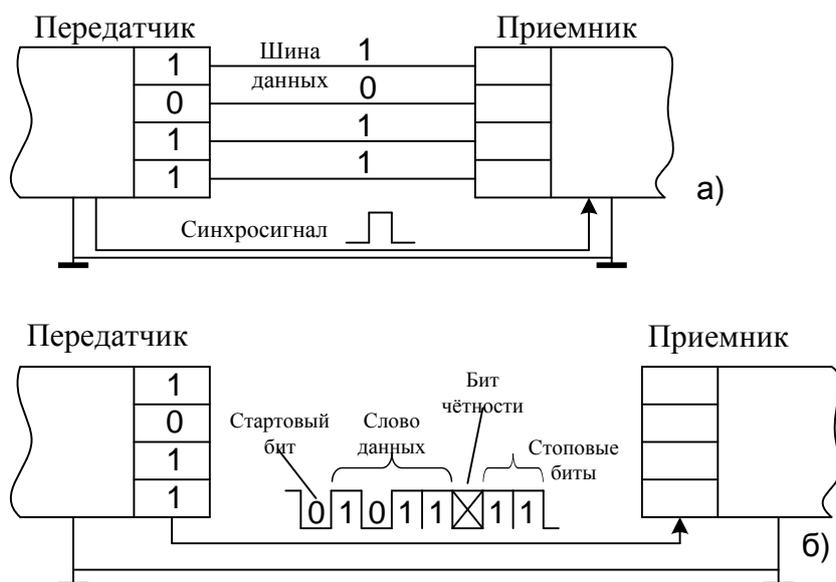


Рис. 1.10. Виды интерфейсов

В этом случае по синхронизирующему сигналу (это может быть последовательность из нескольких сигналов управления) передающее устройство выставляет на шину данных одновременно все разряды передаваемого числа, а приемное устройство его считывает. Как видно, параллельный интерфейс требует достаточно сложного тракта передачи, включающего $n+1$ физические линии при n -разрядном слове передаваемых данных. Чаще всего этот тип интерфейса применяется при передаче информации на небольшие расстояния (например, при связи компьютера с принтером) или при необходимости обеспечить наивысшую скорость обмена; пример – LPT1.

Технически более просто выполняется интерфейс с последовательной передачей данных. В этом случае слово данных передается последовательно раз-

ряд за разрядом. Наиболее распространен асинхронный режим передачи данных (рис. 1.10, б), который требует минимального количества линий.

При асинхронной передаче используют определенные договоренности, позволяющие приемнику распознать не только начало и окончание передачи, но и обнаруживать искажение информации при передаче. Это обеспечивается следующим образом. В режиме ожидания передатчик выдает в линию сигнал логической единицы. Начало передачи приемник распознает по появлению на линии логического нуля – так называемого стартового бита. Длительность передачи одного бита заранее оговорена, т.е. приемник и передатчик д.б. предварительно настроены. После окончания передачи стартового бита передается разряд за разрядом слово данных. После передачи данных следует бит паритета (или бит четности). Бит паритета по договоренности устанавливается передатчиком в состоянии логической единицы, если в слове данных нечетное число единиц и используется «четный» паритет. И наоборот, в случае договоренности о работе с нечетным паритетом биту паритета присваивается нулевое значение. Таким образом, используя бит паритета, приемник способен обнаруживать единичные сбои при передаче данных. Оканчивается сообщение передачей стоповых битов (1 или 2 бита). Стоповые биты определяют минимальный интервал между передачей отдельных слов данных. При асинхронной передаче обычно используется стандартный ряд скоростей: 300; 600; 1200; 2400; 4800; 9600; 19200 бод (бит/с) и т.д.

Существует достаточно много стандартов на каналы последовательной связи. Стандарты отличаются по скорости обмена, организации и длине линий связи и др.

Наиболее известен стандарт RS232, применяемый в IBM-совместимых ПК. Интерфейс обеспечивает дальность связи до 15 м со скоростью до 19200 бод. Уровни используемых сигналов:

- логический ноль – от +3 до +25 В;
- логическая единица – от –3 до –25 В.

Сопротивление нагрузки от 3 до 7 кОм.

В ряде цифровых реле порт последовательной связи выполнен в стандарте RS485. Это стандарт предусматривает следующие уровни:

- логический ноль – 0 В;
- логическая единица – +5В.

Стандарт RS485 требует использование симметричного канала (витая пара). Обеспечивает связь сегментами длиной до 1200 м с возможностью подключения до 32 узлов на сегмент; минимальное сопротивление нагрузки 60 Ом; скорость обмена – до 10 Мбит/с.

Часто порты у цифрового реле и ПК выполнены в разных стандартах, что исключает их непосредственное соединение.

1.2.2. Проводные каналы связи

Передача импульсов по электрическому каналу с ограниченной полосой пропускания $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$ сопровождается задержкой и искажением формы передаваемого импульса (рис. 1.11).

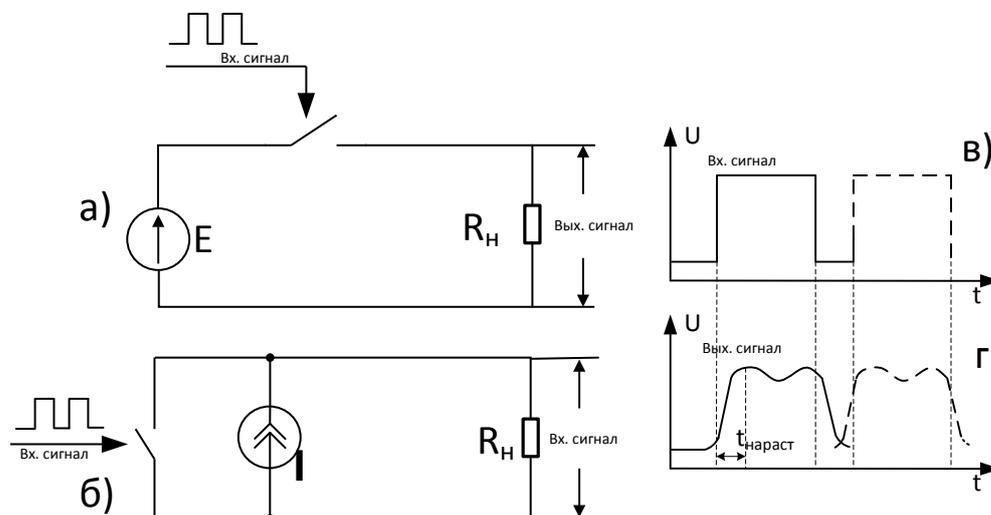


Рис. 1.11. Изменение формы сигнала при передаче по проводному каналу

Для практических целей можно применять следующее соотношение между предельной скоростью передачи импульсов v_{\max} (в бодах) и полосой пропускания Δf (в герцах):

$$v_{\max} \leq 2 \Delta f . \quad (1.2)$$

Как видно, узкополосный канал ограничивает скорость обмена. Например, при передаче информации по телефонному каналу с полосой пропускания 3200 Гц максимальная скорость будет равна 6400 бод.

Для передачи цифровых данных по телефонным линиям, рассчитанным на передачу тональных аналоговых сигналов, используют модемы. Модем обеспечивает преобразование цифровых сигналов в тональные сигналы. Взамен амплитудной модуляции используется частотная и фазовая модуляция.

При передаче информации по последовательному каналу связи применяют различные способы проверки достоверности полученной информации. Это и сверка битов паритета с числом единиц в отдельных символах, и сверка суммы кодов всех символов, входящих в сообщение, с контрольной суммой этих кодов, передаваемой в конце сообщения. Все это исключает неправильное восприятие информации приемником. Однако при большом уровне ЭМП эффективная скорость передачи информации по электрическим линиям связи резко падает, т.к. искаженное сообщение приходится повторять. По этой причине в условиях электростанций и подстанций альтернативой электрическим линиям становятся опτικο-волоконные линии связи.

1.2.3. Оптико-волоконные каналы передачи информации

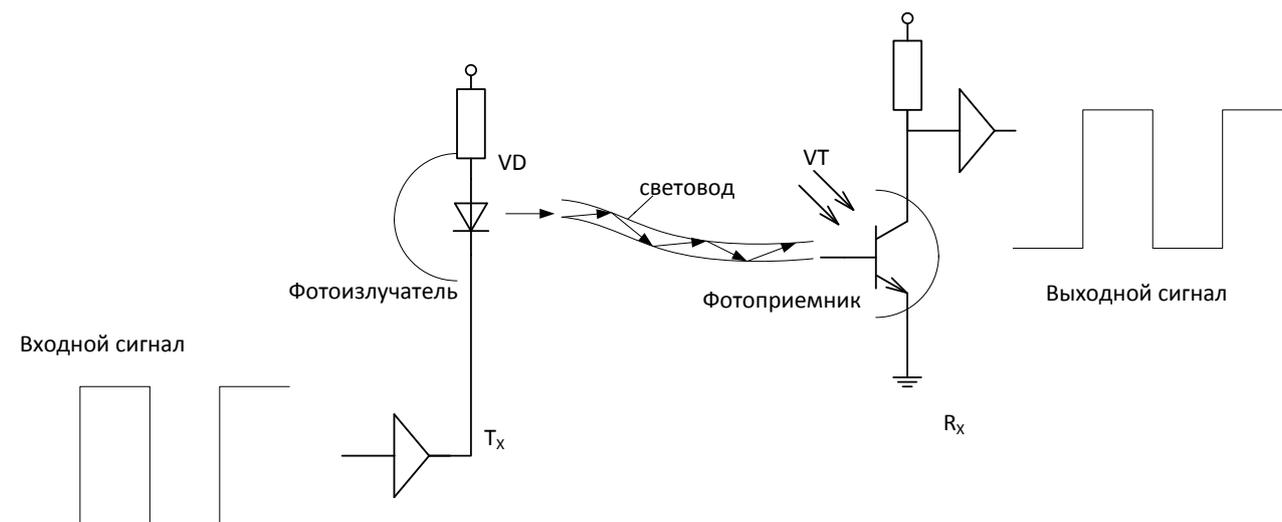


Рис. 1.12. Структура оптоволоконного канала связи

Основными компонентами этой системы являются (см. рис. 1.12): оптический излучатель VD, световод и светочувствительный приемник VT. В качестве излучателей используются полупроводниковые светодиоды и твердотельные диодные лазеры. В отличие от диффузионных светодиодов лазеры являются источниками когерентного излучения. Обычно используется излучение с длиной волны 800–1000 нм (инфракрасная область невидимого спектра). В качестве детекторов используются фототранзисторы и рпн-диоды. Последние являются высококачественными оптическими детекторами с временем срабатывания в несколько наносекунд и чувствительностью до 1000 фотонов в секунду.

Движение света вдоль криволинейного световода происходит при многократном внутреннем отражении луча на границе «световод–оболочка».

Оптоволоконный кабель является сложным сооружением, где, кроме обеспечения минимальных потерь энергии при передаче, достаточно много внимания уделено защите световода от внешних воздействий. Существует несколько типов оптоволоконных кабелей. Самым дешевым является волокно со ступенчатым изменением коэффициента преломления. Часто для этой цели используется оптически прозрачная пластмасса. Минимальные потери в пластмассовом волокне наблюдаются в области видимого (красного) излучения. С помощью пластмассовых световодов можно передавать данные на расстояния до нескольких десятков метров. В кабелях более высокого качества используется кварцевое волокно. Кварцевые световоды бывают со ступенчатым и плавным коэффициентом преломления. Одно из последних достижений является передача информации на частотах до 4 ГГц и на расстояние 120 м без повторителей.

Световоды по сравнению с электрическими кабелями обладают рядом достоинств:

- 1) высокая помехозащищенность в условиях электромагнитных полей;
- 2) большая пропускная способность по сравнению с коаксиальными парами, в которых скорость и потери существенно зависят от частоты, дисперсия (зависимость фазовой скорости волны от частоты) оптоволоконных кабелей не-

значительна, а следовательно, в них в меньшей степени наблюдается уширение импульсов;

3) безопасность при эксплуатации, т.к. исключается вынос потенциала из электроустановки; невозможно возгорание кабеля по причине коротких замыканий;

4) высокие эксплуатационные характеристики: малый радиус изгиба, не критичность к условиям прокладки (возможна прокладка рядом с силовыми кабелями), малые массогабаритные показатели и т.д.

Основным же недостатком оптических кабелей является сложность сопряжения (стыковки) световодов между собой, а также с излучателями и приемниками сигналов. Это обусловлено и малым сечением волокна (диаметр 0,125 мм и менее), и необходимостью выполнения среза волокна строго перпендикулярно его оси и обработки среза с высокой степенью чистоты для получения минимального затухания. По этой причине одножильные кабели протяженностью до нескольких десятков метров в настоящий момент считаются неремонтопригодными.

При использовании фактических линий связи цифровые РЗА необходимо оснащать модулем оптоэлектронного преобразования. Такой модуль может быть как встроенным, так и внешним. Передача информации осуществляется с помощью SPA-шины (рис. 1.13).

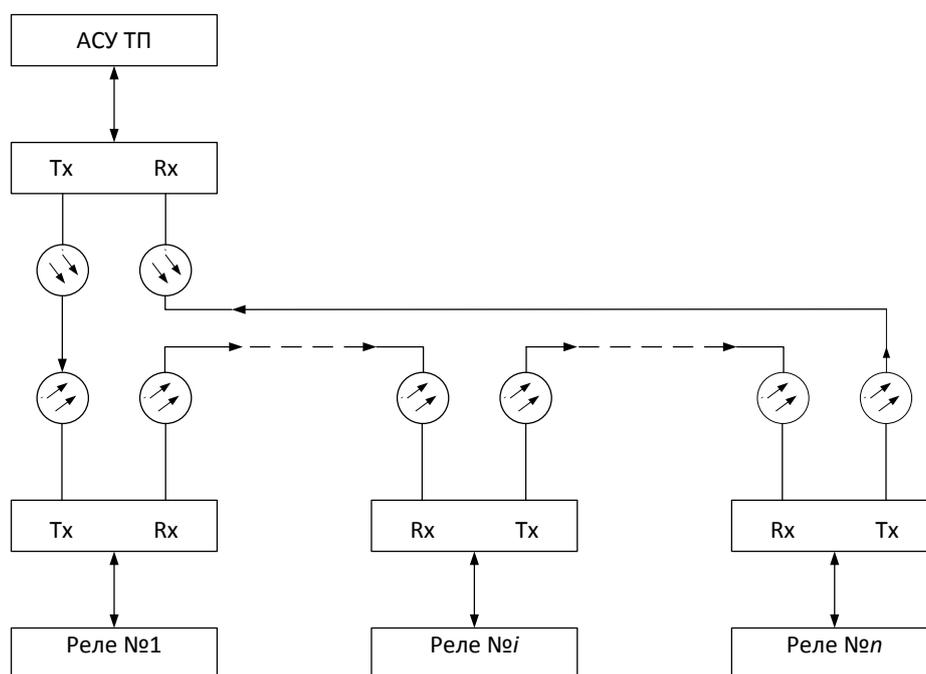


Рис. 1.13. Организация оптического канала связи

Под SPA-шиной понимается совокупность аппаратных средств связи и правил формирования передаваемых сообщений, оговоренных в протоколе обмена. Физически SPA-шина представляет собой оптико-волоконную петлю, последовательно связывающую отдельные реле и устройство верхнего уровня. Передача сигнала только в одном направлении существенно упрощает конструкцию оптоэлектронных преобразователей. Сообщения, передаваемые по

оптической петле, циркулируют от одного оптоэлектронного преобразователя к другому до тех пор, пока не найдут своего адресата.

В соответствии со SPA-протоколом передаваемое сообщение имеет вид, приведенный на рис. 1.14 (показаны в качестве примера два типа сообщений: D – передать данные; RS1 – читать уставку S1).



Рис. 1.14. Структура передаваемого сообщения

Для исключения конфликтных ситуаций (одновременной передаче по петле нескольких сообщений) устройство верхнего уровня является ведущим и только ему дается право инициировать обмен информацией. Ведомые устройства могут только отвечать на запросы ведущего устройства.

При необходимости одновременного обращения ведущего устройства ко всем ведомым (например, при синхронизации внутренних часов) используется широковещательный режим. При этом используется общий для всех ведомых адрес.

1.3. Микропроцессоры

Микропроцессор – это программно-управляемое устройство, предназначенное для обработки цифровой информации и управления ее обработкой, выполненное в виде одной или нескольких интегральных микросхем с высокой степенью интеграции электронных элементов [3].

Интегральные микросхемы микропроцессора образуют три функциональные группы:

- 1) операционную, выполняющую арифметические и логические операции с двоичными числами;
- 2) управляющую, обеспечивающую выполнение таких операций;
- 3) интерфейсную, связывающую микропроцессор с внешними устройствами и оператором.

Функциональная схема микропроцессора показана на рис. 1.15. Собственно микропроцессор состоит из арифметико-логического устройства АЛУ, сверхоперативного запоминающего устройства СОЗУ (его часто называют регистрами микропроцессора или кэш-памятью) и устройства управления УУ. Они связаны между собой и другими ИМС микропроцессорного комплекта тремя шинами – многопроводными (по числу разрядов обрабатываемых двоичных чисел n) линиями связи:

- 1) информационной (на рис. 1.15 – И);
- 2) адресной (А);
- 3) управляющей (У).

Такая схема соответствует гарвардской архитектуре, предусматривающей физическое разделение трех каналов, в частности, разделение данных и инструкций (в противоположность архитектуре фон Неймана).

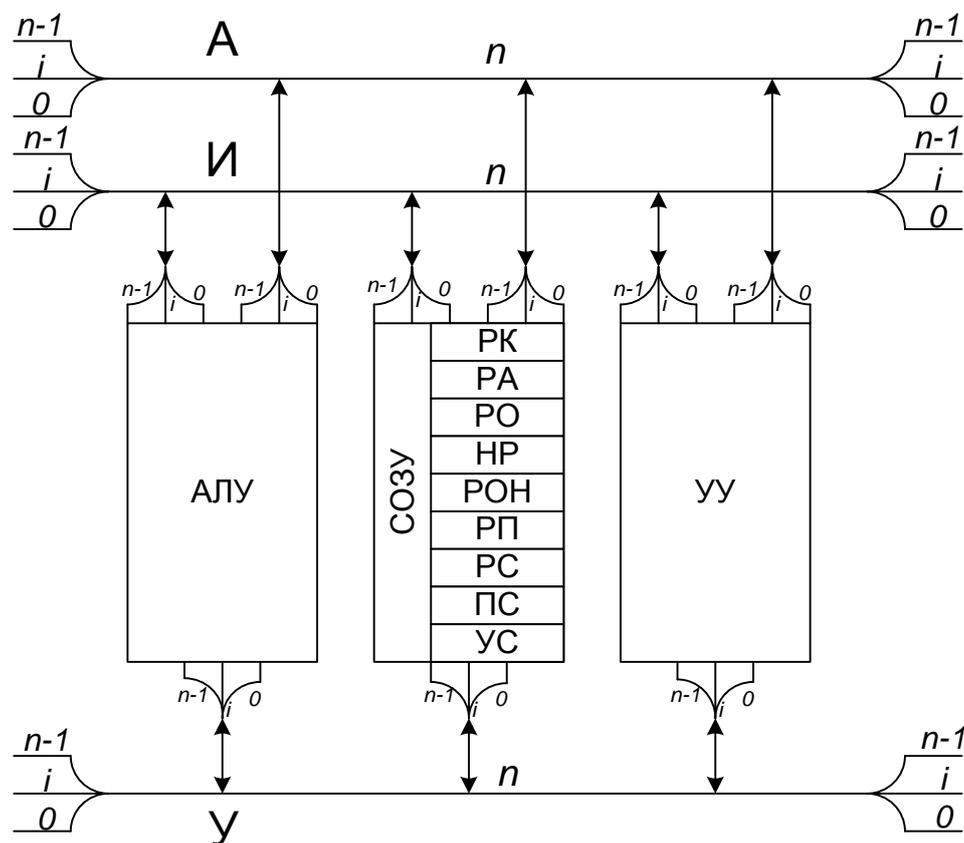


Рис. 1.5. Функциональная схема микропроцессора

Основной частью является АЛУ. Оно функционирует под воздействием управляющих сигналов, передаваемых по шине У в виде многоразрядных двоичных кодов, и решает следующие задачи:

- 1) производит арифметические операции сложения и вычитания двух двоичных чисел;
- 2) производит операции сдвига при программном (на основе сдвига и сложения) перемножении двух чисел;
- 3) осуществляет преобразование прямого кода в обратный (обращение двоичного кода с добавлением к результату единицы; используется при операциях вычитания);
- 4) определяет признаки произведенной операции – знака разности; превышения разрядности; переполнения и др.;
- 5) пересылает двоичные числа из регистра в регистр;
- 6) выполняет поразрядные логические операции над двоичными числами.

Основными его элементами являются:

- комбинационный сумматор;
- выполненный на его основе накопительный сумматор.

АЛУ при своей работе обращается как к СОЗУ микропроцессора, так и к внешнему ОЗУ.

Сверхоперативное запоминающее устройство СОЗУ состоит из ряда регистров, имеющих различное назначение.

В **регистр команд РК** записывается адрес команды операции, который он сохраняет в течение времени ее выполнения.

Регистр адреса РА содержит номер (адрес) ячейки памяти внешнего ОЗУ, из которой должно быть получено подлежащее арифметико-логической обработке двоичное число (операнд).

Регистры операндов РО хранят двоичные числа, с которыми производятся операции в АЛУ. В одном из регистров, как правило, содержатся результаты последней операции и предыдущих последовательно производимых операций над двоичными числами; он является специализированным – **накопительным регистром НР** (или аккумулятором).

Восемь (как правило; иногда – больше) **регистров общего назначения РОН** служат для временного запоминания и хранения результатов промежуточных операций, иногда – окончательного результата.

Еще один упрощенный малоразрядный **регистр признаков РП** предназначен для фиксирования признаков результатов последней выполненной операции (прежде всего переполнения и переноса, а также знака результата, равенства нулю результата и т.д.).

Регистр состояний РС используется при условных переходах – переходах к выполнению отдельных частей программы по определенным условиям, которые и фиксируются в РС. С него считывается сигнал перехода к соответствующей команде.

Особую роль в организации функционирования АЛУ играют специализированные регистры счета выполняемых команд – **программный счетчик ПС** и **указатель состояния УС** регистров стека (указатель стека).

Команды записываются во внешнее ППЗУ или ПЗУ по порядку их выполнения, поэтому адрес последующей команды можно получить добавлением единицы к адресу текущей команды. В программный счетчик записывается и адрес команды условного перехода.

Стек образуют несколько регистров ОЗУ, которые запоминают адреса невыполненных из-за прерывания или разветвления программы (при обращении к подпрограмме) команд, которые должны будут потом выполнены, причем в порядке, обратном порядку их запоминания. При этом первая из записанных в стек команд выполняется последней (используется принцип «первым пришел – последним ушел»). Память, организованную таким образом, иногда называют магазинной. Аппаратный стек располагается в одномерном массиве с упорядоченными адресами, при этом указатель стека указывает на адрес вершины. В вершине стека располагается слово данных, записанное последним. При записи нового слова содержимое указателя стека изменяется на единицу. Стек обеспечивает последовательность выполнения различных по старшинству арифмети-

ческих действий и возврат к следующей операции программы после обращения к подпрограммам и после прерывания подпрограммы. Стек обычно представляет собой набор регистров внешнего ОЗУ, а в СОЗУ микропроцессора находится только регистр УС.

Микропроцессор управляется **устройством управления**.

Команды операций воздействуют на арифметические и логические микроэлектронные элементы АЛУ и регистры СОЗУ с распределением во времени. Устройство управления разделяет процесс выполнения команды во времени на

- этап адресации;
- этап выполнения.

В соответствии с адресом, содержащимся в РК, из ОЗУ прямым или косвенным способом доступа к памяти в РО переписываются двоичные числа, подлежащие последующей обработке.

В АЛУ производятся соответствующие коду операции действия с указанными числами, результат записывается в накопительный регистр НР. По следующей команде в освободившийся РО вводится новый операнд, если он должен обрабатываться совместно с результатом предыдущей операции. Если не должен, то второй операцией производится пересылка результата из НР в один из РОН.

Существуют два способа управления микропроцессором – аппаратное и микропрограммное.

Аппаратное управление является **жестким** и обеспечивается постоянным соединением между собой логических элементов УУ, создающих неизменяемые соответствия между кодом операции и двоичным кодом, воздействующим на АЛУ и СОЗУ. Коды операций хранятся во внешнем по отношению к микропроцессору ПЗУ, из которого по адресам программного счетчика ПС выбираются последовательно во времени:

- по адресам регистра состояний РС – при условных переходах;
- по адресам стека (УС) – при прерывании и разветвлении программы.

Поскольку ПЗУ работает только на чтение информации, набор команд меняться не может. Команда, предполагающая выполнение определенной законченной операции (например, `andi x1, 0xВ3`), состоит из нескольких элементарных операций, каждая из которых занимает один такт микропроцессора (микроопераций).

Микропрограммное управление является **гибким** управлением. При этом во внешнем ПЗУ записываются микропрограммы операций (команд), состоящие из наборов микрокоманд (микроинструкций), обеспечивающих выполнение совместимых микроопераций. При этом для выполнения операций требуется несколько обращений в ПЗУ, микропрограммное управление обеспечивает меньшее быстродействие, чем аппаратное. Его серьезным достоинством является возможность вносить изменения в систему команд.

Программирование часто выполняется на Ассемблере. В этом случае каждая символически записанная команда соответствует машинной команде. Команда машинного кода – это двоичные числа, образующие командное слово. Для выполнения операции над двумя двоичными числами (операндами), хра-

нящимися в ОЗУ, слово включает несколько двоичных разрядов адреса операции и коды адресов операндов – номеров соответствующих ячеек ОЗУ. Ассемблирующая программа находится, как правило, в ОЗУ и осуществляет перевод программы из Ассемблера в машинный код. Символы Ассемблера представляют собой символические обозначения адреса команды, кода операции и адресов операндов в виде набора символических команд, каждая из которых занимает одну строку. Они делятся на три группы (см. рис. 1.6).

```
<метка>: <мнемокод> <идентификатор1>, <идентификатор2>;  
           комментарий
```

```
label1: mov A, B ; пересылка из B в A
```

Рис. 1.6. Структура ассемблерной команды

На рис. 1.6 в качестве примера приведена двуместная операция пересылки данных из регистра В в регистр А. Кроме того, есть команды с одним операндом (одноместные – инверсия `com X`, условный переход `breq L2`, безусловный переход `r jmp M10` и т.д.). Строка состоит из метки (поле метки), мнемокода (поле операции) и поля операндов, разделенных пробелами. В строку могут включаться комментарии.

Контрольные вопросы к главе 1

1. Что дает использование оптронных преобразователей входных дискретных сигналов?
2. В чем недостаток использования в терминалах защиты токов и напряжений, существенно меньших, чем номинальные вторичные параметры трансформаторов тока и напряжения?
3. Каким образом может храниться информация об уставках в микропроцессорных устройствах РЗА?
4. Для хранения какой информации могут применяться ПЗУ?
5. В чем достоинства и недостатки параллельного интерфейса?
6. Для чего в протоколах передачи данных последовательного интерфейса предусматривается бит чётности?
7. В чем преимущества волоконно-оптических каналов связи в сравнении с проводными?
8. С какой целью в конструкции входного трансформаторного преобразователя входных аналоговых величин предусматривается экран между первичной и вторичной обмотками?
9. Какие задачи выполняет арифметико-логическое устройство микропроцессора?
10. Сформулируйте назначение регистра признаков микропроцессора.
11. Для чего может использоваться стек? В какой области памяти он размещается?

2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ИНФОРМАЦИИ В ЦИФРОВЫХ ТЕРМИНАЛАХ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ

2.1. Виды сигналов

Информация появляется и передается при некоторых изменениях параметров электромагнитного процесса, которым придается определенный смысл. Процесс с неизменными параметрами служит несущим процессом. Изменяющиеся параметры процесса являются информационными [2].

Характерным электрическим сигналом является изменяющийся по величине постоянный ток или переменный синусоидальный ток с изменяющейся амплитудой, фазой или частотой. Величина постоянного тока, амплитуда, фаза и частота синусоидального тока в данном случае являются информационными параметрами несущих процессов – постоянного и синусоидального токов.

По характеру изменения параметров процессы делятся на два вида – непрерывные и дискретные. Каждый из них подразделяется на две разновидности по признаку непрерывности или дискретности времени (рис. 2.1).

Следовательно, удобно различать сигналы: непрерывный (рис. 2.1, а), дискретно-непрерывный (дискретизованный только по времени, рис. 2.1, б), непрерывно-дискретный (дискретизованный только по уровню (значению) информационного параметра, рис. 2.1, в) и дискретный (дискретизованный и по времени, и по уровню).

Сигнал является непрерывным или дискретно-непрерывным, если информационный параметр несущего процесса может быть любым в пределах возможного диапазона его изменения, т.е. образует непрерывное множество значений x , например, постоянного тока. Различие между непрерывным и дискретно-непрерывным сигналами определяется непрерывностью t или дискретностью T_n времени.

Сигнал является непрерывно-дискретным или дискретным, если информационный параметр может изменяться только скачкообразно и принимать только одно из ограниченного количества определенных значений, образующих дискретное (счетное) множество значений X_i , различающихся на ΔX . Различие между непрерывно-дискретным и дискретным сигналами также определяется непрерывностью или дискретностью времени.

В микропроцессорных устройствах РЗА и других автоматических устройствах используются цифровые формы дискретного сигнала – числоимпульсная и разрядно-цифровая.

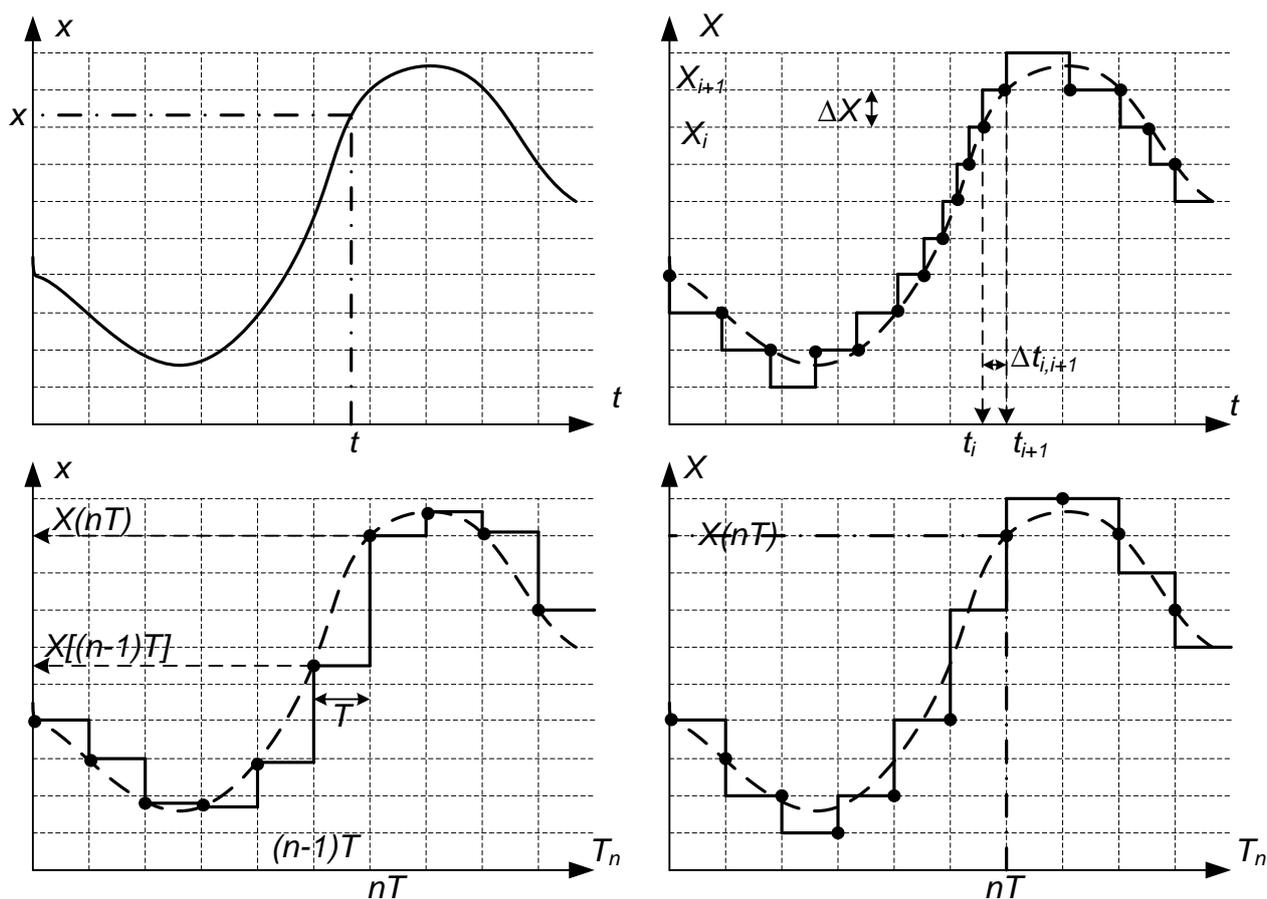


Рис. 2.1. Разновидности сигналов

- а) непрерывный; б) дискретно-непрерывный; в) непрерывно-дискретный; г) дискретный

Числоимпульсный сигнал – представление дискретного значения информационного параметра временной последовательностью стандартных импульсов (единиц) на фиксированном интервале времени Δt (рис. 2.2, а). Информация передается количеством импульсов.

В **разрядно-цифровых сигналах** в основном используется двоичная система счисления. Численное значение импульса, т.е. представляемый им разряд двоичного числа, определяется его положением в ряду единиц и нулей. Различают сигналы в виде последовательного (рис. 2.2, б) и параллельного (рис. 2.2, в) двоичного кода. **Последовательный код** представляет собой последовательность импульсов во времени, появляющихся начиная с младшего разряда. Наличию импульса соответствует «1», отсутствию импульса – «0». В параллельном коде импульсы появляются одновременно на соответствующих выходах функционального элемента. Нижний (на рис. 2.2, в) импульс соответствует младшему разряду.

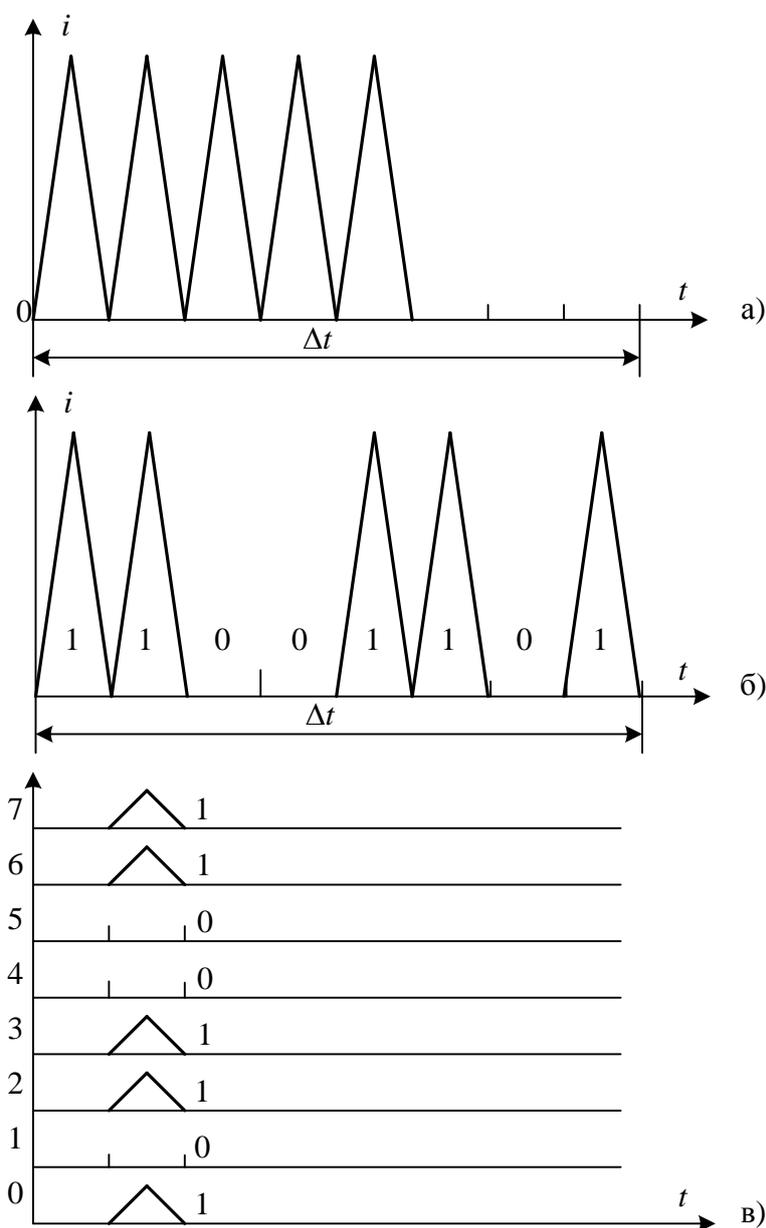


Рис. 2.2. Цифровые сигналы
 а) числоимпульсный; б) разрядно-цифровой в последовательном коде; в)
 разрядно-цифровой в параллельном коде

2.2. Аналогово-цифровое преобразование

Под аналогово-цифровым преобразователем (АЦП) понимается устройство, выполняющее дискретизацию аналогового сигнала. Дискретизация, или квантование – это процесс перехода от аналогового сигнала к дискретному.

Переход от непрерывного сигнала к дискретному всегда происходит с потерей части информации. Конечное число возможных значений дискретного сигнала обуславливает погрешность квантования по уровню, а одной из причин необходимости квантования по времени является то, что и сам процесс аналогово-цифрового преобразования, и последующий цикл вычислений в микро-ЭВМ требует определенного времени, по истечении которого можно делать новую выборку из входного сигнала (рис. 2.2) [5].

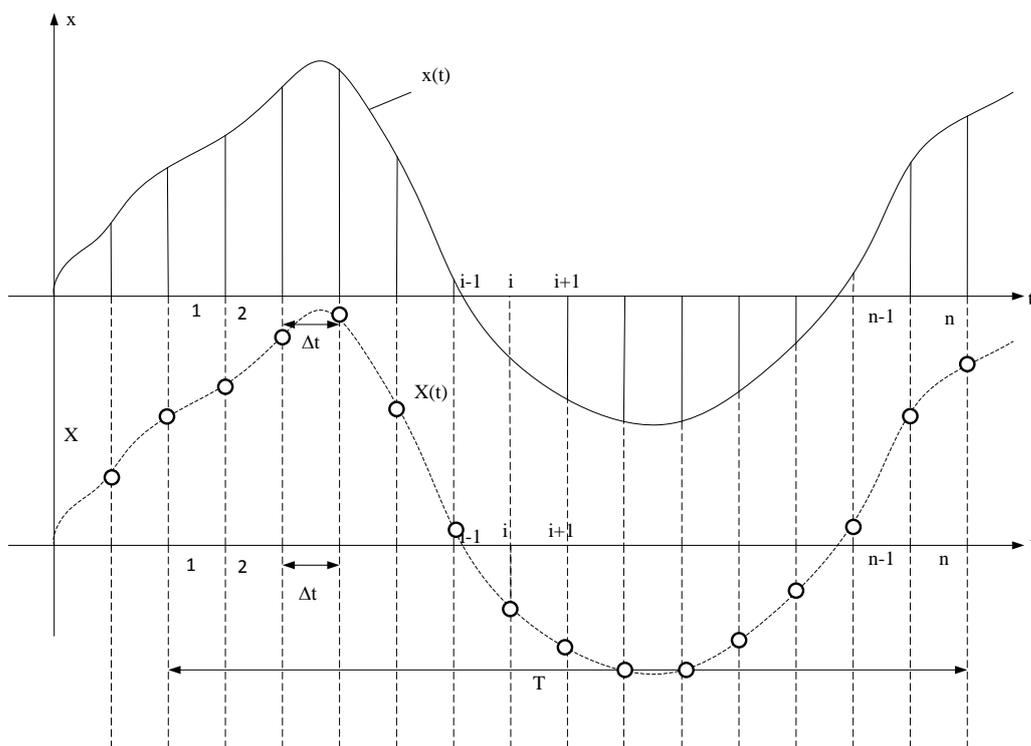


Рис. 2.2. К процессу дискретизации непрерывного сигнала по времени

Первая из характеристик АЦП – интервал дискретизации сигнала во времени Δt или **частота выборки** $f_b = 1/\Delta t$. Если речь идет о периодических сигналах с периодом T , то используется число выборок за период $N = f_b T$.

Для периодических сигналов существует взаимосвязь между верхней частотой преобразуемого сигнала f_{\max} и необходимой частотой выборок f_b . Такая взаимосвязь может быть записана следующим образом:

$$f_b \geq 2f_{\max} \quad (2.1)$$

или для количества выборок:

$$N_b \geq 2f_{\max} T. \quad (2.2)$$

Таким образом, для точного восстановления первоначального сигнала из его дискретного представления частота выборок должна по крайней мере вдвое превышать наиболее высокочастотную составляющую входного сигнала.

Выражения (2.1) и (2.2) являются следствиями **теоремы Котельникова**, которая гласит, что любую функцию $F(t)$, состоящую из частот от нуля до f_{\max} , можно непрерывно передавать с любой точностью при помощи чисел, следующих друг за другом с периодом $\frac{1}{2f_{\max}}$.

Кроме того, при аналогово-цифровом преобразовании из входного сигнала должны быть исключены все гармоники с частотой более высокой, чем частота квантования. Иначе при восстановлении сигнала появляется разностная составляющая низкой частоты, поэтому на входе АЦП должен быть установлен аналоговый фильтр нижних частот с полосой пропускания не более f_v .

В устройствах РЗА применяют АЦП с частотой выборок от 600 Гц до 2000 Гц. Более высокая частота выборок используется в том случае, когда устройство защиты обеспечивает еще и осциллографирование аварийного процесса.

Вторая важная характеристика АЦП – **разрядность** (p) формируемого двоичного числа. Существует однозначная связь между разрядностью АЦП и точностью измерения аналоговой величины. Например, в двухразрядном АЦП на его двух выводах возможно формирование только четырех независимых числовых комбинаций: 00; 01; 10; 11. Эти числа можно понимать как нахождение входного аналогового сигнала в одном из четырех поддиапазонов выходного сигнала, ограниченного пределами $[0; X_{\max}]$.

В случае p -разрядного АЦП возможно нахождение входного сигнала в любом из $m = 2^p$ поддиапазонов. При этом ступень квантования при определении уровня сигнала составит $\Delta X = \frac{X_{\max}}{2^p}$.

Требуемая разрядность АЦП в ЦРЗА определяется режимным параметром, изменяющимся в наиболее широких пределах. В энергетике это ток. В нормальном режиме работы электроустановки ток находится в пределах $(0-1)I_{\text{ном}}$, в аварийных режимах – достигает $(10-30)I_{\text{ном}}$. Для преобразования с погрешностью не более 2–5% требуемое число ступеней квантования m должно быть 2000–4000, т.е. требуется АЦП с разрядностью $p=11; 12$.

2.3. Прямое преобразование аналогового сигнала

Дискретизация во времени непрерывных сигналов, в частности, мгновенных значений переменного тока или напряжения промышленной частоты при помощи импульсной модуляции, производится путем сравнения непрерывного напряжения $u_{\text{вх}}$ с периодическим линейно возрастающим (пилообразным) опорным напряжением $u_{\text{оп}}$, задающим интервал T дискретизации [3]. Длительность $t_{\text{иi}}$ импульса прямоугольной формы определяется условием $u_{\text{вхi}} = u_{\text{опi}}$ и равна $t_{\text{иi}} = \frac{T u_{\text{вхi}}}{U_{\max}}$.

Квантование информационного параметра по уровню (рис. 2.3) выполняется путем определения количества единичных стандартных импульсов N неизменной частоты на протяжении прямоугольного импульса $t_{\text{иi}}$. Квантом служит расстояние Δt между единичными импульсами. N_i является целым числом, ближайшим к соотношению $t_{\text{иi}}/\Delta t$. Сигнал при этом представляет собой серию импульсов количеством N_i и имеет простейшую дискретную форму – числоимпульсную.

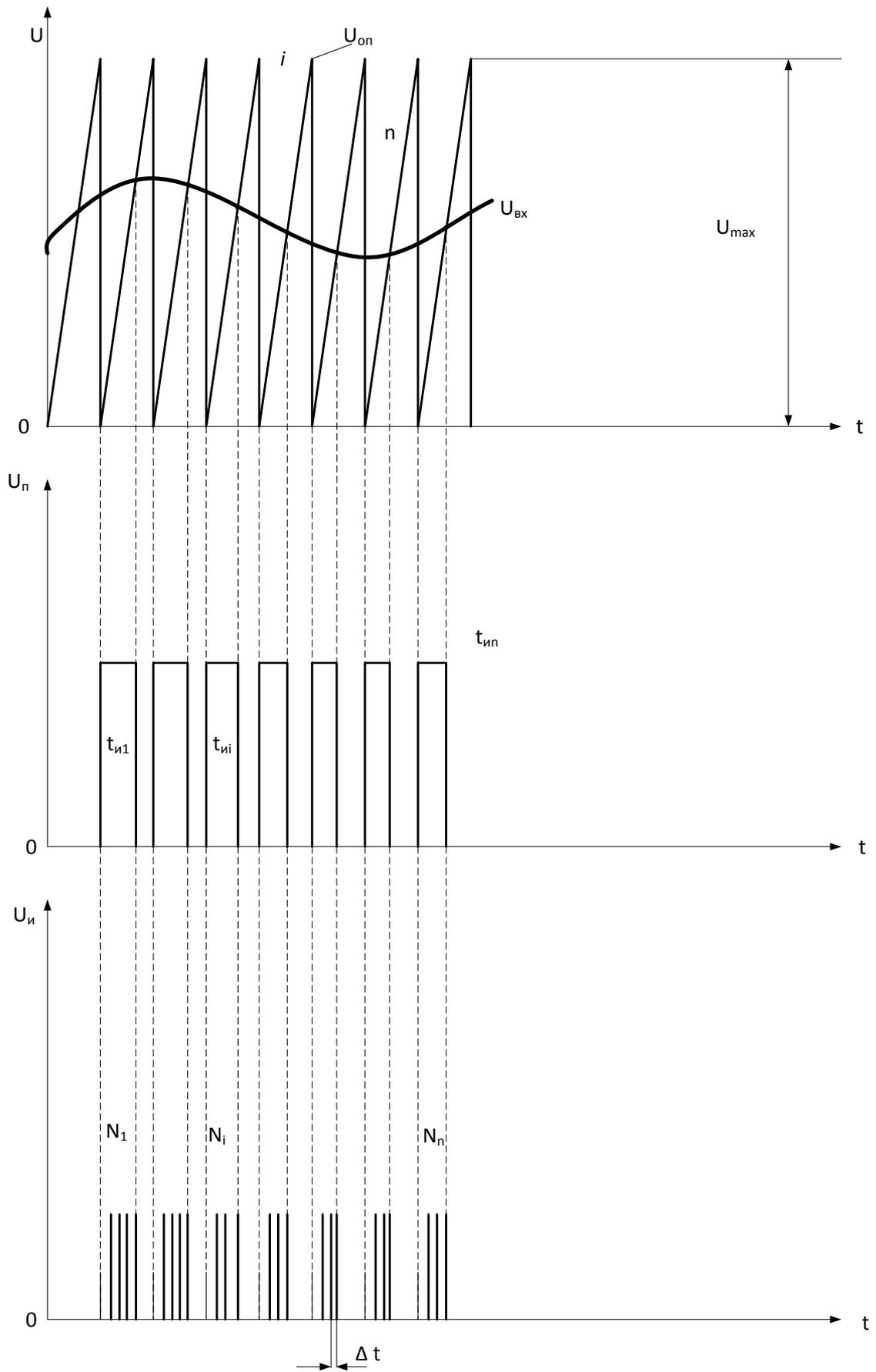


Рис. 2.3. Прямое линейное преобразование

Число импульсов N_i приближенно пропорционально дискретизируемому мгновенному значению $u_{вх i}$ и равно его дискретному значению:

$$N_i \approx \frac{T}{\Delta t} \frac{u_{вх}}{U_{\max}}. \quad (2.3)$$

При аналого-цифровом преобразовании мгновенных значений тока и напряжения желательно их интегрирование в течение интервала T дискретизации, поскольку при этом из несинусоидальных напряжения и тока исключаются гармонические составляющие (помехи) с периодом, кратным интервалу дискретизации, т.е. производится фильтрация сигнала.

2.4. Аналого-цифровое преобразование с уравниванием

АЦП с уравниванием выполняется путем сравнения мгновенных значений входного напряжения $u_{вх}(t)$ с квантованным напряжением обратной связи $U_{ос}(nT)$ [3]. Преобразование производится за время, несколько меньшее интервала T дискретизации входного напряжения. Сравнение осуществляется компаратором ЕА (см. рис. 2.4).

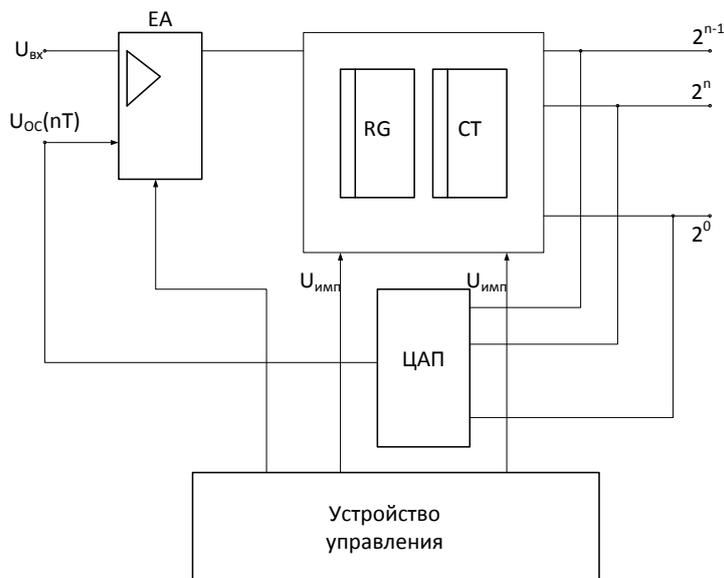


Рис. 2.4. Схема АЦП с уравниванием

Напряжение $U_{ос}$ формируется цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП), а двоичный выходной код – регистром RG и счетчиком импульсов СТ. Согласованное взаимодействие этих элементов обеспечивается устройством управления, содержащим, как правило, генератор тактовых импульсов $U_{имп}$.

Можно выделить три основных способа:

- 1) последовательного счета (или слежения);
- 2) поразрядного уравнивания (или последовательного приближения);
- 3) считывания.

В последнем способе ЦАП не используется.

2.4.1. Способ последовательного счета

При способе последовательного счета напряжение U_{OC} постепенно ступенями в один квант нарастает при преобразовании каждого дискретизованного мгновенного значения входного напряжения до суммы квантов $U_{OC} = N\Delta U$ или (при смещении) увеличивается (или уменьшается) на дополнительное число квантов $\Delta N\Delta U$ по отношению к предыдущему числу, соответствующему предшествующему дискретизованному мгновенному значению входного напряжения $u_{вх1}$, при преобразовании последующего дискретизованного мгновенного значения $u_{вх2}$ (см. рис. 2.5) [3].

Дискретное значение некоторого преобразуемого напряжения $u_{вхn}$ фиксируется после наступления соотношения $(N+1)\Delta U > u_{вхn} > NU$ как число квантов в двоичном параллельном коде на выходе реверсивного счетчика СТ.

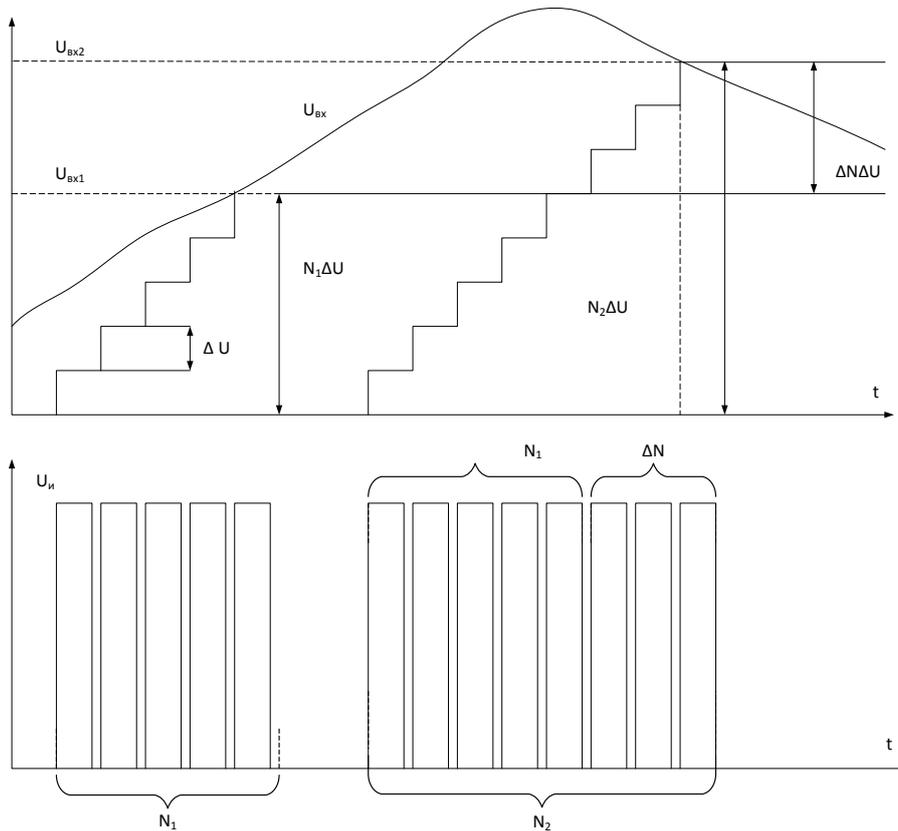


Рис. 2.5. Формирование последовательности единичных импульсов на входе счетчика

2.4.2. Способ поразрядного уравнивания

Способ поразрядного уравнивания предполагает изменение напряжения обратной связи ступенями пропорционально весам разрядов двоичного кода, определяемым степенями числа 2.

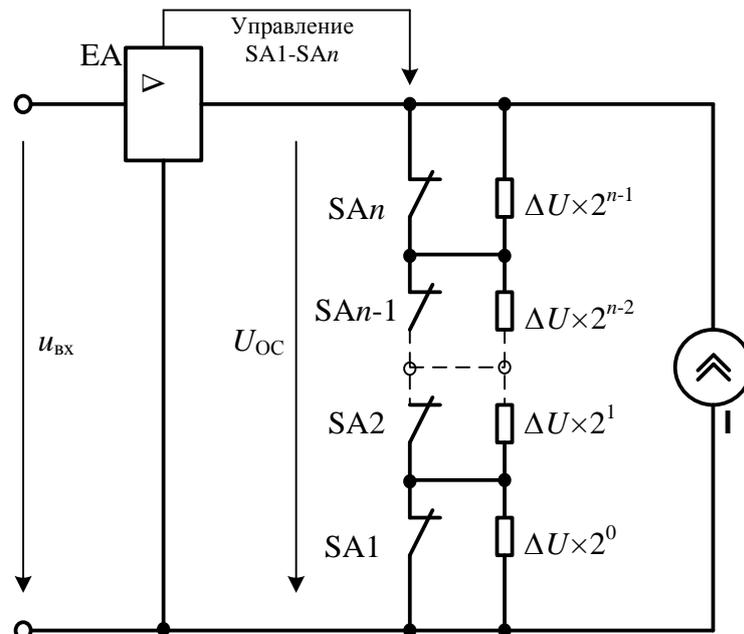


Рис. 2.6. Схема поразрядного уравнивания

Процессы уравнивания начинаются сравнением напряжения $u_{\text{вх}}$ с наибольшим значением $U_{\text{ос}} = 2^{n-1} \Delta U$. При этом ключ SA_n разомкнут, остальные – замкнуты. Разомкнутое состояние ключа соответствует «1», а замкнутое – «0» в соответствующем разряде двоичного кода [3].

Если $u_{\text{вх}} < 2^{n-1} \Delta U$, то ключ SA_n замыкается, а ключ SA_{n-1} размыкается; в старшем разряде устанавливается ноль. Если $u_{\text{вх}} > 2^{n-1} \Delta U$, то ключ SA_n остается разомкнутым; в старшем разряде – единица.

Размыкается ключ SA_{n-1} и напряжение $u_{\text{вх}}$ сравнивается с напряжением $U_{\text{ос}} = 2^{n-1} \Delta U + 2^{n-2} \Delta U$. Процесс автоматически продолжается до тех пор, пока не будут переключены все ключи, т.е. пока разность напряжений $u_{\text{вх}}$ и $U_{\text{ос}}$ не станет меньше одного кванта, т.е. $2^0 \Delta U = \Delta U$.

Процесс реализуется регистром последовательного приближения, в который сначала записывается двоичный код половины максимально возможного напряжения $u_{\text{вх}}$, а затем путем сдвига кода в каждом такте генератора управляющих импульсов записанное число последовательно приближается к значению, при котором напряжение $U_{\text{ос}}$ на выходе АЦП уравнивает входное напряжение.

2.4.3. Способ считывания

Способ считывания реализуется путем одновременного сравнения напряжения $u_{\text{вх}}$ с 2^{n-1} значениями напряжения $U_{\text{ос}}$, различающимися на один квант (рис. 2.7) [3].

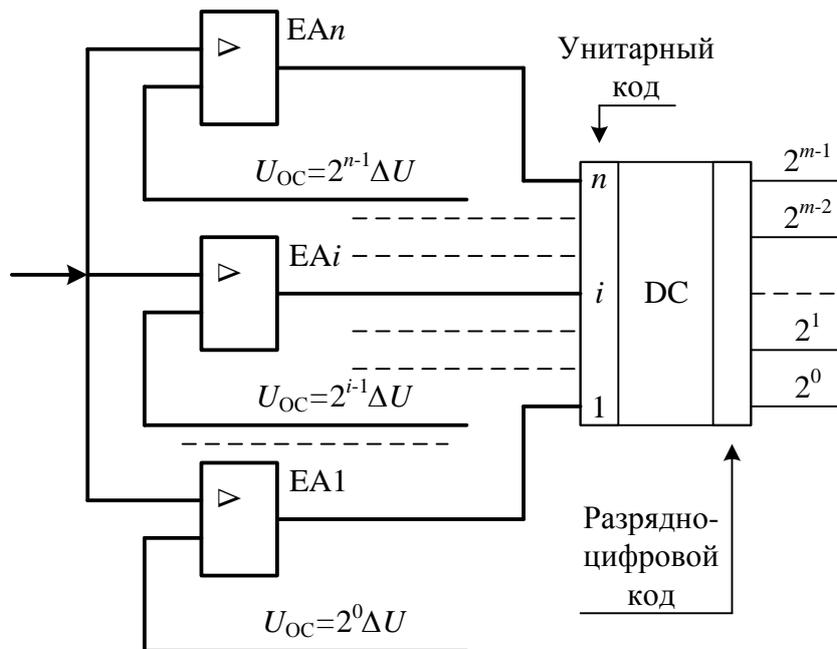


Рис. 2.7. Способ считывания

Наибольшее значение U_{oc} равно $2^{n-1}\Delta U$, следующее – $2^{n-2}\Delta U$ и т.д. При этом необходимы 2^{n-1} элементов сравнения ЕА. Результат преобразования представляет собой набор единиц на выходах ЕА, зафиксировавших превышение напряжением $u_{вх}$ напряжения U_{oc} . С помощью дешифратора DC формируется параллельный двоичный код. Способ является быстродействующим, но требующим большого числа компараторов.

2.3. Фильтрация сигналов

2.3.1. Фильтрация периодических сигналов

Если контролируемый сигнал периодический и существует достаточно длительное время, то для выделения какой-либо гармоники (в т.ч. основной) можно воспользоваться теорией гармонического анализа. В соответствии с этой теорией для определения амплитуды k -й гармоники потребуется сначала вычислить ее ортогональные составляющие [2,5]:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_t^{t+T} x(t) \cos k\omega t dt, \quad (2.3)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_t^{t+T} x(t) \sin k\omega t dt, \quad (2.4)$$

и только затем – собственно амплитуду

$$x_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}. \quad (2.5)$$

Как видно из (2.3) и (2.4), для вычисления ортогональных составляющих необходимо интегрирование временной функции в течение периода T .

Численный способ гармонического анализа применяется в том случае, когда функция $x(t)$ известна на промежутке $0 < t \leq T$; при этом в дискретной системе точек $t_n = \frac{nT}{N}$, где $n = 0, 1, \dots, N-1$. Этот способ также связан с необходимостью использования при вычислениях составляющих, принадлежащих разным моментам времени:

$$a_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) \cos\left(2\pi \frac{kn}{N}\right), \quad (2.6)$$

$$b_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) \sin\left(2\pi \frac{kn}{N}\right), \quad (2.7)$$

$$x_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}. \quad (2.8)$$

2.3.2. Фильтрация сигналов произвольной формы

При входных сигналах сложной формы используются цифровые фильтры, работающие на основе метода интеграла наложения Дюамеля. Такой фильтр работает с последовательностью из N выборок $x_{\text{вх}}(n\Delta t)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, взятых с интервалом Δt из входного сигнала $x_{\text{вх}}(t)$. На выходе фильтра в результате определенных операций возникает последовательность чисел $x_{\text{вых}}(n\Delta t)$.

Суть метода интеграла Дюамеля заключается в следующем (см. рис. 2.6).

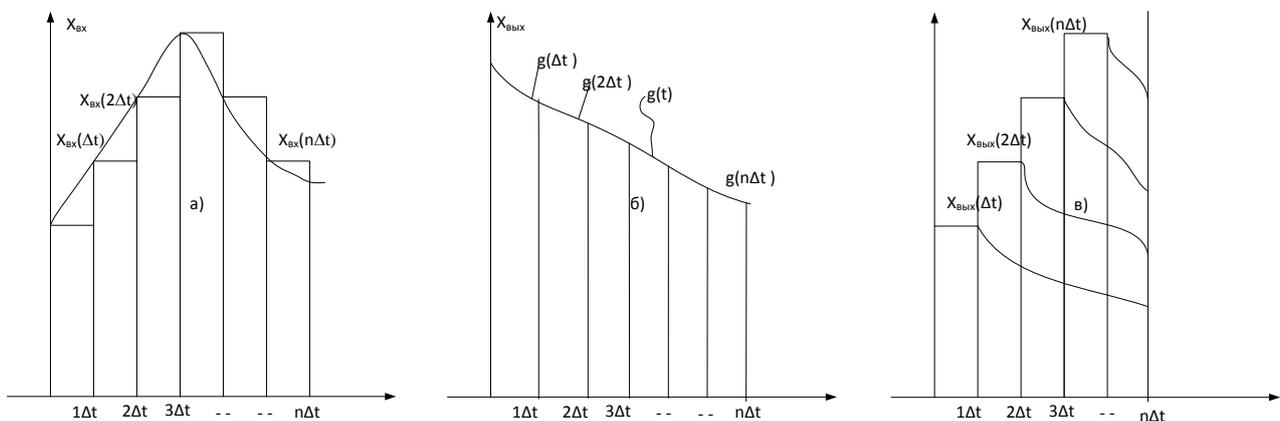


Рис. 2.6. Метод интеграла Дюамеля

Входной сигнал сложной формы $x_{\text{вх}}(t)$ может быть разбит на достаточно короткие прямоугольные импульсы (рис. 2.6, а). Исчерпывающей характеристикой любой электрической цепи является ее импульсная характеристика $g(t)$, которая определяет процессы в цепи после завершения импульса (рис. 2.6, б). Сигнал на выходе электрической цепи в момент наблюдения $n\Delta t$ (рис. 2.6, в) вычисляется как сумма откликов цепи на все импульсы в промежутке от $t = 0$ до момента наблюдения $n\Delta t$, где Δt – длительность отдельного импульса, т.е.:

$$x_{\text{вых}}(n\Delta t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_{k=0}^n x_{\text{вх}}(k\Delta t) g[(n-k)\Delta t] \approx \sum_{k=0}^n x_{\text{вх}}(k\Delta t) g[(n-k)\Delta t]. \quad (2.9)$$

Если используемые при вычислениях весовые коэффициенты $g[(n-k)\Delta t]$ будут совпадать с соответствующими значениями импульсной характеристики какого-либо частотного фильтра, то выходной сигнал цифрового фильтра будет эквивалентен выходному сигналу аналогового фильтра. Идеальный цифровой фильтр должен оперировать с бесконечным числом выборок из входного сигнала, предшествующих моменту вычисления очередного дискретного значения его выходного сигнала.

Реальное цифровое устройство может работать лишь с конечным числом выборок N . Ассоциируя число используемых выборок с некоторым временным окном наблюдения за входным сигналом (рис. 2.7, а), можно отметить следующее.

В первые моменты времени после скачкообразного изменения входного сигнала, например, тока в результате КЗ, вычислительное устройство некоторое время будет формировать «неправильный» выходной сигнал. Это поясняют эпюры сигнала, видимого в окне наблюдения в различные моменты времени (рис. 2.7, б, в, г). Для наглядности на эпюрах приведены действующие значения тока, которые получаются в разные моменты наблюдения. Выход на установившийся режим работы может быть выявлен, например, по совпадению результатов наблюдения в двух смещенных во времени окнах наблюдения (рис. 2.7, а). Точность вычислений будет тем выше, чем больше выборок находится в окне наблюдения.

Цифровые фильтры имеют ряд преимуществ. Основные из них – надежность в работе и стабильность характеристик, недостижимые в аналоговых фильтрах. Однако многие практические вопросы можно рассматривать с позиций аналоговых фильтров.

Так же, как и аналоговые фильтры, цифровые имеют противоречие между точностью выделения нужной гармоники из сложного сигнала и времени, затрачиваемого на фильтрацию. Для того, чтобы отстроиться от апериодических составляющих, высших гармоник (A_3, A_5 на рис. 2.8), помех (A_n^I, A_n^{II}), амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) входного тракта реле должна быть подобна характеристике полосового фильтра (кривая «а» на рис. 2.8).

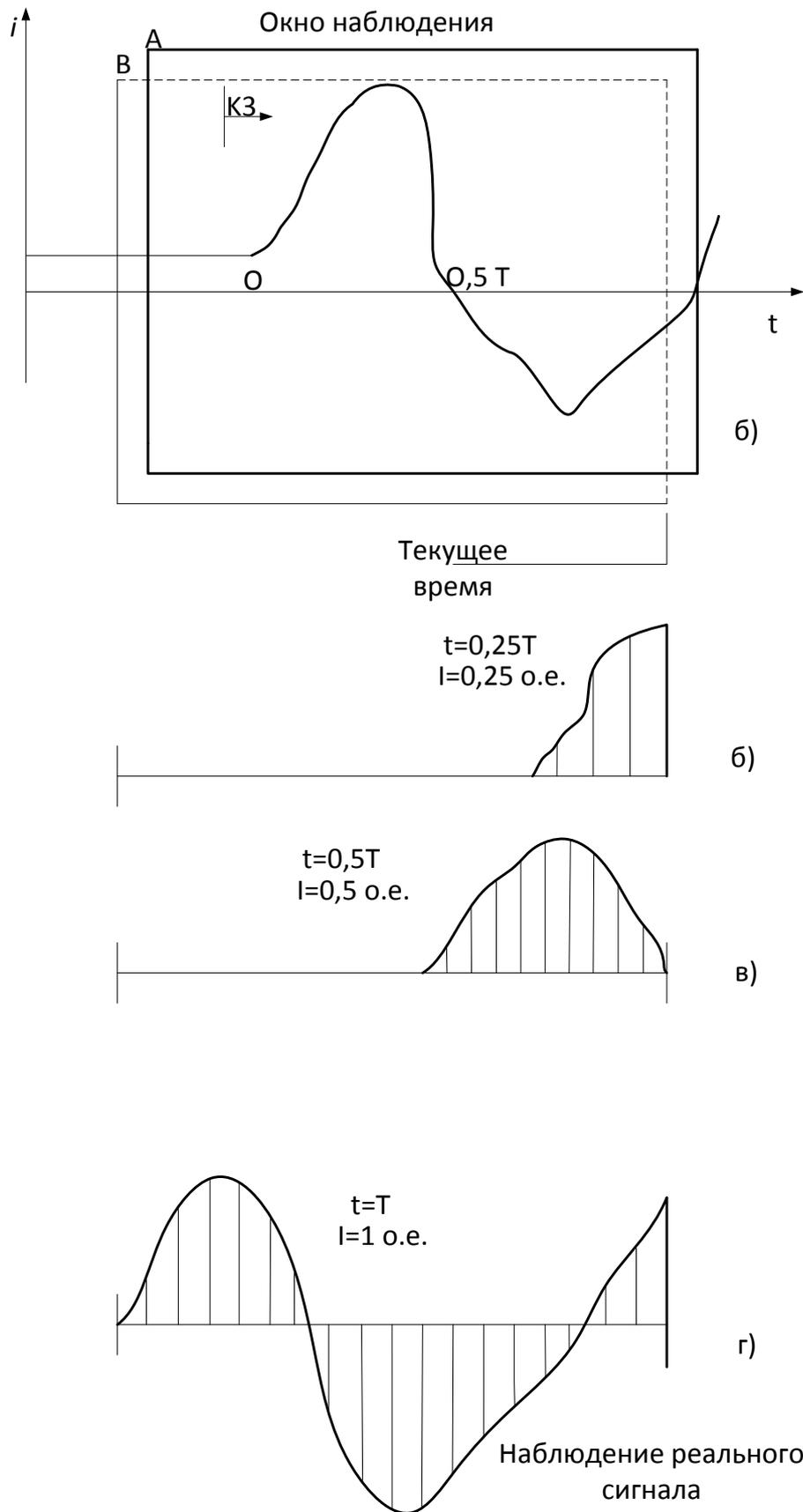


Рис. 2.7. Наблюдение реального сигнала

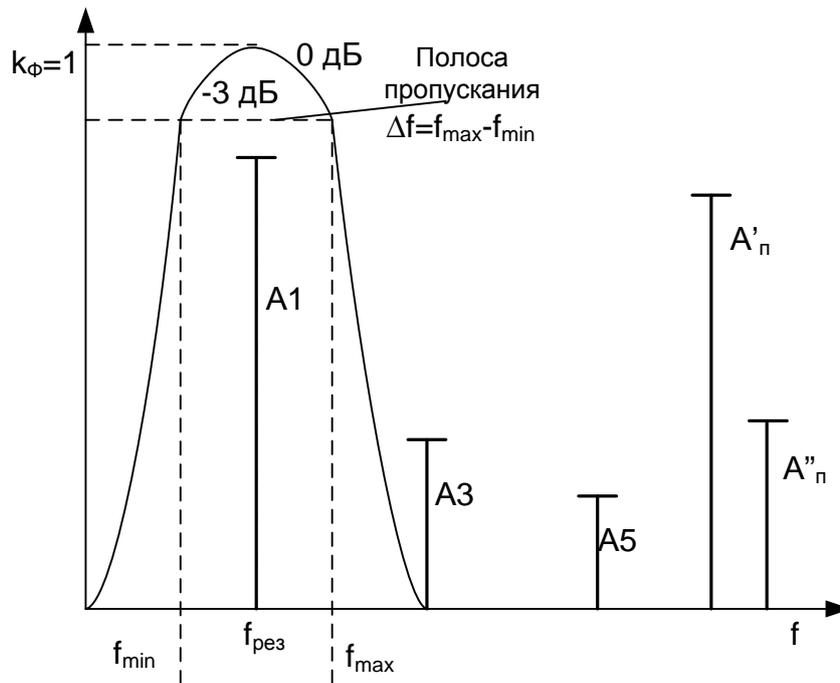


Рис. 2.8. Работа полосового фильтра

Качество полосового фильтра характеризуется его полосой пропускания, определяемой на уровне, когда коэффициент передачи фильтра (усиления) уменьшается на 3 дБ. Это соответствует уменьшению коэффициента фильтрации в $\sqrt{2}$ раз. Для полосовых фильтров применяется понятие добротности:

$$Q = \frac{f_{\text{рез}}}{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}, \quad (2.10)$$

где $f_{\text{рез}}$, f_{max} , f_{min} — соответственно резонансная, максимальная и минимальная частоты, характеризующие фильтр; величина в знаменателе ($p = f_{\text{max}} - f_{\text{min}}$) — полоса пропускания.

Коэффициент передачи в децибелах определяется следующим образом:

$$K_U (\text{дБ}) = 20 \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}. \quad (2.11)$$

Время затухания собственных переходных процессов в полосовом фильтре второго порядка определяется выражением

$$t_{\text{пер}} = \frac{6Q}{2\pi f_{\text{рез}}}, \quad (2.12)$$

т.е., чем выше добротность, тем дольше продолжается переходный процесс в фильтре.

Например, длительность переходного процесса в полосовом фильтре с добротностью 5 (широкополосный фильтр) и настроенном на 50 Гц, переход-

ный процесс будет длиться около 0,1 с (пять периодов). В узкополосном фильтре с добротностью 50 длительность переходного процессе увеличится до 1 с.

2.3.3. Фильтры симметричных составляющих

Выделение симметричных составляющих из трехфазной системы токов и напряжений в релейной защите используется достаточно широко. Применяются известные соотношения метода симметричных составляющих (например, [7]), которые для несимметричной системы токов $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ имеют следующий вид:

$$\begin{cases} 3\dot{I}_{1A} = \dot{I}_A + a\dot{I}_B + a^2\dot{I}_C, \\ 3\dot{I}_{2A} = \dot{I}_A + a^2\dot{I}_B + a\dot{I}_C, \\ 3\dot{I}_0 = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C, \end{cases} \quad (2.13)$$

где a – фазовый оператор.

При решении задач в реальном времени основная проблема заключается в осуществлении поворотов векторов или, иными словами, в выполнении фазовых сдвигов соответствующих сигналов.

Возможны следующие подходы к выполнению фильтра симметричных составляющих (ФСС). Рассмотрим их на примере фильтра обратной последовательности. При вычислениях необходимо использовать значения фазных величин, принадлежащих разным моментам времени: $i_A = I_{mA} \sin \omega t$, $i_B = I_{mB} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$, $i_C = I_{mC} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$. При этом предельный интервал между расчетными точками во времени составит $\frac{4\pi}{3}$ или $\frac{2}{3}T$, причем расчетное значение функции i_C принадлежит будущему времени.

Тем не менее, для установившегося режима и в предположении синусоидальности входных сигналов можно использовать значения сигналов i_B и i_C , взятые из прошлого. Кроме того, используя свойство симметрии синусоиды, можно принять:

$$i_B = I_{mB} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = I_{mB} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right); \quad (2.14)$$

$$i_C = I_{mC} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = -I_{mC} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right). \quad (2.15)$$

Таким образом, возможно использование значений фазных токов (напряжений и др.), отстоящих всего на $\pi/6$ или $T/12$ (рис. 2.9). Однако условие синусоидальности входных сигналов фильтров симметричных составляющих предполагает их качественную частотную фильтрацию, а следовательно, дополнительные затраты времени на этот процесс.

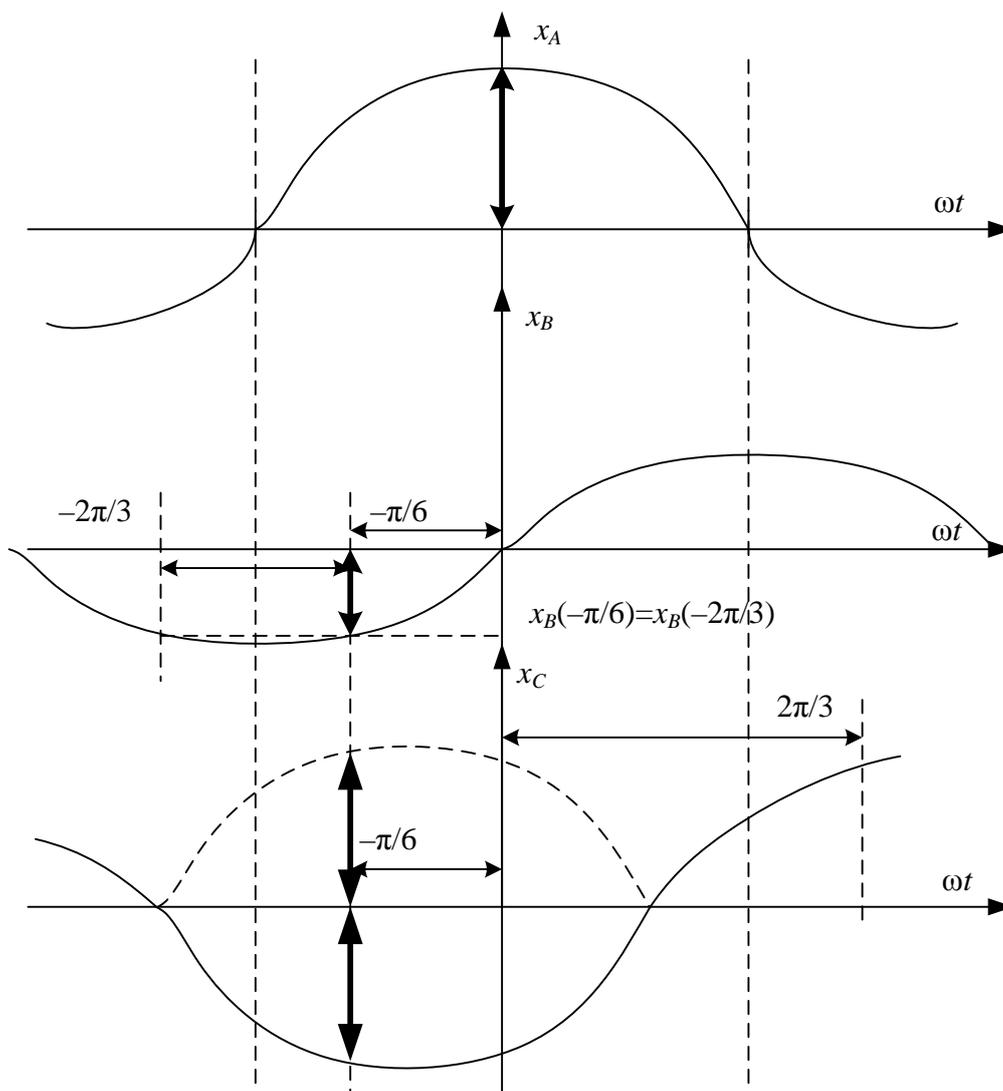


Рис. 2.9. Выделение симметричных составляющих

С другой стороны, зная закон изменения функции и располагая некоторым небольшим ее отрезком во времени, можно экстраполировать значения функции для нужных моментов времени. Так работают аналоговые ФСС, где экстраполяция электрических сигналов осуществляется с помощью фазосдвигающих RC или RL-цепей. Более быстрым этот способ не является по следующим причинам. Во-первых, экстраполяция предполагает работу ФСС только с основными гармониками выходных сигналов. Во-вторых, ФСС на основе экстраполяции начинают работать с погрешностью при отклонении периода колебаний от расчетного значения. В цифровых устройствах эта погрешность в принципе устранима, но при этом надо отслеживать сигнал в течение периода, что приведет к временной задержке в работе ФСС.

Контрольные вопросы к главе 2

1. В чем отличие между дискретно-непрерывным и непрерывно-дискретным сигналами?

2. От чего зависит погрешность аналого-цифрового преобразования?
3. От чего зависит необходимая частота выборок?
4. Сформулируйте теорему Котельникова.
5. Для чего перед АЦП необходимо осуществлять фильтрацию?
6. На основе какого метода осуществляется цифровая фильтрация сигналов произвольной формы?
7. На что влияет ширина окна наблюдения цифрового фильтра?
8. За счет чего удается повысить быстродействие фильтров симметричных составляющих?
9. В чем заключаются достоинства и недостатки способа считывания?

3. ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ ЗАЩИТ В ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВАХ РЗА

3.1. Основные характеристики микропроцессорных реле

Микропроцессорные реле обладают всеми достоинствами, достигнутыми электронными реле с аналоговыми принципами обработки информации. Это и более близкий к единице коэффициент возврата измерительных органов (0,96–0,97 вместо 0,80–0,85 у электромеханических реле), что является результатом перехода от механических узлов сравнения к электронным узлам, нечувствительным к механическим ударам и вибрации. Это и малое потребление мощности от трансформаторов тока и напряжения (на уровне 0,1–0,5 ВА вместо 10–30 ВА у электромеханических реле) вследствие использования их исключительно как датчиков. Однако при этом электронным реле требуется надежный источник питания. Практически, независимо от числа реализуемых функций, микропроцессорная РЗА потребляет от сети оперативного тока 15–20 Вт.

Вместе с тем некоторые характеристики микропроцессорных защит остались на том же уровне, как и у электромеханических и электронных аналогов.

3.2. Собственное время срабатывания микропроцессорных реле

Собственное время срабатывания осталось таким же, как у электромеханических аналогов. Это объясняется тем, что для определения интегральных параметров контролируемых токов и напряжений (действующих значений, фазовых сдвигов) требуется некоторое время. Действующее значение, как известно, определяется как

$$X_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} x^2(t) dt} . \quad (3.1)$$

Из формулы видно, что расчет действующего значения сигнала связан с вычислением интеграла в пределах периода контролируемого сигнала. А это

значит, что в реальном времени результат вычислений этого интеграла может быть получен только после наблюдения за контролируемым сигналом $x(t)$ в течение отрезка времени, равного периоду T . При этом не имеет значения, будет использоваться численный метод интегрирования или аналоговое интегрирующее звено.

Микропроцессорные реле, как и их аналоговые прототипы, могут формировать сигнал срабатывания и через более короткий отрезок времени, чем период T , если значение контролируемой величины заведомо превышает уставку.

3.3. Работа реле при насыщении трансформатора тока

Цифровая обработка сигналов может быть использована при насыщении трансформаторов тока для обеспечения правильной работы защиты. В режиме насыщения вторичный ток ТТ будет отличаться от значения, рассчитанного по паспортному коэффициенту трансформации. В некоторые моменты времени – вблизи перехода тока через ноль – преобразование выполняется правильно. Используя этот факт, можно рассчитать кривую вторичного тока по правильным значениям.

Предположим, для двух точек известны значения t_1, i_1 и t_2, i_2 . Это позволяет составить систему уравнений примерно следующего вида:

$$\begin{cases} i_1 = I_m \sin \omega t_1; \\ i_2 = I_m \sin \omega t_2. \end{cases} \quad (3.2)$$

Из (3.2) могут быть найдены величины ω и I_m .

Восстановление токов может потребоваться, в частности, для защит от однофазных замыканий на землю в сетях с изолированной нейтралью, где вероятность перехода измерительных трансформаторов тока нулевой последовательности в режим глубокого насыщения достаточно велика.

3.4. Защита от перегрузки

Основным последствием перегрузки по току является перегрев конструктивных элементов электроустановки – обмоток, магнитопровода, контактов и т.д. Это значит, что измерительные органы защиты должны контролировать именно температуру. Однако использование непосредственного контроля температуры затруднено, т.к. имеются сложности, связанные с размещением датчиков, передачи сигналов от датчиков, инерционностью систем тепловых измерений. В связи с этим на практике применяется косвенное измерение температуры (от простейших биметаллических расцепителей автоматов до более сложных устройств).

Применение цифровых РЗ при этом дает преимущества, связанные с организацией вычислений температуры непосредственно терминалом. Тепло, выделяющееся в проводнике или обмотке, частично отводится в охлаждающую сре-

ду, а частично идет на разогрев самого проводника. Для целей релейной защиты этот процесс может быть с достаточной точностью описан линейным дифференциальным уравнением первого порядка [5]:

$$I^2 r = \alpha F \Delta\theta + cm \frac{d\Delta\theta}{dt}, \quad (3.3)$$

где I – ток, протекающий по проводнику сопротивлением r ;

α – коэффициент теплоотдачи;

F и m – поверхность охлаждения проводника и его масса;

c – удельная теплоемкость единицы массы проводника;

$\Delta\theta$ – превышение температуры проводника над температурой окружающей среды (перегрев);

t – время.

Решение этого уравнения относительно перегрева имеет следующий вид:

$$\Delta\theta(t) = \Delta\theta_{уст}(I) \left(1 - e^{-t/T}\right) + \Delta\theta_{нач} e^{-t/T}, \quad (3.4)$$

где $\Delta\theta(t)$ – превышение температуры проводника в текущий момент времени t ;

$\Delta\theta_{уст}(I)$ – установившееся значение превышения температуры проводника в случае бесконечно длительного протекания по нему тока перегрузки I ;

$\Delta\theta_{нач}$ – исходный перегрев при $t=0$, обусловленный предшествующим режимом;

$T = \frac{cm}{\alpha F}$ – тепловая постоянная времени проводника.

Постоянная времени нагрева определяется конструкцией и условиями охлаждения. В частности, для вращающихся машин важно, заторможена машина или же вращается, что связано с ухудшением вентиляции.

Из (3.4) можно получить выражение для определения времени $t_{откл}$ разогрева проводника от начальной температуры $\Delta\theta_{нач}$, обусловленной предыдущим режимом, до предельно допустимой температуры $\Delta\theta_{откл}$ (температура, при которой должно происходить отключение):

$$t_{откл} = T \ln \left[\frac{\Delta\theta_{уст}(I) - \Delta\theta_{нач}}{\Delta\theta_{уст}(I) - \Delta\theta_{откл}} \right]. \quad (3.5)$$

На основе (3.5) выполнить защиту невозможно, т.к. ток перегрузки в общем случае изменяется во времени, а начальная температура в существенной мере зависит от текущего режима. Практически применяется отслеживание текущего значения температуры обмотки путем непрерывного вычисления интеграла, получаемого из (3.3):

$$\Delta\theta_t = \frac{1}{cm} \int_0^t (I^2 r - \alpha F \Delta\theta_{t-\Delta t}) dt + \Delta\theta_{\text{нач}}. \quad (3.6)$$

Удобнее при этом пользоваться системой относительных единиц. За базисные величины принимаются ток, при котором необходимо отключить электроустановку $I_{\text{откл}}$, и соответствующую ему температуру $\Delta\theta_{\text{откл}}$. Тогда будем иметь:

$$\Delta\theta^* = \frac{1}{T} \int_0^t (k[I^*]^2 - \Delta\theta_{t-\Delta t}^*) dt, \quad (3.7)$$

где k – коэффициент пропорциональности;

$$I^* = I/I_{\text{откл}};$$

$$\Delta\theta^* = \Delta\theta/\Delta\theta_{\text{откл}}.$$

Защита, выполненная по такому принципу, будет иметь схему, показанную на рис. 3.1.

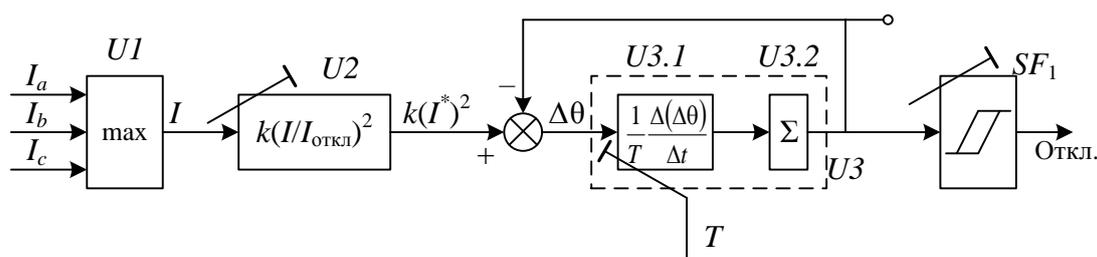


Рис. 3.1. Структурная схема пускового органа защиты

Максиплексор $U1$ выбирает максимальный из фазных токов, обеспечивая тем самым правильную работу защиты при различных видах повреждений и ненормальных режимов. Узел $U2$ осуществляет формирование сигнала, пропорционального тепловым потерям в проводнике, т.е. квадрату тока. Звено $U3$ выполняет операцию интегрирования. При выполнении численного интегрирования использовано следующее соотношение:

$$\frac{1}{T} \int (kI_*^2 - \Delta\theta_*) dt \approx \frac{1}{T} \sum \frac{\Delta[kI_*^2 - \Delta\theta_*]}{\Delta t}. \quad (3.8)$$

Интегратор включает в себя $U31$ – формирователь приращения сигнала $\Delta\theta/\Delta t$ – и сумматор $U32$. На выходе сумматора формируется относительное значение текущей температуры $\Delta\theta^*$. При достижении условия $\Delta\theta^* = 1$ срабатывает релейный элемент $SF1$ и формирует сигнал на отключение выключателя.

Используемая в схеме пускового органа модель нагрева проводника корректна в том случае, когда ток электроустановки в нормальных эксплуатационных режимах никогда не превышает длительно допустимого значения $I_{\text{нагр}}$. Для двигателей и некоторых других объектов такой подход непригоден.

У двигателей режим пуска является нормальным эксплуатационным режимом, но при этом пусковой ток может многократно превышать значение $I_{нагр}$. Для двигателей разной конструкции может допускаться различное количество пусков из холодного и горячего состояния. Следовательно, защита от перегрузки должна учитывать возможность пуска в различных условиях. Кроме того, в отключенном состоянии постоянная времени T должна автоматически увеличиваться в k_0 раз для учета условий охлаждения обмотки. Эти моменты отражены в схеме на рис. 3.2.

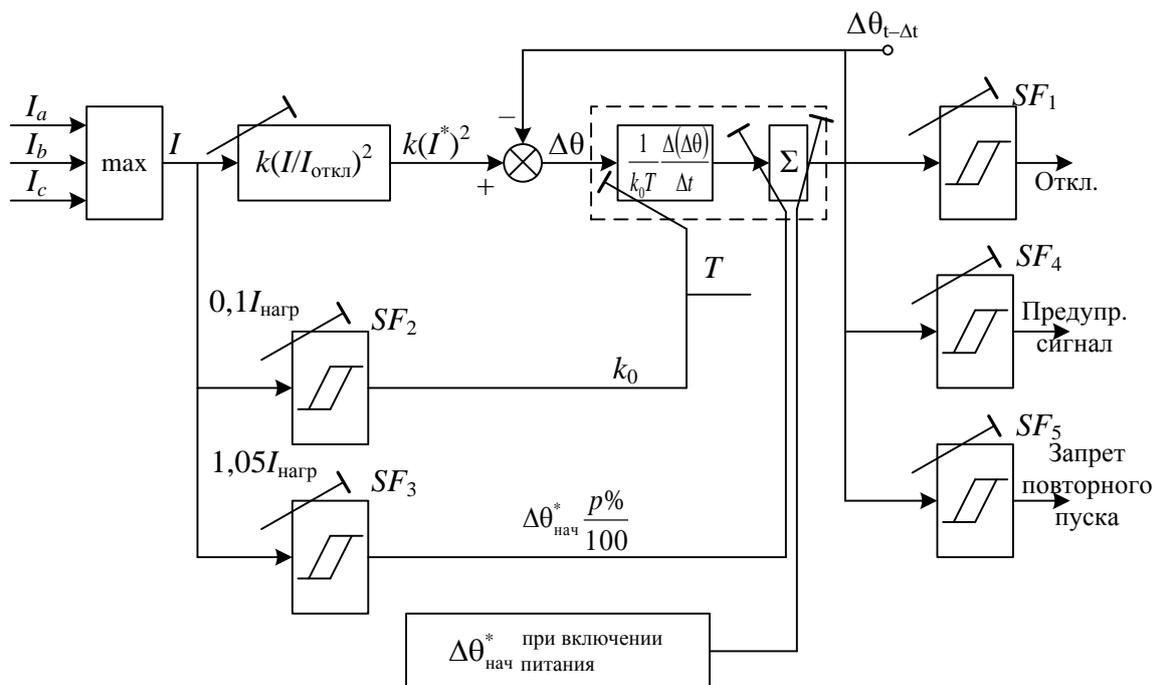


Рис. 3.2. Структурная схема пускового органа защиты с учетом условий охлаждения и условий пуска

Для учета условий пуска в схеме использован параметр $p\%$ (в пределах примерно от 20% до 100%). Его величина зависит от начальной температуры в момент возникновения перегрузки. Это значение устанавливается на уровне $p\%$ от температуры в режиме, предшествующем перегрузке. Наиболее тяжелым условиям пуска соответствуют наименьшие значения $p\%$.

Возникновение перегрузки фиксирует релейный элемент SF3 по факту превышения током значения $I_{откл} = 1,05I_{нагр}$. По его сигналу происходит изменение содержимого интегратора.

В момент подачи питания на реле в интегратор желательно заносить начальное значение температуры, примерно равное 70% от предельного значения.

3.5. Отстройка МТЗ без выдержки времени от пусковых режимов

Максимальные токовые защиты без выдержки времени двигателей или присоединений, питающих группы двигателей, могут ложно срабатывать при

протекании пусковых токов. Для отстройки от этих режимов их приходится за-грублять, но это существенно снижает чувствительность защиты в рабочем ре-жиме. При этом продолжительность режима пуска относительно невелика и це-лесообразно загрублять защиту только на этот период.

При использовании цифровых защит выявление режима пуска может быть выполнено достаточно просто [5]. Вариант структурной схемы пусковых орга-нов защиты показан на рис. 3.3, соответствующая диаграмма режима пуска – на рис. 3.4.

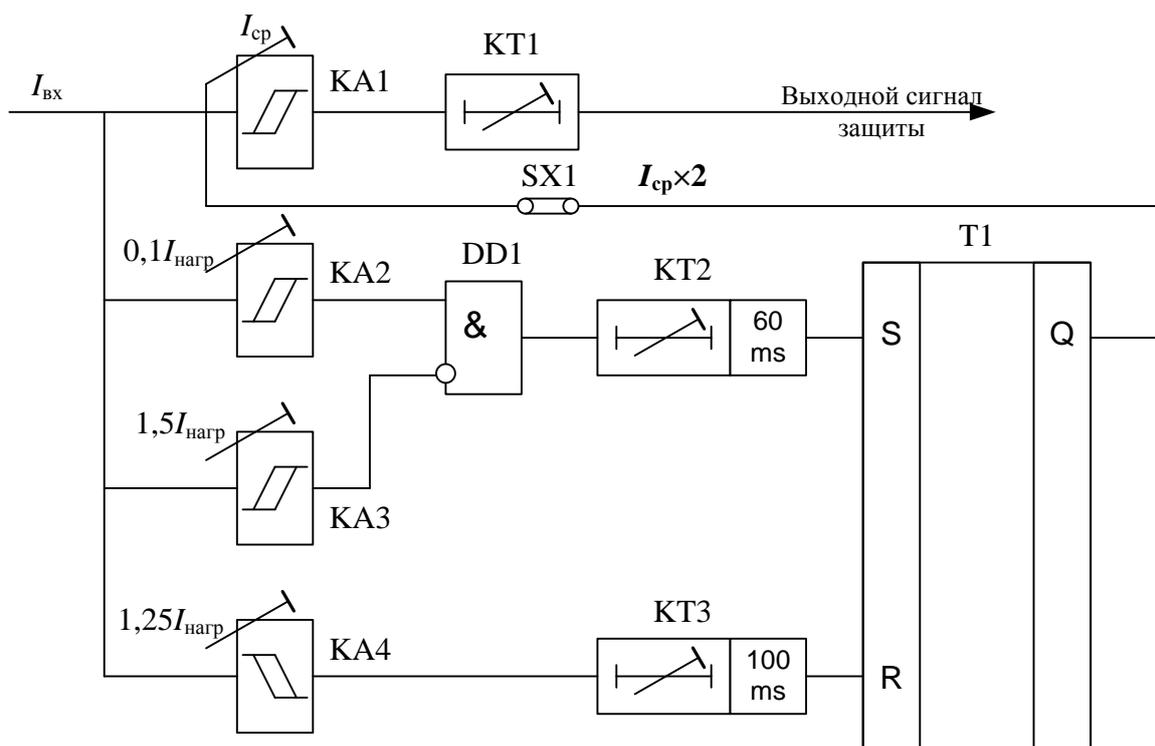


Рис. 3.3. Структурная схема пусковых органов МТЗ двигателя без выдержки времени с программным загрузлением на период пуска двигателя

В данном случае защита выполнена на измерительных органах $KA1$ и $KT1$. Кроме основного токового органа $KA1$ в составе защиты дополнительно предусмотре-ны еще три ($KA2$, $KA3$, $KA4$) с токами срабатывания, близкими к $0,1I_{нагр}$, $1,5I_{нагр}$ и $1,25I_{нагр}$. Под $I_{нагр}$ понимается ток нагрузки защищаемого фидера в установившемся режиме.

Режим пуска выявляется по наличию нарастания тока от нулевого значе-ния до значения, соответствующего пусковому режиму. Этому соответствует последовательное срабатывание токовых органов, имеющих уставки $0,1I_{нагр}$ и $1,5I_{нагр}$.

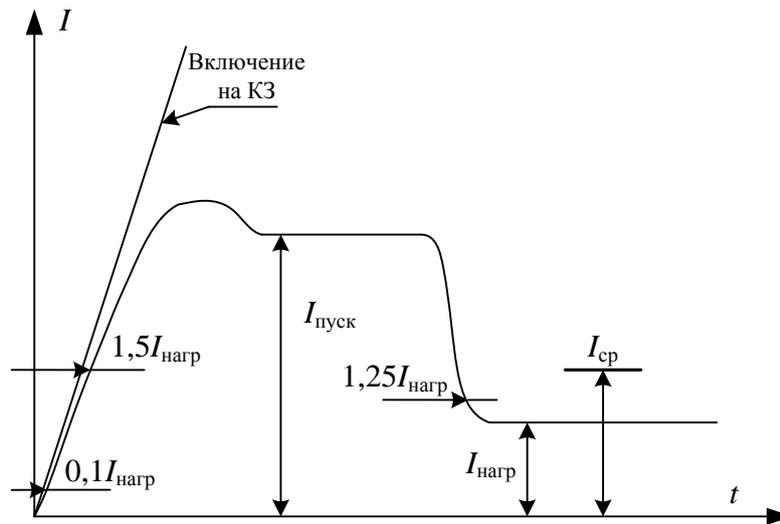


Рис. 3.4. Временная диаграмма режима пуска

Если ток между этими значениями увеличивается относительно медленно (режим пуска), то элемент выдержки времени КТ2 успевает отработать свою уставку (на схеме – 60 мс) и сформировать выходной сигнал до того, как на инверсный вход логического элемента «И» DD1 придет блокирующий сигнал от токового органа КА3. Если же выключатель включен на существующее короткое замыкание и ток нарастает быстрее, чем при пуске, то КТ2 не успевает сформировать выходной сигнал.

Выходным сигналом элемента выдержки времени КТ2, поданным на вход S и равным «1», триггер Т1 переводится в состояние, обеспечивающее загробление основного токового органа КА1 в два раза.

По окончании режима пуска ток присоединения снижается, что приводит к срабатыванию измерительного органа минимального тока КА4 с уставкой $1,25I_{нагр}$. Если на его выходе будет сформирована «1» в течение выдержки КТ3 (на схеме – 100 мс), то этот сигнал будет подан на вход R триггера Т1. При этом триггер вернется в исходное состояние, что обеспечит вывод загробления КА1.

Схема загробления может быть выведена из действия программной накладкой SX1.

3.6. Логическая защита шин

Логическая защита шин (ЛЗШ) используется для быстрого отключения секции (системы) шин с одним источником питания при коротком замыкании на шинах. В таких схемах ЛЗШ является альтернативой ДЗШ, поскольку имеет более простое и дешевое исполнение. Защита реализуется на принципе логической селективности и представляет собой ускорение МТЗ на вводном выключателе секции шин, осуществляющем дальнейшее резервирование защит на выключателях отходящих фидеров.

Без ЛЗШ при КЗ на каком-либо отходящем фидере срабатывает МТЗ и отключает выключатель поврежденного фидера. В случае отказа защиты или вы-

ключателя поврежденного фидера отключение КЗ производится выключателем ввода, защита которого должна иметь выдержку времени на ступень селективности большую, чем защита фидера. При таком способе обеспечения селективности выключатель ввода недостаточно быстро отключает повреждение на шинах.

Принцип логической селективности, напротив, обеспечивает быстрое отключение выключателя ввода от его МТЗ, но при условии, что не запустилась МТЗ ни на одном из отходящих фидеров (рис. 3.5, 3.6). Пуск защиты на каком-либо фидере говорит о внешнем по отношению к шинам КЗ, в этом случае выключатель ввода должен отключаться с выдержкой.

Терминалы защиты, предназначенные для установки на отходящих присоединениях и секционном выключателе, должны иметь релейные выходы непосредственно от токовых органов, а терминалы, предназначенные для установки на вводе, должны обеспечивать прием сигналов пуска МТЗ отходящих фидеров и реализацию рассмотренной логики.

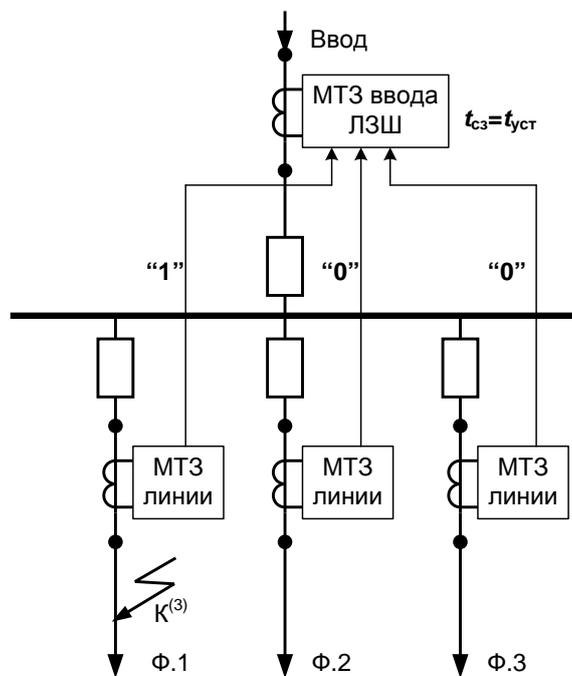


Рис. 3.5. Логическая защита шин. Внешнее короткое замыкание

ЛЗШ не может быть использована при двигательной нагрузке, поскольку при повреждении на шинах двигателя подпитывают точку КЗ. Это может привести к пуску защит на отходящих фидерах и, следовательно, к отсутствию сигнала на ускорение защиты ввода. МТЗ ввода будет работать с исходной уставкой по времени.

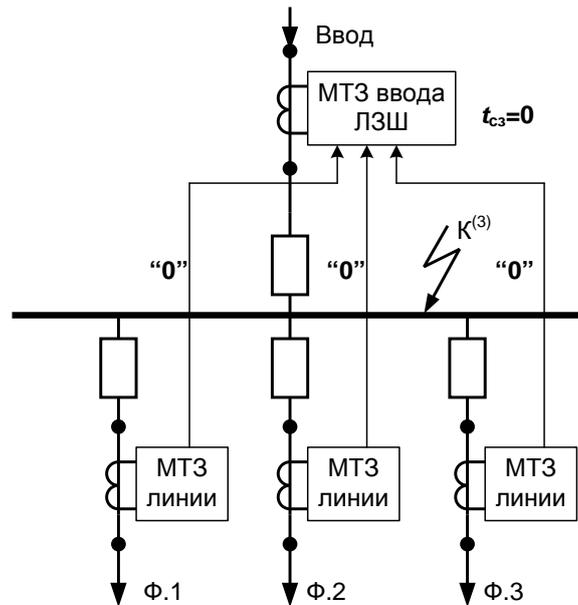


Рис. 3.6. Логическая защита шин. Короткое замыкание в зоне защиты

3.7. Дистанционная защита линии НПП «ЭКРА» в составе шкафа ШЭ2607–011021 или 012021

В отличие от реле КРС, имеющих круговую или эллиптическую характеристику, и микроэлементных панелей защиты серий ПДЭ и ШДЭ, обеспечивающих характеристики срабатывания строго определенной формы («многоугольник ПДЭ»), микропроцессорные терминалы дистанционной защиты позволяют задать характеристики срабатывания практически любой формы, в любом квадранте и с любым углом максимальной чувствительности.

Характерным примером являются шкафы защиты линии производства НПП «ЭКРА» (г. Чебоксары) ШЭ2607–011021 [4], реализующие, в числе прочих, алгоритмы трехступенчатой дистанционной защиты (ДЗ) в терминале БЭ2704–011 (012). Схема ДЗ содержит на каждую ступень по три реле сопротивления (РС), включенные на разности фазных токов $\dot{I}_a - \dot{I}_b$, $\dot{I}_b - \dot{I}_c$, $\dot{I}_c - \dot{I}_a$ и соответствующие междуфазные напряжения \dot{U}_{ab} , \dot{U}_{bc} , \dot{U}_{ca} .

Характеристика срабатывания (рис. 3.7) представляет собой пятиугольник, две стороны которого параллельны друг другу; верхняя сторона параллельна оси R и пересекает ось X в точке с координатой « X уставки» (X_I , X_{II} , X_{III}), правая сторона имеет угол наклона φ_1 относительно оси X и пересекает ось R в точке с координатой « R уставки» (R_I , R_{II} , R_{III}). Характеристики РС I и II направленных ступеней ограничены двумя отрезками, исходящими из начала координат и расположенными во втором и четвертом квадрантах (для III направленной ступени – в первом и втором квадрантах). Направленность задается углами наклона этих отрезков – φ_2 относительно оси R и φ_3 – относительно оси X соответственно.

Характеристика РС дополнительной II ненаправленной ступени имеет форму параллелограмма, смещенного в III квадрант на величину не более $0,1X_{II}$,

а ее уставки по R , X и φ_1 совпадают с аналогичными уставками для реле сопротивления направленной II ступени.

Небольшой наклон верхней стороны характеристик I и II ступени (при наличии) [1] обеспечивает отстройку от ложных срабатываний при КЗ с противоположной стороны линии. Наклон правого отрезка характеристики III ступени, выходящего из начала координат, обеспечивает отстройку от режимов перегрузки. Для I и II ступеней наклон этого отрезка дает отстройку от близких коротких замыканий через дугу. Наклон левого отрезка, выходящего из начала координат, позволяет отстроиться от режимов, в которых реактивная мощность направлена к шинам.

При использовании таких характеристик для ступеней без выдержки времени нижняя сторона (или вершина) должна проходить через начало координат, для ступеней с выдержками времени нижняя сторона смещается в третий квадрант для исключения мертвой зоны. Излишняя работа при КЗ на смежном участке при направлении тока КЗ к шинам («за спиной») исключена, т.к. срабатывает ступень поврежденного участка с меньшей выдержкой времени. В рассматриваемом случае характеристика III ступени не имеет смещения, поскольку используется для резервирования защиты смежного участка.

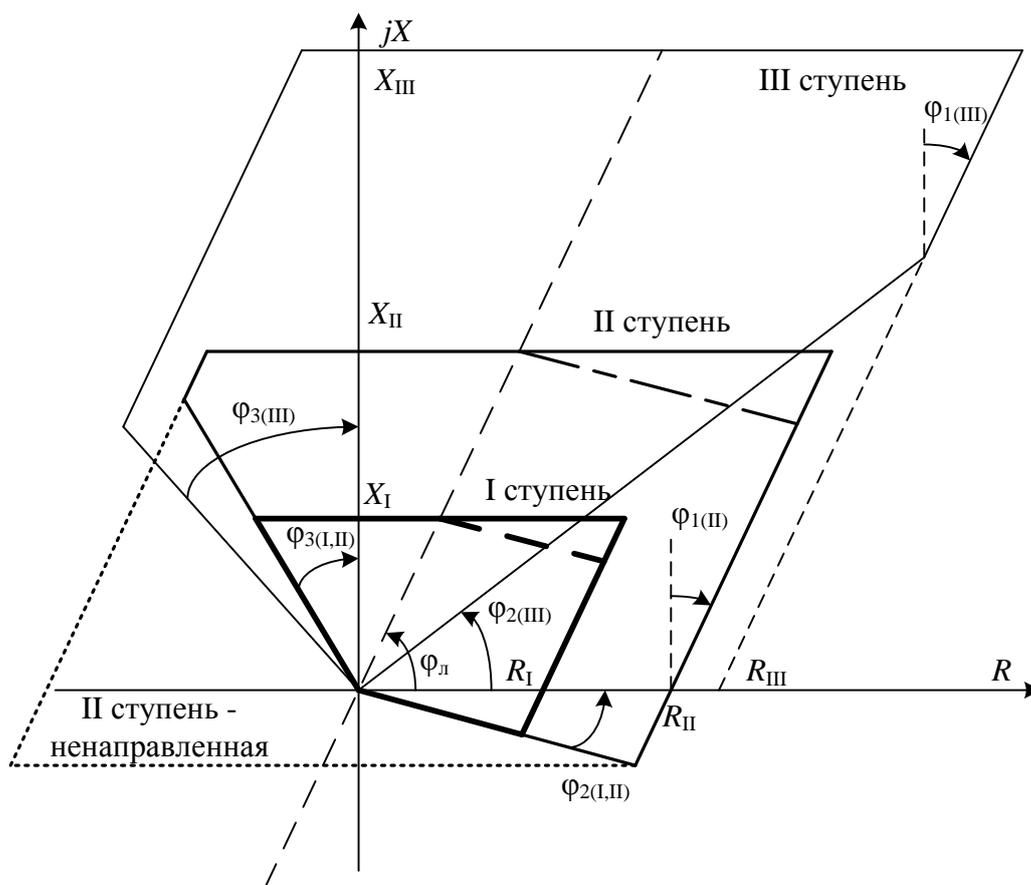


Рис. 3.7. Характеристики срабатывания ступеней дистанционной защиты

Ширина характеристики (расстояние по оси R между двумя параллельными сторонами) определяется:

- сопротивлением дуги;

- надежностью срабатывания;
- отстройкой от качаний.

Для исключения мертвой зоны может использоваться подпитка: при двухфазных КЗ – вводится небольшая часть напряжения от неповрежденной фазы; при трехфазных КЗ – используется контур «памяти», обеспечивающий за счет собственного переходного процесса медленное снижение напряжения предшествующего режима в течение времени, достаточного для срабатывания.

Дополнительная II ненаправленная ступень обеспечивает подхват кратковременного срабатывания по памяти реле I ступени при близких трехфазных КЗ. В этом случае из-за глубокого снижения напряжения теряется направленность реле сопротивления. Подхват осуществляется в течение всего времени, пока есть ток, достаточный для удержания в работанном состоянии реле сопротивления ненаправленной II ступени.

Для быстродействующих ступеней применяется пуск от блокировки при качаниях (БК). БК распознаёт режим качаний, помимо прочего, по скорости изменения действующих значений токов прямой и обратной последовательностей dI_1/dt и dI_2/dt . При удаленных КЗ в зоне действия III ступени и малых значениях dI_1/dt и dI_2/dt БК может не сработать, поэтому предусмотрена возможность вывести контроль III ступени от БК и оставить контроль только от БНН (блокировка при снижении напряжения). В этом случае III ступень отстраивается от качаний выбором соответствующей выдержки времени. При полном исчезновении напряжения БНН выводит ступень из работы во избежание ложного срабатывания ($U_p=0$, следовательно $Z_p=0$).

Контрольные вопросы к главе 3

1. В связи с чем собственное время срабатывания измерительных органов цифровых защит практически не отличается от времени срабатывания электромагнитных реле?
2. Как в схеме защиты от перегрузки учитываются условия пуска?
3. С какой целью в схеме защиты от перегрузки предусмотрено звено интегрирования?
4. Каким образом в схеме МТЗ без выдержки времени двигателя реализовано выявление процесса пуска?
5. Сформулируйте различия между логической защитой шин и дифференциальной защитой шин.
6. Как Вы понимаете принцип логической селективности?
7. Какое свойство микропроцессорных защит позволяет задавать характеристики срабатывания реле сопротивления произвольной формы?
8. От чего позволяют отстроиться отрезки характеристики срабатывания дистанционной защиты линии, выходящие из начала координат?
9. В чем особенности работы блокировки при качаниях дистанционной защиты линии на базе шкафов ЭКРА?

4. ЦИФРОВАЯ РЕГИСТРАЦИЯ АВАРИЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

4.1. Операции с мгновенными значениями сигнала

4.1.1. Определение мгновенных значений дискретно представленного сигнала

При вычислении мгновенных значений дискретизированного сигнала в произвольный момент времени используют различные методы интерполяции. Наиболее простая – линейная интерполяция, основанная на предположении о том, что приращение функции пропорционально приращению аргумента. В этом случае значение функции $f(t_x)$ в заданной точке t_x определяется следующим выражением [6]:

$$f(t_x) \approx f(t_n) + \frac{t_x - t_n}{t_{n+1} - t_n} [f(t_{n+1}) - f(t_n)]. \quad (4.1)$$

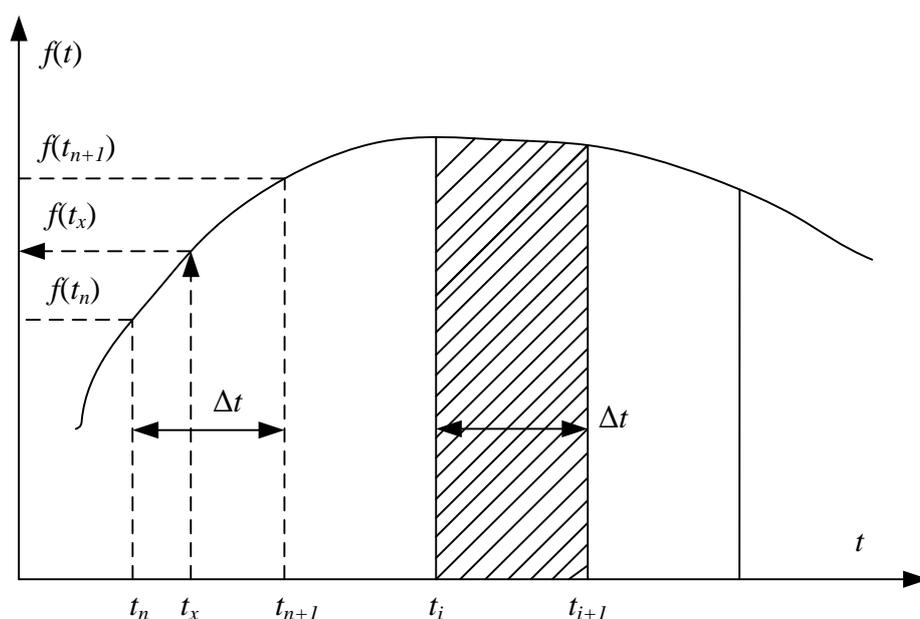


Рис. 4.1. К определению мгновенного значения

4.1.2. Дифференцирование дискретно представленных функций

По определению функция $f(x)$ называется дифференцируемой в точке x , если существует предел:

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{f(t_x + \Delta t) - f(t_x)}{\Delta t} = \lim \frac{\Delta f_x}{\Delta t}. \quad (4.2)$$

Возможно применение нескольких способов [6].

Опережающее дифференцирование.

Используются прямые разности:

$$\begin{aligned}\Delta f_n &= f(t_{n+1}) - f(t_n) - \text{первая производная;} \\ \Delta^2 f_n &= \Delta f(t_{n+1}) - \Delta f(t_n) = f_{n+2} - 2f_{n+1} + f_n - \text{вторая производная;} \\ \dots \\ \Delta^k f_n &= \Delta^{k-1} f(t_{n+1}) - \Delta^{k-1} f(t_n) - k\text{-я производная.}\end{aligned}$$

Отстающее дифференцирование.

Используются обратные разности:

$$\begin{aligned}\Delta f_n &= f(t_n) - f(t_{n-1}) - \text{первая производная;} \\ \Delta^2 f_n &= \Delta f(t_n) - \Delta f(t_{n-1}) = f_n - 2f_{n-1} + f_{n-2} - \text{вторая производная;} \\ \dots \\ \Delta^k f_n &= \Delta^{k-1} f(t_n) - \Delta^{k-1} f(t_{n-1}) - k\text{-я производная.}\end{aligned}$$

Центральное дифференцирование.

Используются интерполированные значения дискретной функции на середине интервала Δt .

$$\begin{aligned}\delta f_n &= f(t_{n+\frac{1}{2}}) - f(t_{n-\frac{1}{2}}) - \text{первая производная;} \\ \delta^2 f_n &= \delta f(t_{n+\frac{1}{2}}) - \delta f(t_{n-\frac{1}{2}}) - \text{вторая производная;} \\ \dots \\ \delta^k f_n &= \delta^{k-1} f(t_{n+\frac{1}{2}}) - \delta^{k-1} f(t_{n-\frac{1}{2}}) - k\text{-я производная.}\end{aligned}$$

Обеспечивает наиболее близкий к истине результат.

4.1.3. Интегрирование дискретно представленных функций

Опираясь лишь на текущие мгновенные значения функции, вычисление ее интегральных значений возможно только простейшим способом – *методом трапеций*.

Так, вычисление определенного интеграла функции $f(t)$, заданной равномерно отстоящими дискретными значениями на отрезке $[t_n, t_{n+N}]$, можно представить следующей последовательностью (см. рис. 3.1) [6]:

$$\int_{t_n}^{t_{n+N}} f(t) dt = \sum_{i=n}^{n+N-1} \left[\int_{t_i}^{t_{i+1}} f(t) dt \right] \approx \sum_{i=n}^{n+N-1} \left[\frac{f(t_i) + f(t_{i+1})}{2} \right] = \frac{\Delta t}{2} \sum_{i=1}^{n+N-1} [f(t_i) + f(t_{i+1})]. \quad (4.3)$$

4.2. Аппроксимация данных

В ряде случаев необходимо получить математическое выражение по результатам измерений. Чаще всего используется метод наименьших квадратов.

Предположим, что необходимо получить функцию, устанавливающую связь между парами чисел:

$$(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n),$$

где x_i – независимая переменная;

y_i – соответствующая ей зависимая переменная.

Например, по результатам N отдельных измерений требуется установить связь между током (независимая переменная – x) и падением напряжения на участке электрической цепи (зависимая переменная – y), т.е. получить функцию $y_i = u(x_i)$ при $i = 1, 2, \dots, N$.

Тип функции, обеспечивающей наилучшие результаты аппроксимации, определяется особенностями конкретного процесса. Могут применяться экспоненциальные, логарифмические, гармонические и другие функции. На практике чаще всего используются полиномиальные функции вида [6]:

$$u(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_mx^m, \quad m < N. \quad (4.4)$$

Необходимо определить коэффициенты a_0, a_1, \dots, a_m .

Обозначим отклонение результата в i -м замере y_i от аппроксимирующей кривой как параметр ε_i :

$$\varepsilon_i = y_i - u(x_i). \quad (4.5)$$

Оптимальное положение аппроксимирующей кривой на множестве экспериментальных точек будет наблюдаться в том случае, когда сумма квадратов отклонений точек будет наименьшей, что соответствует следующему выражению:

$$s = \sum_{i=1}^N \varepsilon_i^2 = \sum_{i=1}^N [y_i - (a_0 + a_1x_i + a_2x_i^2 + \dots + a_mx_i^m)]^2. \quad (4.6)$$

Минимальное же значение суммы s будет при равенстве нулю ее частных производных: $\frac{\partial s}{\partial a_k} = 0, k=0, 1, \dots, m$. Частные производные от суммы квадратов отклонений образуют систему из m нормальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{\partial s}{\partial a_0} = -2 \sum_{i=1}^N [y_i - (a_0 + a_1 x_i + a_2 x_i^2 + \dots + a_m x_i^m)] = 0; \\ \dots \\ \frac{\partial s}{\partial a_i} = -2 \sum_{i=1}^N x_i [y_i - (a_0 + a_1 x_i + a_2 x_i^2 + \dots + a_m x_i^m)] = 0; \\ \dots \\ \frac{\partial s}{\partial a_m} = -2 \sum_{i=1}^N x_i^m [y_i - (a_0 + a_1 x_i + a_2 x_i^2 + \dots + a_m x_i^m)] = 0. \end{cases} \quad (4.7)$$

После преобразования эту систему уравнений можно представить в матричной форме следующим образом:

$$\begin{bmatrix} N & \sum x_i & \dots & \sum x_i^m \\ \sum x_i & \sum x_i^2 & \dots & \sum x_i^{m+1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sum x_i^m & \sum x_i^{m+1} & \dots & \sum x_i^{2m} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

или

$$\mathbf{X}_\Sigma \mathbf{A} = \mathbf{X}_Y, \text{ откуда получаем } \mathbf{A} = \mathbf{X}_\Sigma^{-1} \mathbf{X}_Y. \quad (4.9)$$

4.3. Сглаживание данных

4.3.1. Общие положения

Результаты измерений, в частности, выборки из сигнала, часто содержат случайные погрешности. Для их устранения применяют сглаживание (выравнивание) исходных данных. Сглаживание заключается в уточнении ординат каждой отдельной точки с учетом положения нескольких близлежащих точек [6]. Для случая нормального распределения погрешностей используется способ Гаусса (метод наименьших квадратов).

Задача решается в два этапа.

I. По нескольким точкам экспериментальных данных определяется аппроксимирующая функция.

II. По критерию минимального среднеквадратичного отклонения уточняются ординаты точек относительно аппроксимирующей функции.

На практике стремятся использовать простые сглаживающие функции с минимальным числом параметров. Как и при аппроксимации, сначала определяется вид наиболее подходящей аппроксимирующей функции, а затем вычисляются ее коэффициенты.

4.3.2. Линейное сглаживание по трем точкам

В качестве аппроксимирующей функции берется функция вида $y = a_0 + a_1x$. Рассмотрим случай равноотстоящего расположения точек, т.е. $x_k = kh$, где h – интервал между значениями независимой переменной x . При заданном числе точек, используемых при аппроксимации (в данном случае $N=3$) предыдущая система уравнений (3.7) преобразуется следующим образом:

$$\begin{cases} \sum_{i=0}^N y_i = Na_0 + \sum_{i=0}^N a_1 x_i; \\ \sum_{i=0}^N x_i y_i = \sum_{i=0}^N a_0 x_i + \sum_{i=0}^N a_1 x_i^2. \end{cases} \quad (4.10)$$

Подставив в (4.10) значения $x_k = kh$ и приняв симметричное расположение точек данных относительно интересующей нас центральной (второй) точки, получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \sum_{k=-1}^1 y_k = Na_0 + a_1 \sum_{k=-1}^1 kh; \\ \sum_{k=-1}^1 (kh)y_k = a_0 \sum_{k=-1}^1 (kh) + a_1 \sum_{k=-1}^1 (kh)^2. \end{cases} \quad (4.11)$$

Из (4.11) определяются значения коэффициентов аппроксимирующей функции. Они будут равны:

$$a_0 = \frac{y_{-1} + y_0 + y_1}{3}; \quad (4.12)$$

$$a_1 = \frac{-y_{-1} + y_1}{2h}. \quad (4.13)$$

Соответственно, сглаженные значения точек будут определяться по следующим выражениям:

$$Y_{-1} = \frac{5y_{-1} + 2y_0 - y_1}{6}; \quad (4.14)$$

$$Y_0 = \frac{y_{-1} + y_0 + y_1}{3}; \quad (4.15)$$

$$Y_{+1} = \frac{-y_{-1} + 2y_0 + 5y_1}{6}. \quad (4.16)$$

4.3.3. Линейное сглаживание по пяти точкам

Возьмем в качестве аппроксимирующей функции полином второй степени $y = a_0 + a_1x + a_2x^2$. Действуя аналогично предыдущему случаю, получим выражение для оценки сглаженного значения ординаты n -й (центральной) точки:

$$Y_n = \frac{1}{35}(-3y_{n-2} + 12y_{n-1} + 17y_n + 12y_{n+1} - 3y_{n+2}). \quad (4.17)$$

4.4. Аппроксимация и сглаживание гармонических колебаний с аperiodическими составляющими

В электрических цепях напряжения и токи, наряду с вынужденными составляющими синусоидальной формы, часто содержат свободные составляющие экспоненциального вида. Для определения параметров такого сложного колебания может быть использован метод минимизации среднеквадратичной ошибки со следующим порядком действий [6].

Поскольку аппроксимирующая функция должна наилучшим образом оценивать колебание, лучше всего использовать функцию следующего вида:

$$g(t) = K_0 e^{-t/\tau} + \sum_{m=1}^M (K_{1c} \cos m\omega_0 t + K_{1s} \sin m\omega_0 t). \quad (4.18)$$

Интегральная ошибка между реальным колебанием и аппроксимирующей его функцией определяется выражением

$$s = \int [x(t) - g(t)]^2 dt. \quad (4.19)$$

Условие наилучшего совпадения аппроксимирующей функции и сигнала будет обеспечиваться наилучшим образом при равенстве нулю частных производных от функции ошибки, т.е.:

$$\frac{\partial s}{\partial K_0} = -2 \int \left[x(t) - K_0 e^{-t/\tau} - \sum_{m=1}^M (K_{1c} \cos m\omega_0 t + K_{1s} \sin m\omega_0 t) \right] e^{-t/\tau} dt = 0; \quad (4.20)$$

$$\frac{\partial s}{\partial K_{1c}} = -2 \int \left[x(t) - K_0 e^{-t/\tau} - \sum_{m=1}^M (K_{1c} \cos m\omega_0 t + K_{1s} \sin m\omega_0 t) \right] \cos m\omega_0 t dt = 0; \quad (4.21)$$

$$\frac{\partial s}{\partial K_{1s}} = -2 \int \left[x(t) - K_0 e^{-t/\tau} - \sum_{m=1}^M (K_{1c} \cos m\omega_0 t + K_{1s} \sin m\omega_0 t) \right] \sin m\omega_0 t dt = 0. \quad (4.22)$$

В выражениях (4.20)–(4.22) не показаны пределы интегрирования. Их выбор определяется эффективной длительностью аperiodической составляющей. Если постоянная времени экспоненты τ больше или соизмерима с периодом основной гармоники T_0 , то интегрирование должно вестись в пределах около 3τ . В случае, когда интегрирование допустимо выполнить в пределах периода основ-

ной гармонике, т.е. при малых τ , расчетные выражения существенно упрощаются и принимают вид:

$$K_0 = \frac{\int_t^{t+T_0} x(t) e^{-t/\tau} dt}{\int_t^{t+T_0} e^{-2t/\tau} dt}; \quad (4.23)$$

$$K_{1C} = \frac{2}{T_0} \int_t^{t+T_0} x(t) \cos m\omega_0 t dt; \quad (4.24)$$

$$K_{1S} = \frac{2}{T_0} \int_t^{t+T_0} x(t) \sin m\omega_0 t dt. \quad (4.25)$$

4.5. Определение интегральных параметров гармонических колебаний

При расчете и анализе режимов электрических систем и сетей многие процессы и соответствующие им сигналы идеализированно представляют в виде одного гармонического колебания известной частоты. При обработке информации такое представление может иметь место в случае пренебрежимо малого уровня помех, сопутствующих полезному сигналу, или в случае хорошей аналоговой фильтрации сигнала перед его анализом.

Если сигнал может быть описан функцией вида

$$x(t) = A \sin(\omega t + \varphi), \quad (4.26)$$

то для вычисления его обобщенных (интегральных) параметров – амплитуды A и начальной фазы φ может быть применен *метод первой производной* [6].

Первая производная для выражения (4.26) запишется как

$$x'(t) = \omega A \cos(\omega t + \varphi). \quad (4.27)$$

При совместном решении (4.26) и (4.27) имеем:

$$A = \sqrt{x^2(t) + (x'(t)/\omega)^2}; \quad (4.27)$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega x(t)}{x'(t)}. \quad (4.28)$$

Когда интегральные параметры тока и напряжения электроустановки определены, то на их основе могут быть вычислены их производные величины – например, мощности и сопротивления различных последовательностей, используемые в разных видах релейной защиты (токовой направленной, ТНЗНП, от перегрузки токами обратной последовательности, дистанционной, направленной фильтровой и т.д.).

Например, для напряжения $u(t) = U \sin \omega t$ и тока $i(t) = I \sin(\omega t + \varphi)$ можно определить модуль и аргумент вектора полной мощности:

$$|\dot{S}| = |\dot{U}| \times |\dot{I}| = \sqrt{[u(t)]^2 + \left[\frac{u'(t)}{\omega}\right]^2}; \quad (4.29)$$

$$\varphi_S = \varphi_U + \varphi_I = \arctg \left[\frac{\omega u(t)}{u'(t)} \right] + \arctg \left[\frac{\omega i(t)}{i'(t)} \right]. \quad (4.30)$$

Аналогично можно рассчитать параметры полного комплексного сопротивления цепи по известным значениям напряжения и тока:

$$|\dot{Z}| = \frac{|\dot{U}|}{|\dot{I}|} = \frac{\sqrt{u^2(t) + \left[\frac{u'(t)}{\omega}\right]^2}}{\sqrt{i^2(t) + \left[\frac{i'(t)}{\omega}\right]^2}}; \quad (4.31)$$

$$\varphi_Z = \varphi_U - \varphi_I = \arctg \frac{\omega u(t)}{u'(t)} - \arctg \frac{\omega i(t)}{i'(t)}. \quad (4.32)$$

4.6. Определение текущей частоты процесса

Рассмотрим метод определения частоты *по длительности периодов колебания* [6]. Под текущим периодом колебания будем понимать интервал между соседними точками пересечения гармонической функции оси времени. За начало каждого периода примем моменты перехода гармонической функции из области отрицательных значений в область положительных значений. Выборки, ближайšie к моментам перехода, выявляются по наличию двух расположенных рядом выборок, в одной из которых значения положительны, в другой – отрицательны. Момент перехода через ноль необходимо уточнять. С этой целью допустимо использовать линейную интерполяцию, поскольку в области перехода через ноль синусоидальная функция близка к линейной (известное правило приближенных вычислений $\sin x \approx x$ при $x \rightarrow 0$). Отсюда точный момент перехода через ноль при условии дискретного времени:

$$dn^I = \frac{U_n^I \Delta t}{U_{n+1}^I + U_n^I}, \quad (4.33)$$

где $\Delta t = 1/f_B$ – интервал между выборками при их частоте f_B ;
 U_n^I, U_{n+1}^I – значения двух смежных выборок разного знака.

При фиксированной частоте выборок момент времени записи выборки однозначно соответствует ее текущему номеру $n_{\text{тек}}$. При этом $t_{\text{тек}} = n_{\text{тек}}/f_B$, где f_B – частота выборки, приведенная в *.cfg-файле (см. описание формата

COMTRADE). Зная уточненный момент перехода через ноль, можно определить длительность текущего периода колебания:

$$T_{\text{тек}} = (n'' + dn'') - (n' + dn'), \quad (4.34)$$

где n' , n'' – номера выборок, предшествующих переходу колебания через ноль.

Основные шаги при вычислении частоты (рис. 4.2):

1) формирование массива M_n , включающего значения уточненных моментов перехода колебания (рис. 4.2, а) через ноль, записываемых на месте отрицательных выборок, непосредственно предшествующих этим переходам; остальные выборки заменяются нулевыми значениями (рис. 4.2, б);

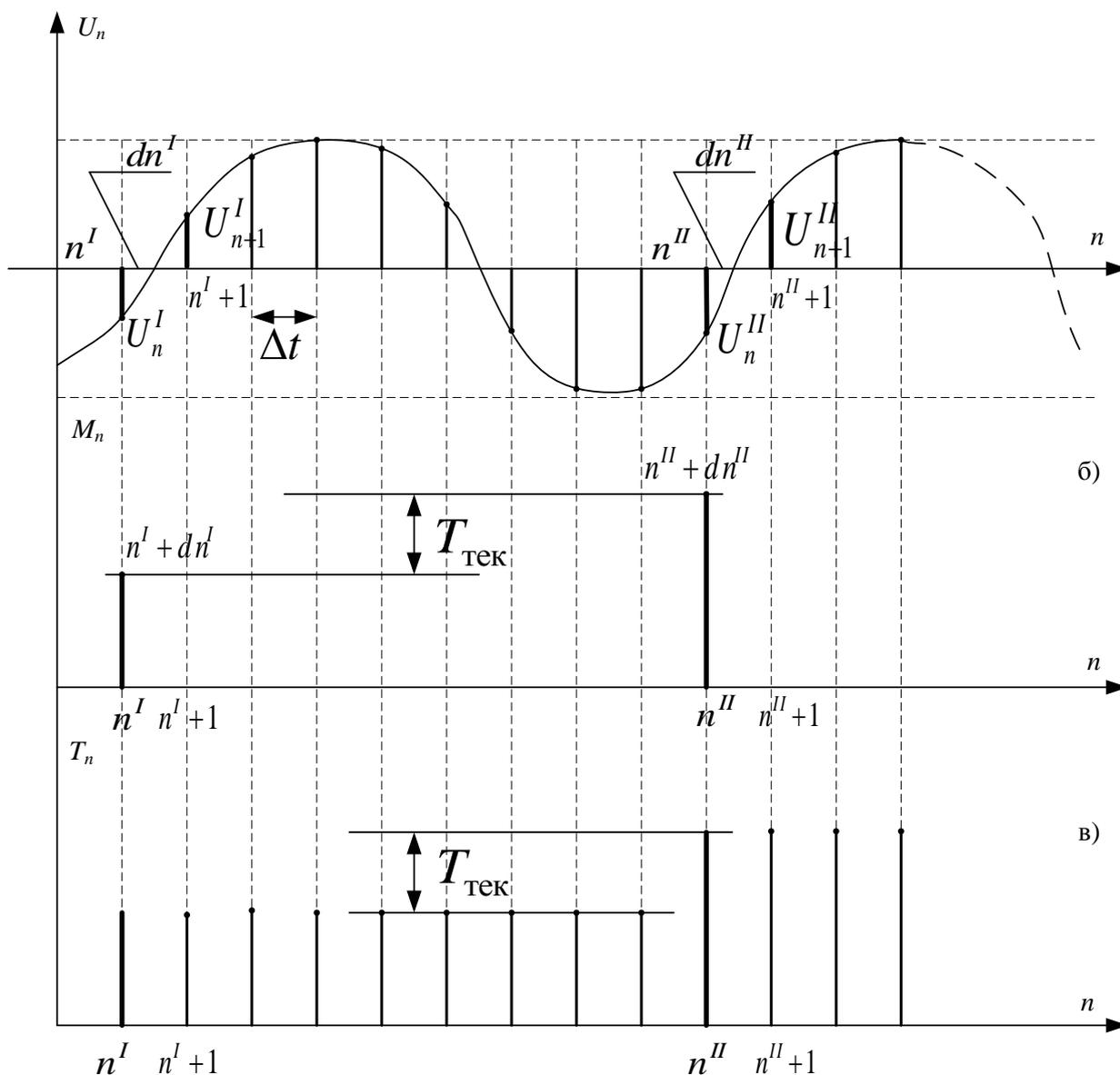


Рис. 4.2. К определению частоты колебания по длительности периодов

2) формирование массива T_n , выполняемое путем последовательного сравнения текущего элемента массива M_n со значением предшествующего элемента

массива. Если значение текущего элемента не превосходит значение предыдущего элемента, то текущий элемент массива T_n принимает значение предыдущего. В противном случае элементу массива T_n присваивается значение элемента массива M_n . Массив T_n представляет собой ступенчатую функцию, приращения которой равны длительностям текущих периодов колебания (рис. 4.2, в);

3) вычисление по элементам массива T_n текущей частоты $F(n)$.

Значение текущей частоты формируется с задержкой на $2N$ выборки по отношению к выборкам исходного сигнала, что связано с вычислением периода.

Недостатком этого способа является то, что период колебания определяется по мгновенным значениям сигналов вблизи нуля. Поскольку разрядность АЦП регистратора аварийных событий или терминала релейной защиты конечна, невозможно малые значения сигнала определять с достаточной точностью. Это приводит к погрешности в определении момента перехода колебания через ноль и, как следствие, к погрешности определения текущей частоты.

Контрольные вопросы к главе 4

1. В чем заключается способ линейной интерполяции?
2. В чем отличие между аппроксимацией и сглаживанием?
3. Какой способ используется при интегрировании дискретно представленных функций?
4. Что относится к интегральным параметрам гармонических колебаний? Где эти параметры используются?
5. Каким образом фиксируется начало периода гармонических колебаний?
6. В чем заключается метод наименьших квадратов?
7. В чем заключается метод минимизации среднеквадратичной ошибки?
8. С чем связана погрешность при определении текущей частоты процесса по длительности периодов колебания?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Басс Э.И., Дорогунцев В.Г. Релейная защита электроэнергетических систем / Под ред. А.Ф. Дьякова. – М.: Изд-во МЭИ, 2002. – 296 с.
2. Дьяков А.Ф., Овчаренко Н.И. Микропроцессорная автоматика и релейная защита электроэнергетических систем: учеб. пособие для вузов. – М.: Изд. дом МЭИ, 2017. – 335 с.
3. Овчаренко Н.И. Автоматика электрических станций и электроэнергетических систем / Под ред. А.Ф. Дьякова. – М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2000. – 504 с.
4. Шкафы защиты и автоматики управления линейным выключателем типов ШЭ2607 011021, ШЭ2607 012021. Руководство по эксплуатации ЭКРА 656453.022. – Чебоксары: Научно-производственное предприятие «ЭКРА», 2003.
5. Шмурьев В.Я. Цифровые реле защиты. – М.: НТФ «Энергопрогресс», 1999. – 56 с.
6. Шмурьев В.Я. Цифровая регистрация и анализ аварийных процессов в электроэнергетических системах. – М.: НТФ «Энергопрогресс», 2004. – 96 с.
7. Ульянов С.А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. – М.: Энергия, 1970. – 519 с.

Учебное текстовое электронное издание

Малафеев Алексей Вячеславович

**МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ УСТРОЙСТВА
РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ И АВТОМАТИКИ**

Учебное пособие

0,78 Мб

1 электрон. опт. диск

г. Магнитогорск, 2020 год
ФГБОУ ВО «МГТУ им. Г.И. Носова»
Адрес: 455000, Россия, Челябинская область, г. Магнитогорск,
пр. Ленина 38

ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный
технический университет им. Г.И. Носова»
Кафедра электроснабжения промышленных предприятий
Центр электронных образовательных ресурсов и
дистанционных образовательных технологий
e-mail: ceor_dot@mail.ru