Основы современных систем сбора данных

Курс для студентов 3-го и 4-го курсов кафедры ОФиВП физического факультета МГУ им. М.В. Ломоносова

Составитель П.М. Михеев

В данном курсе обсуждаются компоненты современных компьютерных систем сбора данных и даются рекомендации по их выбору для пользователей.

Содержание

Содержание ... **1**
Введение ... **3**
Понятие систем сбора данных ... 3
Типы и характеристики измеряемых сигналов ... 3
Характеристики аналоговых сигналов ... 4
Характеристики цифровых сигналов ... 4
Персональный компьютер ... **5**
Шины и порты, используемые для передачи данных ... 5
Последовательный порт RS-232 ... 6
Параллельный порт ... 6
GPIB (IEEE488) ... 6
USB ... 7
Fireware (IEEE1394) ... 7
Порты ввода/вывода ... 8
Прерывания ... 9
Прямой доступ к памяти ... 11
Аппаратура сбора данных ... **12**
Аналоговый ввод ... 12
Типичная схема ввода аналоговых сигналов ... 12
Типы и характеристики АЦП ... 13
Дизеринг ... 18
Встроенные усилительные каскады ... 18
Буферизованный сбор данных ... 19
Многоканальный сбор данных: мультиплексирование, одновременность ... 19
Аналоговый вывод ... 20
Типы и характеристики ЦАП ... 20
Буферизованный вывод данных ... 21
Синхронизация ... 22
Ввод/вывод цифровых сигналов ... 22
Асинхронный ввод/вывод цифровых сигналов: линия, порт ... 22
Синхронный ввод/вывод цифровых массивов ... 22
Цифровые счетчики/ таймеры ... 23
Основные характеристики счетчиков/таймеров ... 23
Генерация цифровых сигналов ... 24
Подсчет импульсов, измерение их параметров ... 24
Программное обеспечение ... **25**
Датчики и системы согласования сигналов ... **27**
Типы датчиков физических величин ... 27
Типы систем согласования сигналов ... 27

Методы подключения сигналов ... 29
Источники сигнала "заземленные" и с "плавающей землей" ... 29
Типы измерительных схем: дифференциальное подключение, подключение с общим заземленным и незаземленным проводом ... 30
Измерения сигналов от различных источников ... 33
Расширения компьютерных технологий ... 37
Карманные персональные компьютеры (КПК) ... 37
Системы реального времени ... 37
Программируемые контроллеры автоматизации ... 37
Основы обработки цифровых сигналов ... 39
Непрерывный сигнал ... 39
Непрерывное преобразование Фурье ... 39
Теорема Парсеваля ... 39
Временные и спектральные окна ... 40
Дискретный сигнал ... 41
Математическое представление дискретного сигнала ... 41
Спектр дискретного сигнала ... 41
Дискретные преобразования ... 43
Преобразование Фурье ... 43
Преобразование Лапласа ... 43
Основы корреляционного анализа ... 44
Цифровые КИХ и БИХ фильтры ... 45
Основы систем автоматического регулирования. ... 46
Общие сведения о системах автоматического управления и регулирования ... 46
Разновидности и свойства САР ... 47
Законы регулирования. ... 48
Виды задающих и возмущающих воздействий. ... 49
Математическое описание САР ... 49
Математическое описание элементов САР. ... 49
Структурные модели САР ... 51
Устойчивость и качество САР. ... 52
Основные условия устойчивости. ... 52
Алгебраический критерий устойчивости Гурвица. ... 53
Оценки качества регулирования. ... 53
Коррекция САР. ... 54
Передаточные функции. ... 55
Определение передаточной функции. ... 55
Структурные схемы и структурные преобразования. ... 56
Временные характеристики САР. ... 57
Частотные характеристики САР ... 57
Литература по системам автоматического управления ... 63
Основы систем с нечеткой логикой. ... 64
Нечеткая логика в системах управления ... 64
Фаззификация – переход к нечеткости ... 65
Лингвистические переменные. ... 65
Функции принадлежности ... 66
Разработка нечетких правил. ... 66
Дефаззификация – устранение нечеткости. ... 67
Метод центра максимума (CoM). ... 67
Метод наибольшего значения (MoM) ... 68
Метод центроида (CoA) ... 68
Литература по системам с нечеткой логикой. ... 68
Литература ... 69

Введение

Понятие систем сбора данных

В настоящее время технологии сбора данных нашли самое широкое применение: от научно-исследовательских приложений до различных задач испытаний и автоматизации в промышленности. Для осуществления сбора данных ученые и инженеры используют персональные компьютеры (ПК) с шинами PCI, PXI, CompactPCI, PCMCIA, USB, FireWire, а также с последовательными и параллельными портами. Многие устройства сбора данных устанавливаются непосредственно в компьютер и передают данные напрямую в его память. В ряде задач используются удаленные устройства сбора данных, которые подключаются к ПК через сеть Ethernet или через последовательный и параллельный порт. В общем случае корректность получаемых результатов определяется компонентами компьютерной системы сбора данных (смотри **Рис. 1**):

- датчики
- системы согласования сигналов
- оборудование сбора данных
- шина передачи данных
- персональный компьютер
- программное обеспечение

В данном курсе будет рассмотрен каждый из этих компонентов и описаны их наиболее важные параметры. Кроме того, здесь приведена большая часть терминов, используемых для описания компьютерных систем сбора данных.

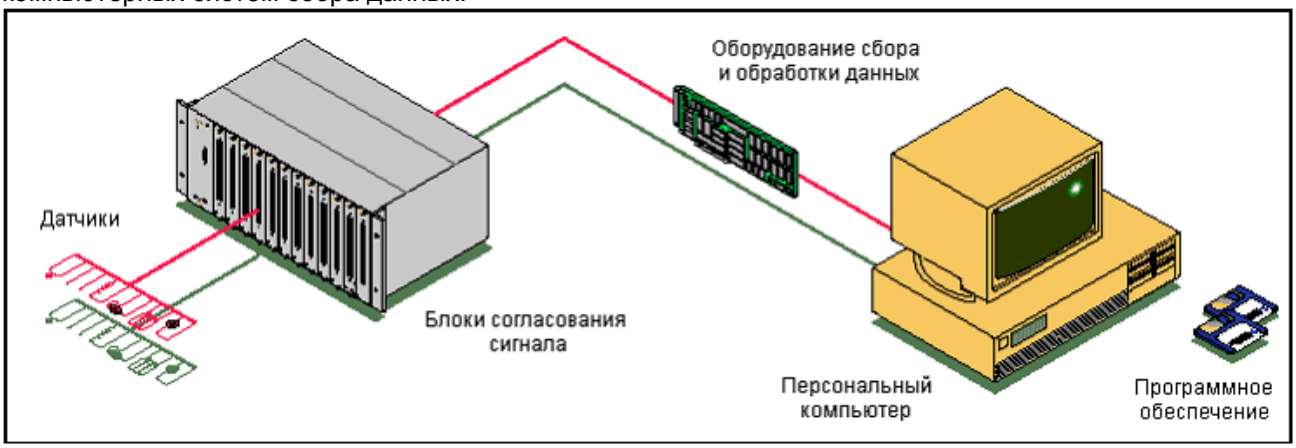


Рис. 1 Типичная современная компьютерная система сбора данных.

Типы и характеристики измеряемых сигналов

Существует два принципиально различных типа сигналов, определяющих используемую аппаратную часть системы сбора данных: аналоговые и цифровые сигналы. Необходимо сначала провести классификацию сигнала исходя из необходимости измерения тех или иных его параметров. Например, один и тот же сигнал из последовательности импульсов прямоугольной формы (см. **Рис. 2**) может быть как цифровым при необходимости измерения частоты следования импульсов, так и аналоговым при измерении крутизны фронтов импульсов.

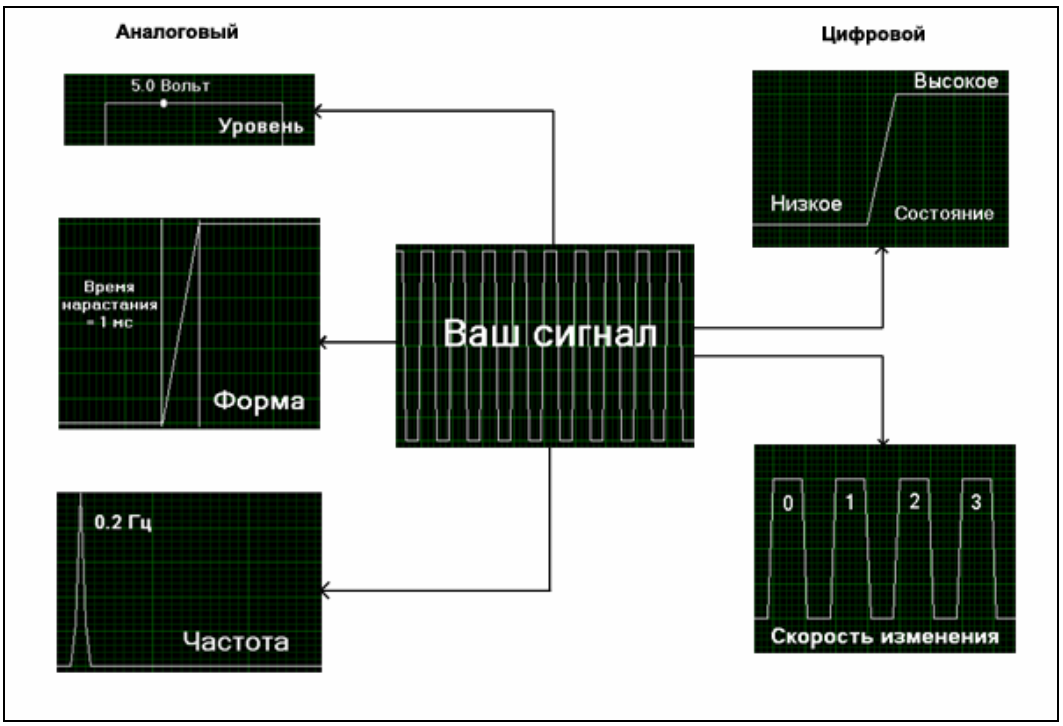


Рис. 2 Типы сигналов.

Характеристики аналоговых сигналов

Аналоговый сигнал может иметь любой уровень напряжения в зависимости от времени. Анализ аналогового сигнала сводится к измерению его временной формы, что дает информацию для последующего анализа других параметров сигнала, таких как частота сигнала, пиковые амплитудные значения, время нарастания/спада или среднее значение.

Следующие параметры аналогового сигнала определяют параметры системы сбора данных: амплитуда сигнала, характерное время изменения сигнала (например, длительность импульса или скорость нарастания его фронта). Немаловажным фактором является полоса частот сигнала, гармонические искажения, соотношение сигнал/шум и т.д.

Так, например, при медленном изменении уровня аналогового сигнала во времени, как правило, необходимо измерение его с высокой точностью по амплитуде. Для этого понадобится устройство сбора данных с большим разрешением по амплитуде, но небольшой частотой дискретизации по времени.

Характеристики цифровых сигналов

Цифровые сигналы имеют два возможных состояния – логическая «1» (высокий уровень напряжения, состояние «истина») и логический «0» (низкий уровень напряжения, состояние «ложь»). В современной технике существует несколько стандартов цифровой логики, наиболее распространенные среди них:

- Стандарт транзисторно-транзисторной логики (TTL/CMOS): уровень напряжения в интервале 0 ÷ 0,8 В трактуется как логический «0», а уровень напряжения в интервале 2,4 ÷ 5 В - логическая «1».
- Стандарт ТТЛ с пониженным уровнем напряжения Low Voltage TTL (LVTTL/LVCMOS): 0 В - логический «0», а 3,3 В - логическая «1».
- Промышленный стандарт с повышенным уровнем напряжения: 0 ÷ ±4 В логический «0», ±4÷ ±30 В логическая «1».

Можно измерить следующие параметры дискретного сигнала: состояние (уровень), скорость изменения состояний (длительность импульса, период, скважность). Например, измеряя частоту следования импульсов углового энкодера (датчика, преобразующего информацию о вращательном движении вала мотора в дискретный сигнал), можно определить частоту вращения вала, ускорение/замедление его вращения, угол поворота и направление вращения.

В основном в промышленности цифровые сигналы используются для помехоустойчивой передачи данных, с чем и связан высокий уровень логической "1" в 24 В.

Персональный компьютер

Шины и порты, используемые для передачи данных

Допустим, стоит задача непрерывной оцифровки быстроизменяющегося сигнала с частотой десять миллионов точек в секунду с точностью представления каждой точки в виде двух байтов. Легко подсчитать, что данные должны передаваться от системы сбора данных в компьютер со скоростью 20 Мбайт в секунду, следовательно, необходимо обеспечить необходимую пропускную способность интерфейса. Более того, если задача требует одновременной обработки результатов измерений в режиме реального времени, то дополнительные требования накладываются на производительность компьютера.

Таким образом, существенное влияние на максимальную скорость потокового сбора данных оказывает быстродействие компьютера, который используется в системе сбора данных (ССД). Поскольку компьютерные технологии развиваются крайне быстро, ваша ССД в полном объеме получает преимущества от их использования, а именно – возможности обработки сигналов и данных в реальном времени, расширенные функции графического отображения информации и высокие скорости сохранения потоков данных на дисковые накопители. Пиком современных технологий являются процессоры класса Pentium IV, AMD K8 и PowerPC в сочетании с высокопроизводительными системными шинами.

Шины PCI и, в последнее время, PCI-Express (PCI-E) являются стандартными компонентами большинства современных ПК и обеспечивают возможность передачи данных со скоростью до 4 Гбайт/с. При этом необходимо отметить, что шина PCI использует метод параллельной передачи данных по 4 байта за такт, а PCI-E является последовательной шиной.

На физическом уровне шина PCI-E образована двумя парами проводников: одна для передачи данных, вторая — для приема. Такое построение позволяет всем подключенным устройствам работать на полной скорости, в то время как в параллельной шине PCI пропускная способность распределялась между всеми подключенными устройствами. Слот PCI-E состоит из одного, двух, четырех, восьми или шестнадцати независимых каналов передачи данных. Одно последовательное соединение PCI-E обеспечивает пропускную способность 256 Мбайт/с. Пропускная способность одинакова в обе стороны, поскольку шина является полнодуплексной, то есть может передавать данные "туда" и "обратно" одновременно, по разным каналам. Таким образом, с учетом полного дуплекса, пропускная способность одного последовательного подключения PCI-E составляет 512 Мбайт/с, а при использовании 16 независимых линий – до 4 Гбайт/с в одном направлении и до 8 Гбайт – в обоих.

Внешние широко распространенные шины и порты USB и FireWire (IEEE 1394), PCMCIA и ее замена CardBUS, являются основой для построения гибких ССД со скоростью передачи данных до 80 Мбайт/с. Существуют так же и специализированные интерфейсы для взаимодействия с внешними приборами сбора данных, например, шина GPIB. Сравнительные характеристики шин и портов приведены в **Табл. 1**.

Необходимо так же отметить, что на скорость передачи данных существенно влияет архитектура шины/порта и способ передачи данных. Например, при почти равной пропускной способности шины USB 2.0 и порта Fireware IEEE1394a практическая скорость передачи потоковых данных последней существенно выше.

Возвратимся теперь к примеру о выборе системы сбора данных, приведенному в начале этой главы. Исходя из скорости поступления информации из устройства ввода данных в 20 Мбайт/с (160 Мбит/с) можно определить тип интерфейса устройства сбора данных по цифрам в **Табл. 1**: USB 2.0, Fireware, PCI и т.д. Отметим, что непрерывный сбор данных подразумевает их постоянную запись на жесткий диск компьютера. При больших скоростях ввода данных может возникнуть проблема с нехваткой пропускной способности системы записи информации.

Таким образом, компьютерные системы сбора данных представляют серьезную альтернативу стационарным решениям. В приложениях удаленного и распределенного сбора данных вы можете разместить измерительные узлы в непосредственной близости от датчиков и источников сигнала, а для передачи результатов измерений использовать стандартные сетевые технологии Ethernet, последовательный порт или узлы беспроводной связи. При выборе устройства сбора данных (СД) и архитектуры системной шины следует учитывать режимы и скорости передачи данных, которые поддерживаются выбранным устройством и шиной.

Быстродействие компьютера существенно влияет на производительность системы сбора данных в целом. Двадцать лет назад ПК могли передавать данные на частотах около 5 МГц, сегодня же эти скорости гораздо выше. При увеличении производительности ПК скорость работы ССД также увеличивается.

Табл. 1 Скоростные характеристики передачи данных основных шин и портов.

Тип шины/порта	**Максимальная пропускная способность, Мбит/с (частота МГц х ширина шины в битах)**
Serial port RS-232	0,115
Standard LPT port	0,92 (0,115x8)
GPIB IEEE 488.1/488.2	1/8
ECP/EPP LPT port	3
USB 1.1/2.0	12/480
Fireware IEEE 1394a/1394b	400/800
CF Type II / Type III	128/528
PCMCIA	264 (16x16)
CardBUS	1056 (33x32)
PCI	1056 (33x32)
PCI-E (x1/x16)	2048/32768

Последовательный порт RS-232

Последовательный порт до сих пор является стандартной периферией современных компьютеров (правда, на переносных компьютерах он встречается все реже и реже). Данные передаются через порт последовательно, один за другим. Для осуществления двустороннего обмена данными используется дополнительная цифровая линия. В общем случае сюда необходимо добавить линии готовности приемника и источника, линию обнаружения несущей и т.д. В результате COM-порт компьютера представляет 9-пиновый разъем (ранее существовал 25-пиновый аналог).

В отличие от TTL стандарта уровень логической «1» в последовательном порту составляет 12 Вольт, а «0» – -12 В. Большая разность уровней сигналов обеспечивает хорошую помехозащищенность, поэтому по последовательному интерфейсу данные могут передаваться на расстояния до 50 метров.

Возможны два метода передачи данных: синхронный и асинхронный. В первом случае данные передаются в соответствии с тактами опорного сигнала, передающегося по отдельной цифровой линии. Этот метод реализуется при передаче данных между цифровыми устройствами: микроконтроллерами, цифровыми потенциометрами, микросхемами генераторов и т.д.

В персональном компьютере используется асинхронный режим работы последовательного порта, при котором обмена данными происходит на известной фиксированной частоте. Информация передается в виде байтовых посылок, каждая из которых содержит стартовый бит, указывающий на начало передачи данных, 8 бит данных, бита контроля четности и одного или полутора бит стоп-битов.

Бит четности используется для простейшего контроля за ошибками, он бывает трех видов:

- Бит четности не используется (no parity),
- Четный бит – имеет значение «1», если сумма бит посылки является четной (Even parity),
- Нечетный бит – имеет значение «1», если сумма бит посылки является нечетной (Odd parity).

Скорость передачи данных измеряется в бодах. Отличие от бит/с заключается в том, что в этом случае учитываются все служебные биты при передаче информации. Типичные значения скорости передачи данных составляют 1200, 2400, 9600, 14400, 19200, 28800, 33600, 52800, 105600 бод.

Параллельный порт

Как следует из названия, в параллельном порте используется параллельная передача данных по восьми цифровым линиям (один байт). В настоящее время этот порт является двунаправленным, то есть можно обмениваться данными между компьютером и устройством. При минимальной конфигурации порта необходимо 11 линий: 8 – данные, 2 линии подтверждения и «земля». Максимальная дальность передачи данных составляет 10 метров, а скорость – до 1 Мбит/с.

GPIB (IEEE488)

GPIB (General Purpose Interface Bus) – шина общего пользования была предложена компанией Hewlett-Packard более 40 лет назад и имела в то время название HPIB. В СССР использовался совместимый аналог – канал общего пользования (КОП). После утверждения стандарта шины в международном институте стандартизации ей было присвоено сокращение IEEE-488.1, а в последствии, после принятия более совершенного протокола обмена данными, - название IEEE-488.2.

Стандарт IEEE-488 разрешает подключение к одной шине до 15 приборов. Топология шины может быть произвольной: линейной, звезда, дерево и т.д. Каждое из устройств имеет свой уникальный реконфигурируемый адрес для обеспечения адресного обмена данными.

Одно из 15 устройств, подключенных к шине, должно осуществлять роль контроллера-арбитра. Как правило, в роли контроллера выступает интерфейсная плата GPIB в компьютере. Передача данных происходит по параллельным линиям с использованием технологии Talker – Listener (Передатчик – Приемник) и может достигать скоростей до 8 Мбайт/с. Данные посылаются в устройство и принимаются обратно в символьном ASCII формате. Большое количество команд являются стандартными для широкого ряда приборов, например команда запроса идентификатора устройства *IDN? Тем не менее, для полной работы с прибором необходимо знать систему его команд, которая должна быть предоставлена производителем.

В настоящее время стандартными устройствами с GPIB интерфейсом являются внешние модульные осциллографы, спектральные анализаторы, генераторы сигналов и другие производителей Agilent, Tektronix и т.д.

USB

В настоящее время широкое распространение получила универсальная последовательная шина USB (Universal Serial Bus). Причина популярности кроется в дешевой практической реализации и достаточной гибкости архитектуры.

В общей сложности к одному контроллеру USB может быть подключено до 128 устройств. Первоначальная версия Full speed USB (USB 1.1) позволяла передавать данные со скоростью до 12 Мбит/с. Утвержденный вскоре стандарт Hi speed USB (USB 2.0) быстрее первоначального в 40 раз, что позволяет использовать USB шину для передачи оцифрованных данных и видеоизображения. Физически USB шина состоит из четырех проводов: линия питания +5В, «земля» и двух разнонаправленных линий данных.

С точки зрения программиста недостатком USB шины является необходимость написания драйверов для любого устройства, поскольку стандартных типов устройств со стандартными драйверами не существует. По этой же причине возникают сложности подключения устройства собственными силами: необходимо досконально знать протоколы обмена командами и данными между прибором и компьютером. Дополнительным ограничением скорости передачи потоковых данных является необходимость использовать прерывания.

Fireware (IEEE1394)

Последовательная шина FireWire (IEEE 1394) используется для подключения устройств, передающих большие объемы данных: видеокамеры, жесткие диски и другое высокоскоростное оборудование. Впервые шина была предложена компанией Apple в 1990 году в качестве дешевой альтернативы шине SCSI (необходимо отметить, что шина IEEE1394 использует метод последовательной передачи данных, а SCSI – параллельной передачи). На рынок PC шина пришла в 1997 году, она была предусмотрена в спецификации PC97. Синонимы IEEE1394: Fireware (торговая марка Apple Computers) и i.LINK (торговая марка SONY).

Интерфейс FireWire поддерживает синхронную и асинхронную передачу данных и предоставляет возможность подключения до 63 устройств на один порт. В стандарте IEEE1394a предусмотрена скорость передачи данных 100, 200 и 400 Мбит/с. Более новая спецификация IEEE1394b, которая уже доступна в настоящее время, поддерживает скорость передачи до 800 Мбит/с. При этом стандарты являются совместимыми вниз, и различные пары устройств могут обмениваться данными на отличающихся скоростях, например, на 100 и на 400 Мбит/с.

Для связи используется 6/4-х жильный медный кабель или, достаточно редко, оптоволокно. По одному из шести проводов подается напряжение питания от 8 до 40 В (ток до 1,5 А), что позволяет отказаться от источников питания в периферийных устройствах, еще один провод является «землей», а четыре других в виде двух экранированных витых пар используются для передачи данных. Для уменьшения размера разъема на мобильных устройствах используется 4-х контактный кабель без проводов питания.

Каждое устройство FireWire может содержать до 6 разъемов (чаще всего 3) для подключения других устройств. Длина сегмента FireWire может достигать 4,5 метров.

FireWire поддерживает автоопределение Plug-n-play, «горячее» включение и изохронный режим работы, обеспечивающий гарантированную полосу пропускания для подключенных устройств. Подобно контроллерам SCSI, контроллеры FireWire могут самостоятельно обрабатывать большинство операций ввода/вывода, не занимая время процессора. Это достигается с помощью передачи данных с использованием прямого доступа к памяти.

Большим достоинством шины FireWire, по сравнению с USB шиной, является наличие стандартизованных протоколов обмена данными между периферией и персональным компьютером. В настоящее время разработано более 50 международных стандартов. Одним из наиболее используемых стандартов обмена данными по шине Fireware является протокол DCAM, созданный для передачи некомпрессированного видеосигнала. Огромное количество промышленных цифровых видеокамер удовлетворяют спецификации DCAM, что позволяет использовать для работы с ними унифицированное программное обеспечение, например, пакет LabVIEW с модулем IMAQ for IEEE1394.

Порты ввода/вывода

Данные, которые поступают с устройства сбора данных в компьютер через интерфейс, попадают в порт ввода-вывода данного устройства. Порт ввода-вывода – это специальная область оперативной памяти, используемая для обмена информацией с внешними и интегрированными на материнскую плату устройствами: различными контроллерами, последовательными, параллельными и PS/2 портами, USB и Fireware устройствами, платами расширения с интерфейсами PCI, PCI-E и т.д. При конфигурировании операционной системы, естественно, необходимо добиться отсутствия перекрытия областей памяти портов разных устройств.

Так, например, последовательный порт COM1 имеет один байтовый порт, начинающийся по адресу 0x3F8, COM2 – 0x2F8. Параллельный порт LPT1 имеет трехбайтовое адресное пространство для обмена данными (1 байт), управления командами (1 байт) и чтения текущего состояния (еще 1 байт), эта область памяти начинается с адреса 0x378 и 0x278 для порта LPT2. Пример конфигурации портов ввода/вывода показан на **Рис. 3**.

В современной архитектуре персонального компьютера существует четыре основных способа обмена данными между устройством и компьютером через порты ввода/вывода:

- синхронный обмен;
- асинхронный обмен;
- обмен данных по прерыванию;
- обмен данных с использованием прямого доступа к памяти.

При синхронном типе обмена информацией между двумя устройствами заранее устанавливается скорость передачи данных, и передатчик побитово отправляет посылку, не заботясь о ее корректном получении со стороны приемника. При этом достигается максимальная скорость передачи информации при ее низкой достоверности. Для обеспечения надежности таких линий зачастую используется метод подтверждения, когда приемник пересылает полученные данные назад передатчику. Тот в свою очередь проверяет сохранность данных и либо повторяет посылку, либо высылает новую.

При использовании асинхронного обмена данными по шине передаются специальные управляющие сигналы, информирующие о готовности к приему/посылке данных, подтверждающие прием/передачу информации и т.п. Это существенно повышает надежность передачи данных.

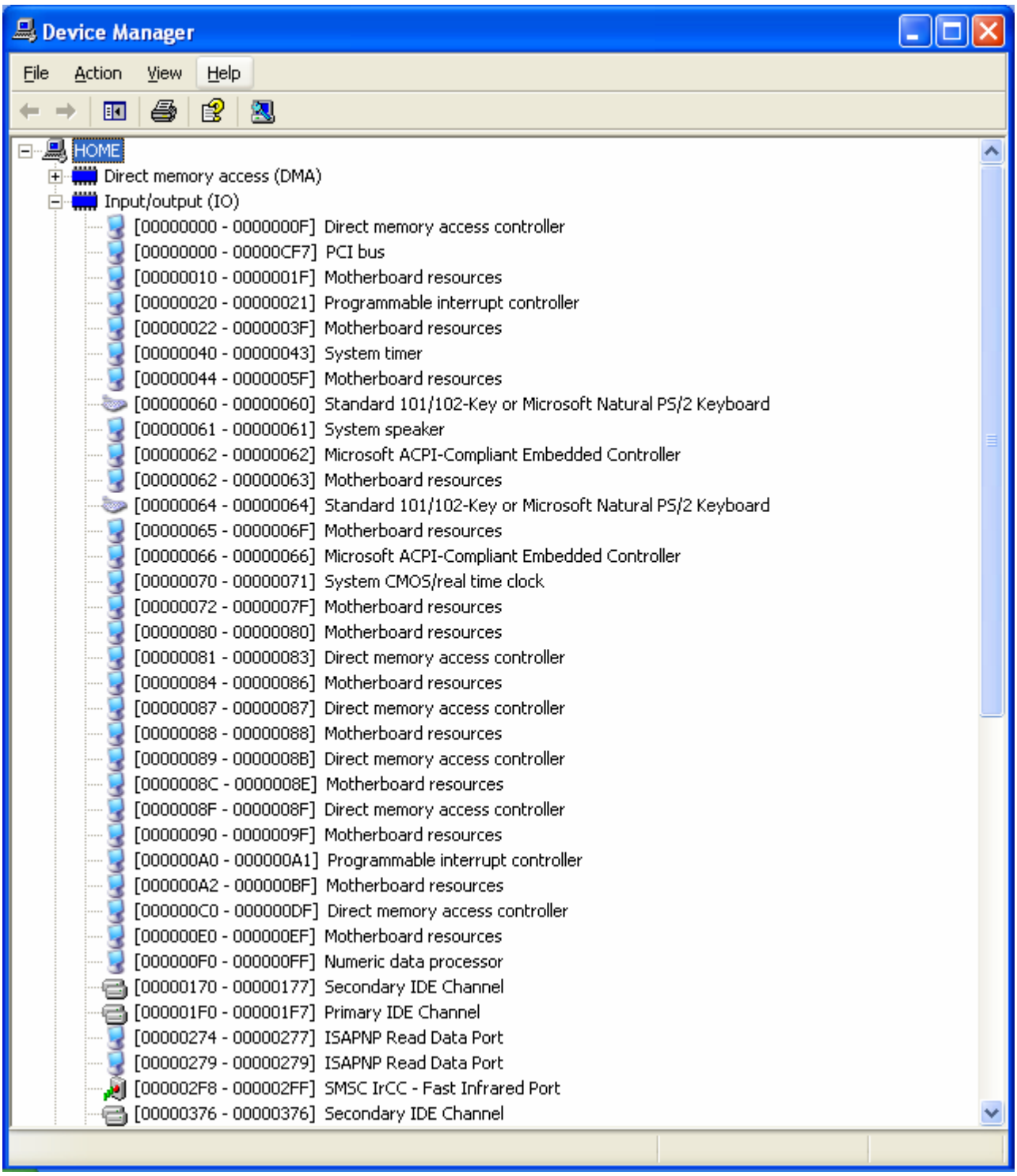


Рис. 3 Пример конфигурации портов ввода/вывода персонального компьютера.

Прерывания

Существует три типа прерываний (IRQ – interrupt request): программные, аппаратные и внутренние логические. Программные прерывания удобно использовать для организации доступа к отдельным общим для всех программ модулям. Например, программные модули операционной системы доступны прикладным программам именно через прерывания, и нет необходимости при вызове этих модулей знать их текущий адрес в памяти.

Внутренние (логические) прерывания формируются самим процессором, когда он встречается с некоторыми особыми событиями, например, деление на 0.

Аппаратные прерывания вызываются физическими устройствами. На физическом уровне аппаратное прерывание – это электрический сигнал, который аппаратура посылает процессору по

линиям прерываний, сообщая об изменении в своем состоянии или запрашивая определенные действия со стороны процессора. Например, прерывание может сообщать о том, что плата сбора данных завершила измерение необходимого количества точек, и необходимо данные переместить в буфер в оперативной памяти. Аппаратные прерывания могут быть маскируемыми и немаскируемыми, то есть некоторые прерывания могут быть разрешены или запрещены, а некоторые запретить нельзя. Последние обычно используются для сообщений о "катастрофических" событиях: отключении питания, обнаружении ошибок памяти и т.д.

С точки зрения создания систем автоматизации нас будут в первую очередь интересовать аппаратные прерывания. Они поступают в контроллер прерываний по линиям шины прерываний. В первых IBM PC в качестве контроллера прерываний (PIC – Programmable Interrupt Controller) использовалась микросхема Intel 8259 (I8259), имеющая 8 входов для сигналов прерываний. Контроллер программировался на установление приоритетов прерываний, наивысшим приоритетом обладала линия IRQ0, а наименьшим – IRQ7. В последствии количество линий прерываний было увеличено до 15 путем каскадного включения двух микросхем I8259, при котором выход второго контроллера подключался к входу IRQ2 первого. Таким образом, линии IRQ8-IRQ15 имели приоритет ниже, чем IRQ1, но выше чем IRQ3, а линия IRQ2 получила название каскадируемой. В настоящее время в современных компьютерах используется усовершенствованный контроллер прерываний (APIC – Advanced PIC), рассчитанный на 24 линии прерываний.

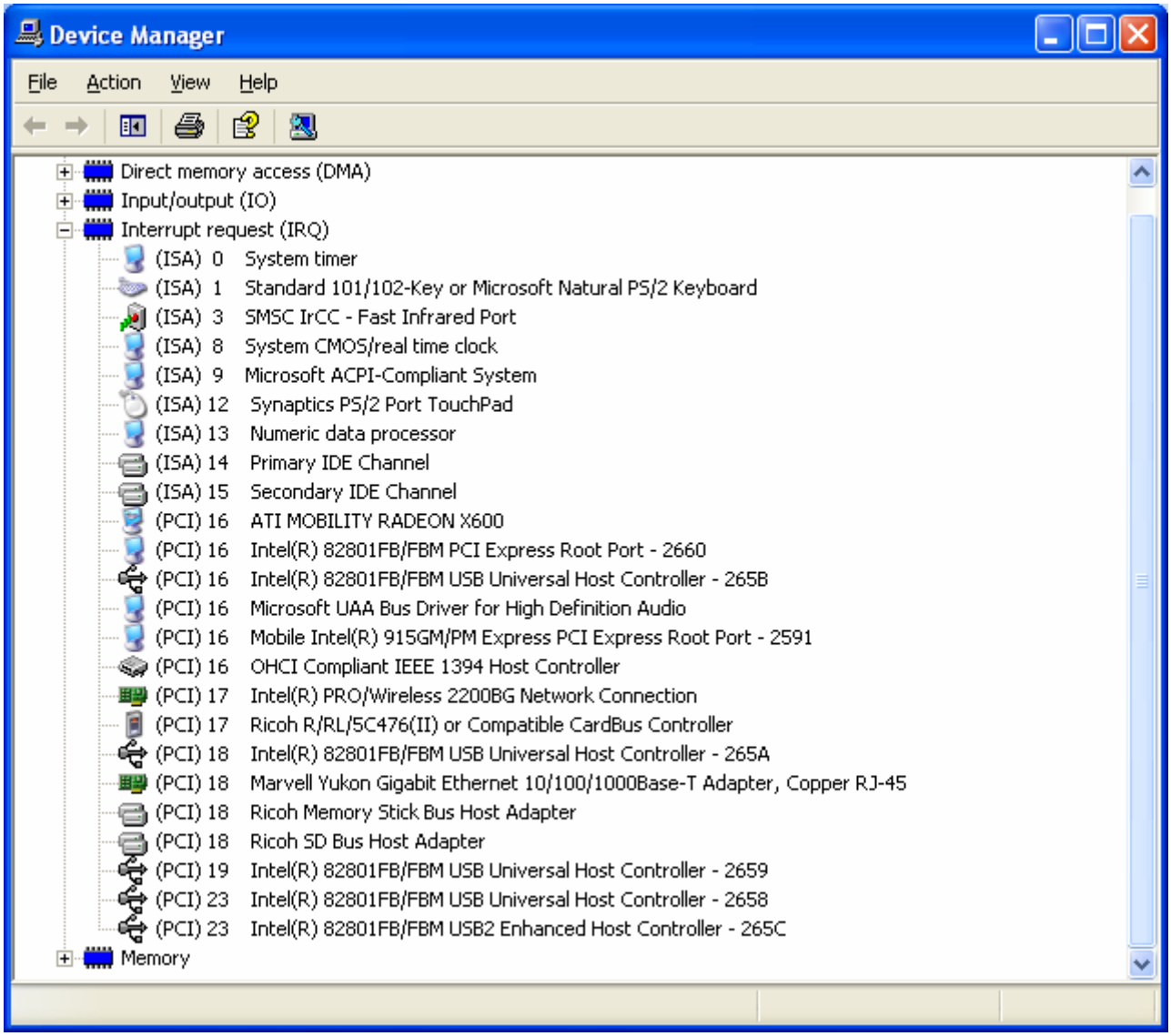


Рис. 4 Пример конфигурации прерываний персонального компьютера.

Рассмотрим механизм обработки прерываний. После того, как контроллер получил по одной из линий прерывание, он проверяет разрешение на это прерывание в регистре масок, расположенном в портах ввода/вывода по адресу 0x20 (см. **Рис. 3**). Затем контроллер прерываний определяет приоритет прерывания, поскольку одновременно их может поступить несколько штук.

Если прерывание разрешено и у него наивысший приоритет, в таблице векторов прерываний, расположенной в младших адресах памяти, определяется адрес сегмента программы – обработчика прерываний, который передается в регистр адреса процессора. Перед обработкой прерывания процессор приостанавливает текущие вычисления, сохраняет в стеке текущие значения регистров процессора. Кроме этого в регистре масок выставляется флаг на запрет обработки других прерываний за исключением немаскируемых.

По завершению обработки прерывания убирается флаг из регистра масок, восстанавливается состояние регистров процессора, и он возвращается к выполнению текущего задания.

Прямой доступ к памяти

Передача данных с использованием прямого доступа к памяти ПДП (DMA – Direct Memory Access) осуществляется при помощи специального аппаратного контроллера, который производит запись информации с системной шины компьютера напрямую в ОЗУ, минуя процессор и тем самым повышая общую производительность системы.

Стандартно процесс записи числа в ОЗУ осуществляется с помощью центрального процессора. Если устройство имеет аппаратно реализованную возможность работы с линиями ПДП, оно обращается к контроллеру ПДП по одному из каналов ПДП. Контроллер запрашивает у процессора разрешение на передачу/прием данных по определенным адресам. При этом процессор в дальнейшем освобождается от задач управления передачей данных, что освобождает его для выполнения более сложных вычислительных задач.

В IBM PC/XT для организации прямого доступа к памяти использовалась одна 4 контактная микросхема I8237. Канал 0 которой предназначен для регенерации динамической памяти. Каналы 2 и 3 предназначены для управления высокоскоростной передачей данных между жесткими дисками и ОЗУ. Только канал 1 DMA был доступен для дополнительного оборудования. IBM PC/AT имеет уже 7 каналов прямого доступа к памяти. В первых компьютерах это достигалось каскадным включением двух микросхем I8237, в настоящее время с этой целью используется один контроллер, интегрированный в северный мост материнской платы.

Еще раз повторим, что для использования преимуществ ПДП устройство сбора данных должно поддерживать передачу данных этими способами на аппаратном уровне. Например, устройства для шин PCI и FireWire (IEEE 1394) могут работать и в режиме прямого доступа к памяти и с использованием прерываний, в то время как приборы для PCMCIA и USB предают данные только с использованием прерываний. Таким образом, метод передачи данных также влияет на максимальную производительность ССД, в зависимости от объема вычислений и иных операций, выполняемых процессором компьютера параллельно с измерительными задачами.

Наибольшее преимущество от ПДП можно получить только при записи больших непрерывных в памяти блоков данных. Использование прямого доступа к сильно фрагментированной памяти или запись по одному значению может даже замедлить работу системы в целом. Таким образом, время доступа к диску и фрагментация файловой системы могут значительно снизить максимальную скорость сбора и накопления данных. Для измерительной системы, которая регистрирует высокочастотные сигналы, следует выбирать высокоскоростной жесткий диск и убедиться, что на нем есть достаточное количество непрерывного (нефрагментированного) свободного места. Более того, для сбора данных лучше выделить отдельный диск, расположив операционную систему на другом жестком диске.

Аппаратура сбора данных

Исходя из задач, можно создать систему на базе одного из следующих классов устройств сбора данных:

- Устройства аналогового ввода/вывода
- Устройства цифрового ввода/вывода
- Счетчики/таймеры
- Многофункциональные устройства, поддерживающие аналоговые и цифровые операции, а также возможности счетчиков

Аналоговый ввод

Типичная схема ввода аналоговых сигналов

Современную реализацию каналов аналогового ввода рассмотрим на примере схемы типичной многофункциональной платы National Instruments PCI-6040E (см. **Рис. 5**). Для упрощения ситуации будем считать, что есть только один канал ввода аналоговых данных (см. **Рис. 6**). При этом измеряемый сигнал и его «земля» (о типах подключения поговорим позже) подаются на входы программируемого усилителя (ПУ) с программно изменяемым коэффициентом усиления, затем усиленный сигнал поступает на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Результат измерений уровня напряжения записывается в буфер (FIFO), откуда впоследствии через интерфейс PCI шины считывается с использованием прерываний или прямого доступа к памяти.

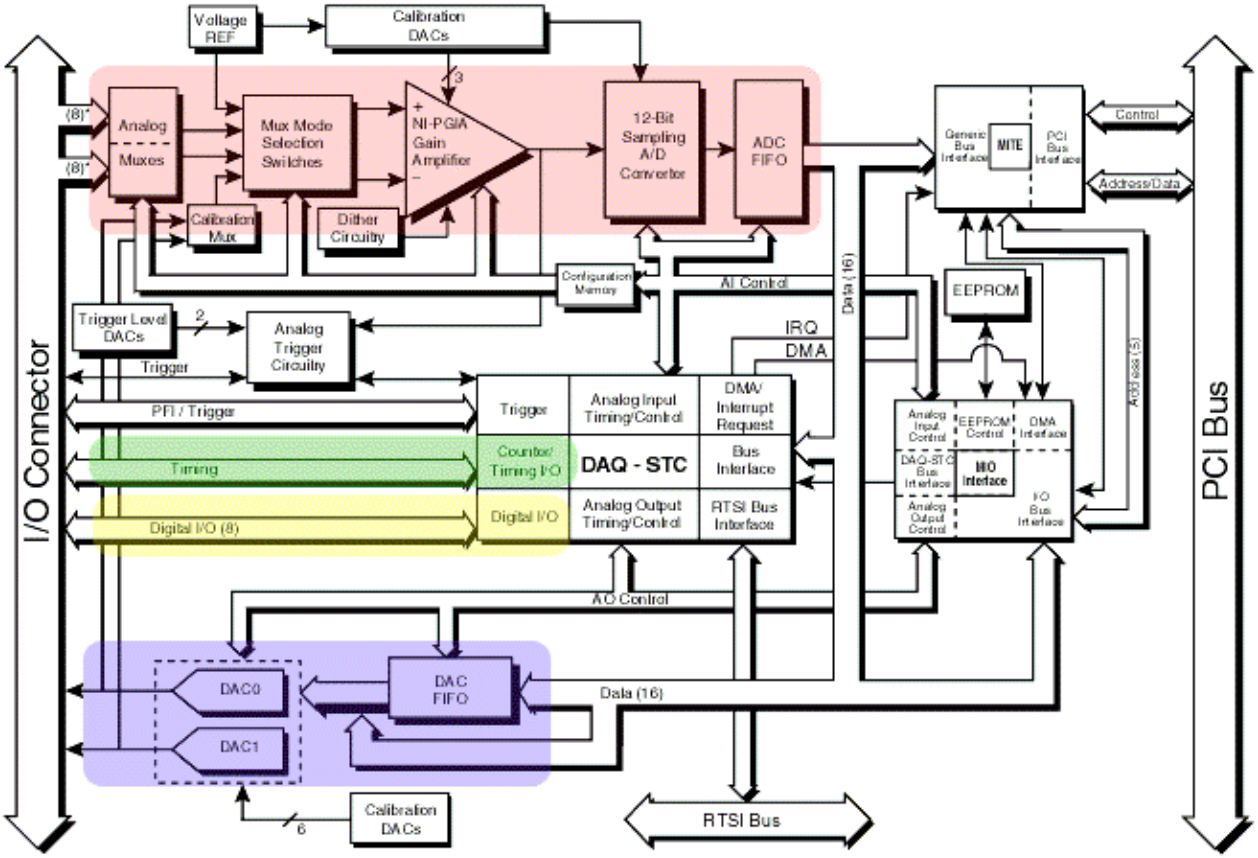


Рис. 5 Типичная схема многофункциональной платы ввода-вывода данных: розовым выделен блок аналогового ввода, голубым – аналогового вывода, желтым – блок цифровых линий ввода/вывода, зеленым – блок цифровых счетчиков/таймеров (на примере платы National Instruments PCI-6040E).

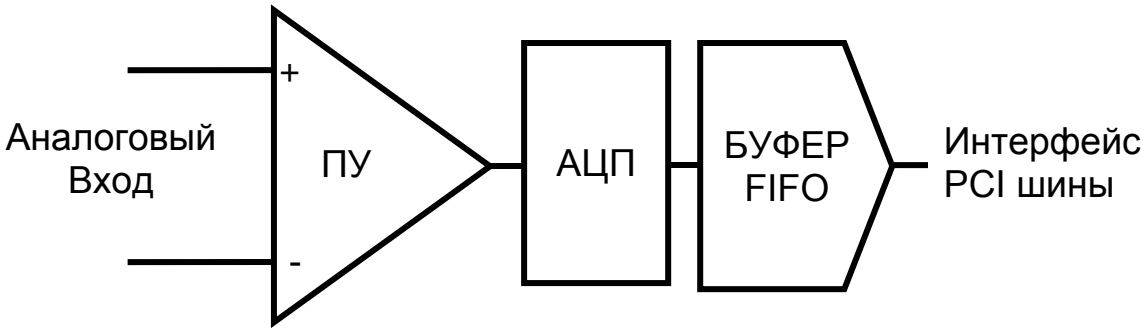


Рис. 6 Типичная схема одноканального аналогового ввода.

Типы и характеристики АЦП

В последнее время наиболее распространена классификация аналого-цифровых преобразователей, отображающая временной процесс преобразования: последовательный, параллельный или последовательно-параллельный.

АЦП параллельного типа содержит делитель, состоящий из набора последовательно включенных резисторов с одинаковым сопротивлением R, компараторов К и кодирующей логики. На один из входов каждого компаратора подается опорное напряжение $U_{оп}$, снимаемое с делителя (см. **Рис. 7**). Вторые входы компараторов объединены и на них подано входное напряжение $U_{вх}$. В каждом компараторе он сравнивается с опорным сигналом, снятым с узлов резистивного делителя. Число возможных кодовых комбинаций (а следовательно, число компараторов) равно 2^m—1, где m — число разрядов АЦП. АЦП прямого преобразования обладают самым высоким быстродействием среди других типов АЦП, определяемым быстродействием компараторов и задержками в логическом дешифраторе. Недостатком их является необходимость в большом количестве компараторов. Так, для 8-разрядного АЦП требуется 255 компараторов. Это затрудняет реализацию многоразрядных (свыше 6—8-го разрядов) АЦП в интегральном исполнении. Кроме того, точность преобразования ограничивается точностью и стабильностью каждого компаратора и резистивного делителя. Тем не менее, на основе данного принципа строят наиболее быстродействующие АЦП со временем преобразования в пределах десятков и даже единиц наносекунд, но ограниченной разрядности (не более восьми разрядов).

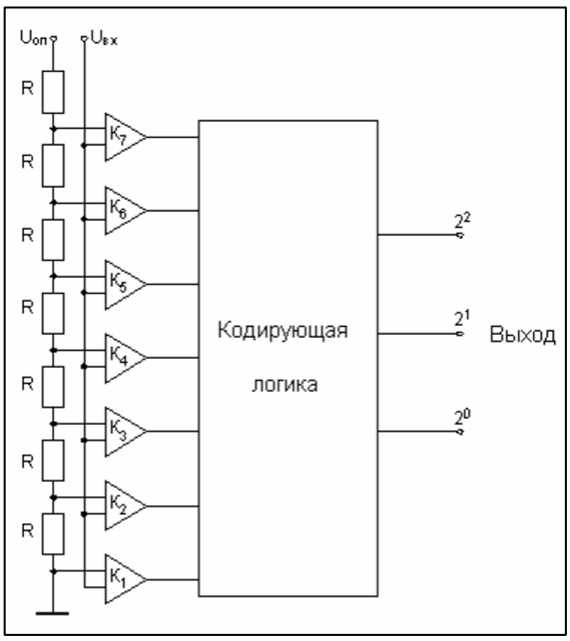


Рис. 7 Схема параллельного 3-х битного АЦП.

АЦП последовательного приближения имеет несколько меньшее быстродействие, но существенно большую разрядность (разрешающую способность). В нем используется только один компаратор К, максимальное число срабатываний которого за один цикл измерения не превышает числа разрядов преобразователя (см. **Рис. 8**). Суть такого метода преобразования заключается в последовательном сравнении входного преобразуемого напряжения $U_{вх}$ с выходным напряжением

образцового ЦАП, изменяющимся по закону последовательного приближения до момента наступления их равенства (с погрешностью дискретности).

Работа преобразователя начинается с прихода импульса запуска, который включает счетчик, суммирующий число импульсов, поступающих от генератора тактовых импульсов ГТИ. Выходной код счетчика подается на ЦАП, осуществляющий его преобразование в напряжение обратной связи $U_{ос}$. Процесс преобразования продолжается до тех пор, пока напряжение обратной связи сравняется со входным напряжением и переключится компаратор, который своим выходным сигналом прекратит поступление тактовых импульсов на счетчик. Переход выхода компаратора из 1 в 0 означает завершение процесса преобразования. Выходной код, пропорциональный входному напряжению в момент окончания преобразования, считывается с выхода счетчика.

Время преобразования АЦП этого типа является переменным и определяется входным напряжением. Его максимальное значение соответствует максимальному входному напряжению и при разрядности двоичного счетчика N и частоте тактовых импульсов $f_{такт}$ равно

При работе без устройства выборки-хранения время преобразования чрезвычайно сильно зависит от пульсаций входного напряжения. Это означает, что АЦП данного типа без устройства выборки-хранения пригодны для работы с постоянными или медленно изменяющимися напряжениями, которые за время преобразования изменяются не более, чем на значение кванта преобразования. Преимуществом рассмотренной схемы является возможность построения многоразрядных (выше 12 разрядов) преобразователей сравнительно высокого быстродействия (время преобразования порядка нескольких сот наносекунд).

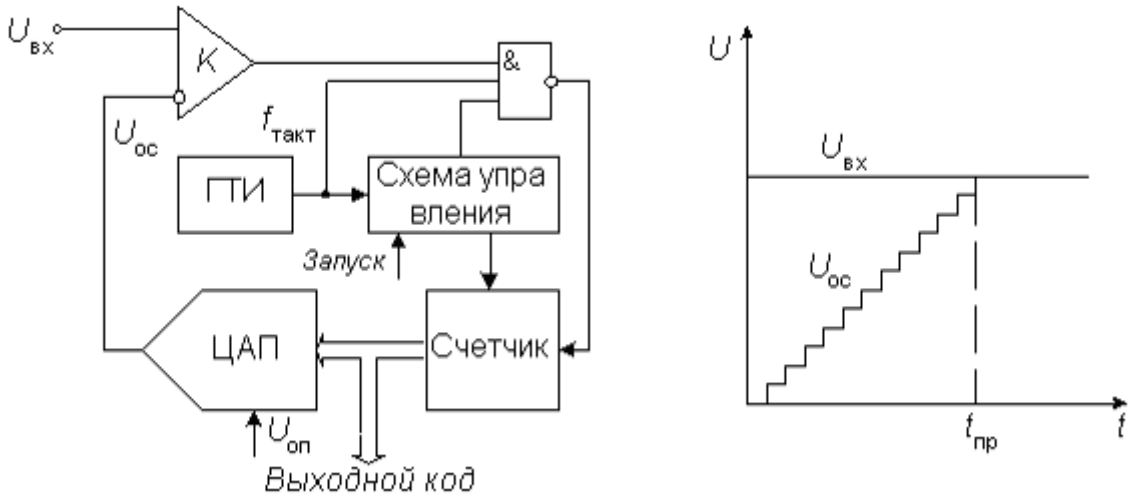


Рис. 8 Схема последовательного АЦП.

Параллельно-последовательные АЦП представляют собой комбинацию из малоразрядных параллельных АЦП, ЦАП, устройств выборки-хранения, операционных усилителей и т.д. Принцип работы таких АЦП заключается в последовательном определении старших разрядов входного напряжения с помощью первого малоразрядного параллельного АЦП, формировании разностного сигнала с помощью ЦАП и операционного усилителя и определение младших разрядов в помощью второго малоразрядного параллельного АЦП. Такое построение позволяет уменьшить число функциональных элементов в преобразователе и получить разрядность 12 бит на частотах 10 МГц. Основные недостатки - необходимость точной стыковки большого числа линейных узлов и высокие требования к точности и динамическим характеристикам последних.

Подытожим приведенный обзор различных архитектур АЦП: параллельные АЦП позволяют получить максимальную скорость (частоту) преобразования при низкой битности, АЦП последовательного приближения наоборот при небольших частотах дискретизации позволяют наиболее точно измерить амплитуду сигнала. К сожалению, совместить высокую частоту и высокую битность преобразования нельзя. В настоящее время на рынке АЦП наблюдается практически экспоненциальная зависимость битности от частоты дискретизации АЦП (см. **Рис. 9**).

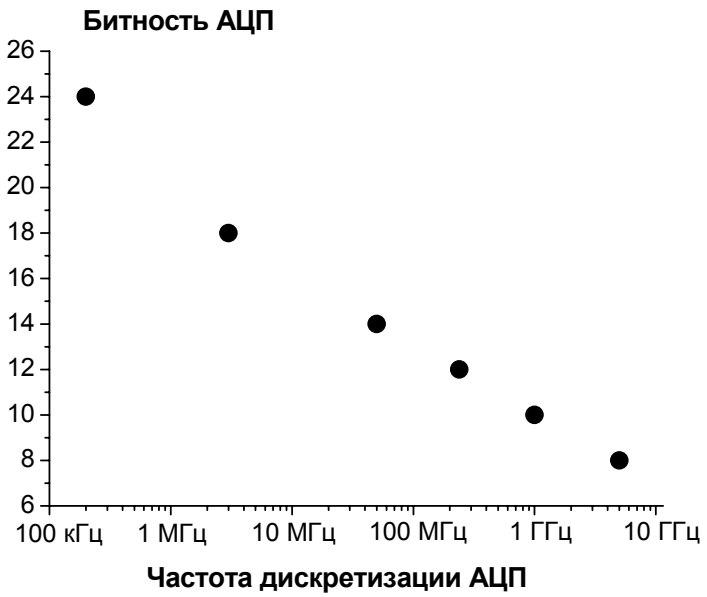


Рис. 9 Зависимость максимальной разрядности от максимальной частоты дискретизации АЦП (по данным различных производителей, опубликованных в Интернете).

С точки зрения пользователя основными параметрами систем ввода аналоговых сигналов являются:

- максимальная частота дискретизации (разрешение по времени);
- разрядность (разрешение по амплитуде);
- динамический диапазон (уровень шумов преобразования);
- полоса пропускания;
- предельные амплитуды сигнала (уровни усиления).

- **Частота дискретизации** – данный параметр определяет то, насколько часто происходит аналого-цифровое преобразование входного сигнала. Более высокая частота оцифровки позволяет получить большее количество отсчетов за одинаковое время, т.е. лучше «прописать» форму исходного сигнала.

- **Разрядность АЦП** – это количество бит, используемых АЦП для представления аналогового сигнала в цифровом виде. Чем выше разрешение АЦП, тем большее количество интервалов используется для разбиения входного диапазона, и тем меньше минимальное измеряемое изменение напряжения. На **Рис. 10** показана синусоидальная волна и соответствующий ей цифровой образ, полученный с помощью идеального 3-битного АЦП. Преобразователь с разрешением 3 бита (который на самом деле почти нигде не используется, но является хорошим примером) делит диапазон аналогового сигнала на $2^3 = 8$ интервалов.

Каждый интервал представляется двоичным числом между 000 и 111. Очевидно, что в данном случае цифровое представление не очень хорошо соответствует исходному аналоговому сигналу, поскольку информация при преобразовании была потеряна. Однако при увеличении разрешения до 16 бит, количество интервалов измерения АЦП возрастает с 8 до 65 536, что позволяет получать очень точное цифровое представление аналоговых сигналов при условии, что остальная часть аналоговой входной цепи спроектирована без ошибок.

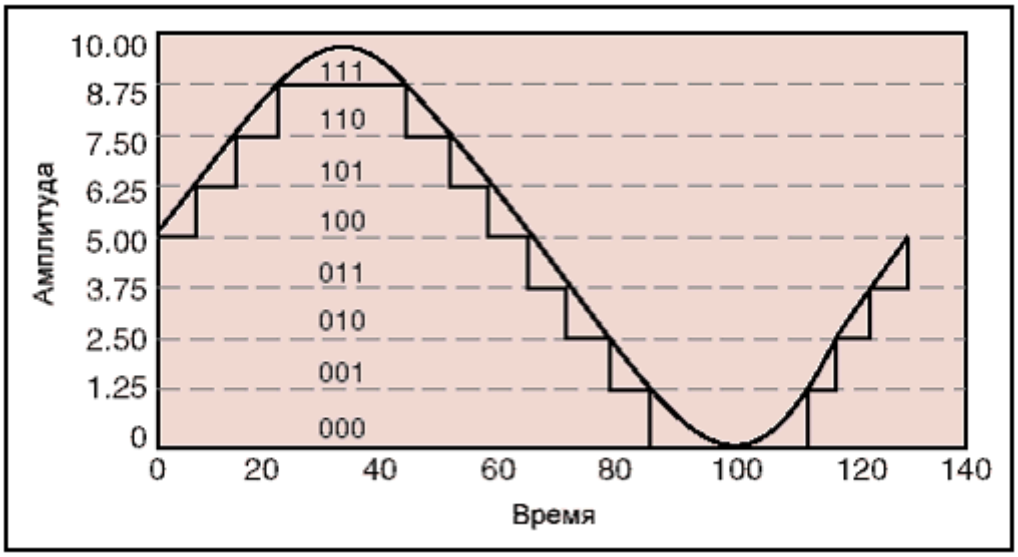


Рис. 10 Синусоидальная волна, оцифрованная с разрешением 3 бита.

- **Диапазон измерений** – диапазон уровней напряжения входных сигналов, который способен оцифровать АЦП. В современных многофункциональных платах сбора данных предусмотрена возможность настройки диапазона измерений сигналов и, таким образом, работать с сигналами различного уровня. Подробнее об этом мы поговорим в пункте о программируемых усилительных каскадах.

- **Ширина кода** – диапазон измерений, разрешение и усиление устройства сбора данных определяют минимальное измеряемое изменение сигнала. Это изменение напряжения соответствует одному младшему значащему разряду (МЗР) цифрового представления сигнала и обычно называется шириной кода. Идеальная ширина кода находится путем деления диапазона измерений напряжения на коэффициент усиления и количество интервалов, на которые может быть разбит входной диапазон сигнала пре его оцифровке (двойка, возведенная в степень, равную величине разрешения АЦП). Например, плата сбора данных в 16-разрядных АЦП предоставляет выбор между входными диапазонами сигналов 0-10 В и ±10 В и коэффициентами усиления 1, 2, 5, 10, 20, 50 или 100. В диапазоне от 0 до 10 В и усилении 100, идеальная ширина кода определяется следующим выражением: $10/(100*2^{16}) = 1{,}5$ мкВ

Иногда основные характеристики устройства, описанные ранее, могут указывать на то, что устройство сбора данных имеет 16-разрядный АЦП с частотой оцифровки 100 кГц, однако, возможна ситуация, когда все 16 входных каналов не будут оцифровываться с максимальными скоростью и с разрешением. К примеру, на рынке можно найти устройства с 16-разрядными АЦП, эффективное разрешение которых составляет менее 12 бит. Для определения того, будет ли прибор давать желаемые результаты, необходимо внимательно изучить спецификации, связанные с реальным разрешением прибора.

- **Дифференциальная нелинейность** – в идеале, при увеличении амплитуды сигнала, подаваемого на устройство СД, цифровые значения, выдаваемые АЦП, также должны линейно возрастать. В этом случае зависимость цифрового кода на выходе идеального АЦП от входного напряжения будет линейной. Отклонения реальной кривой от линейной зависимости характеризуют нелинейность преобразователя. Дифференциальная нелинейность характеризует максимальное отклонение ширины коды устройства от идеального значения, соответсвующего 1 МЗР. Идеальный прибор обладает нулевой дифференциальной нелинейностью. В реальности, дифференциальная нелинейность хорошего устройства СД равна ±0.5 МЗР.

Верхнего предела на ширину кода не существует. Коды не могут быть меньше, чем 0 МЗР, поэтому дифференциальная нелинейность всегда больше -1. Плохое устройство СД может иметь ширину кода равной или близкой к нулю, что, по сути, является пропущенным значением. В этом случае вне зависимости от подаваемого на вход напряжения, прибор не сможет оцифровать напряжение, представляемое этим значением. Иногда дифференциальную нелинейность определяют выражением: «у устройства СД нет пропущенных значений». Это означает, что дифференциальная нелинейность ограничена снизу значением -1 МЗР, а верхняя граница не указывается.

Если устройство СД из предыдущего примера, точность которого составляет 1,5 мкВ, имеет пропущенное значение немного выше 500 мкВ, то увеличение напряжения до 502 мкВ зафиксировано

не будет. Прибор зафиксирует изменение сигнала только тогда, когда его амплитуда возрастет еще на один МЗР, в данном случае до 503 мкВ. Таким образом, большая дифференциальная нелинейность уменьшает разрешение прибора.

• **Относительная точность** – это измеряемое в МЗР наибольшее отклонение от идеальной передаточной функции прибора, т.е. от прямой линии. Для определения относительной точности прибора нужно подать на его вход минимальное напряжение рабочего диапазона, получить оцифрованное значение, увеличить входное напряжение и так далее до достижения максимального напряжения диапазона. При отображении измеренных точек в виде графика должна получиться примерно прямая линия, как показано на **Рис. 11**(a). Однако при вычитании настоящей прямой линии из этого графика, получается зависимость, приведенная на **Рис. 11**(b). Максимальное отклонение от нуля является относительной точностью прибора.

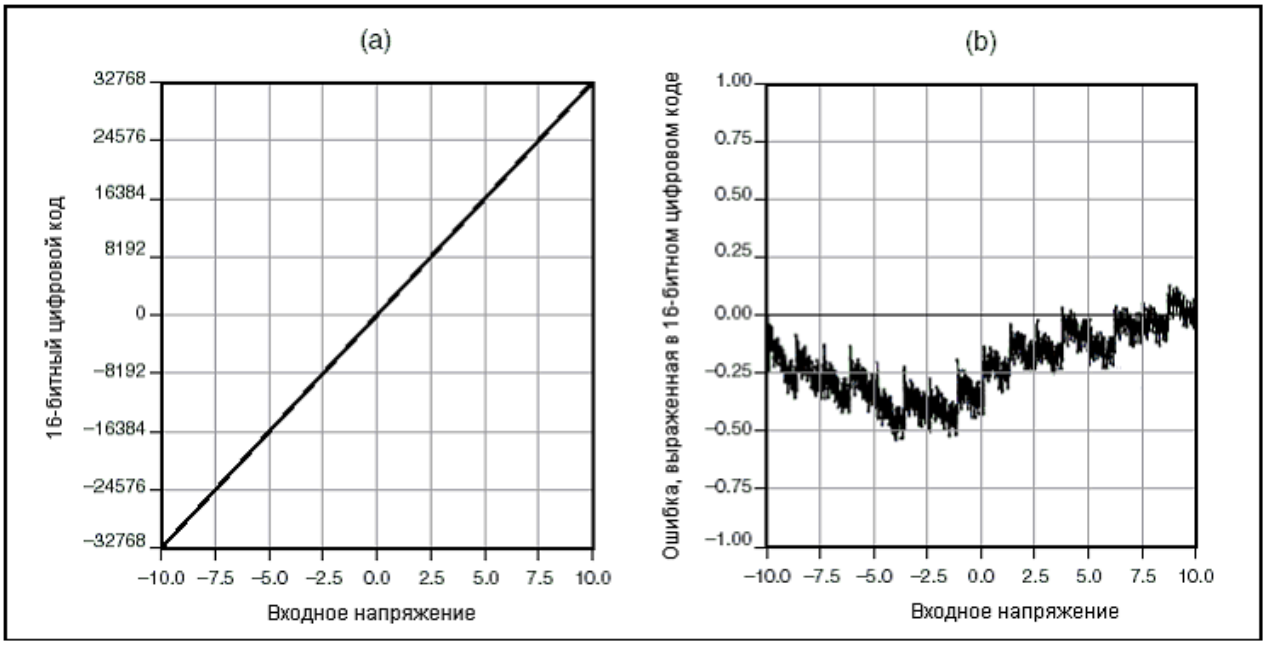


Рис. 11 Определение относительной точности прибора DAQ. На рис. 3 (a) показана почти линейная зависимость от входного напряжения. На рис. 3 (b) показан результат вычитания настоящей прямой линии.

Драйвера прибора сбора данных переводят получаемый с АЦП двоичный код в напряжение, умножая его на константу. Высокая относительная точность устройства СД, которая важна для точного перевода двоичного кода в значения напряжения, достигается правильным проектированием АЦП и окружающих его аналоговых цепей.

• **Шум** – это ненужные компоненты сигнала, появляющиеся при оцифровке сигнала устройством СД. Поскольку ПК является достаточно шумной цифровой средой, сбор данных на встраиваемых в ПК приборах требует от разработчиков тщательного просчета расположения элементов на многослойной плате. Если просто поместить АЦП, усилитель и цепь управления шиной на одно- или двухслойной плате, получится очень сильно шумящий прибор. Для уменьшения шума в устройствах сбора данных разработчики используют методику экранирования металлом. Надлежащая экранировка должна присутствовать не только у чувствительных аналоговых частей прибора, но также встраиваться в «земляные» слои платы.

На **Рис. 12** изображен график постоянного шума, который был получен с помощью 16-битной платы сбора данных при входном диапазоне сигнала ±10 В и усилении 10. Можно показать, что 1 МЗР = 31 мкВ, т.е. уровень шума 20 МЗР эквивалентен 620 мкВ шума. На **Рис. 13** приведены графики шума двух устройств СД, в которых установлены одинаковые АЦП. Два параметра устройства СД могут быть определены из этих графиков – диапазон шума и его распределение. График на **Рис. 13**(a), который был измерен на приборе PCI-6030E компании National Instruments, имеет плотное распределение отсчетов на 0 и очень малое число точек на других кодах. Распределение гауссовское, как и должно быть у случайного шума. Из графика видно, что пик шума лежит в диапазоне ±3 МЗР. График на **Рис. 13**(b), измеренный на очень шумном устройстве СД производства другой компании, имеет совсем другое распределение. Шум прибора составляет больше 20 МЗР, причем многие отсчеты лежат далеко от ожидаемой величины.

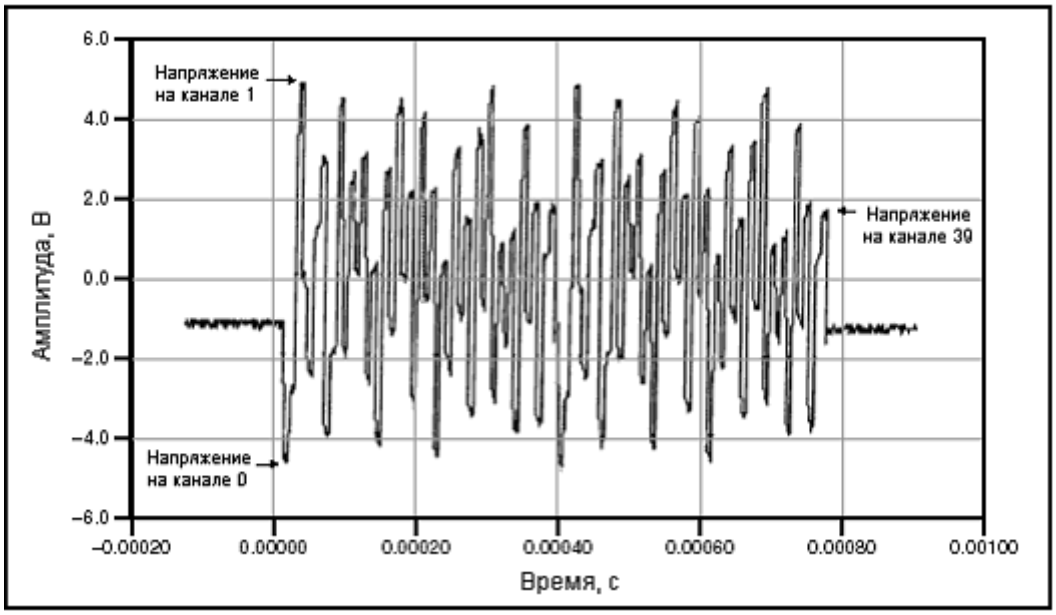


Рис. 12 Сигнал на входе измерительного усилителя, который мультиплексирует 40 каналов с постоянными сигналами, оказался высокочастотным переменным сигналом.

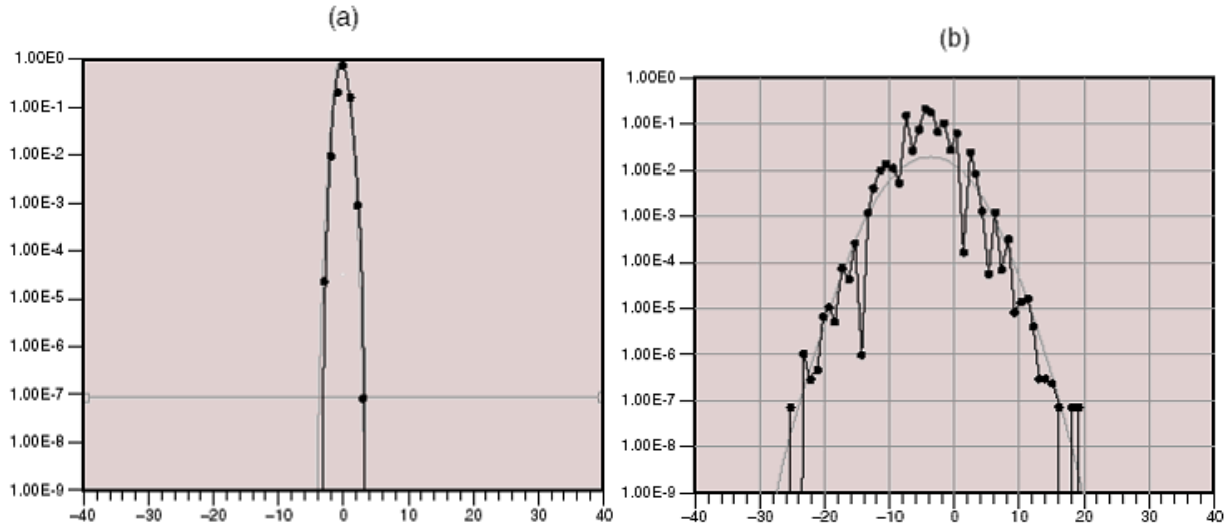


Рис. 13 Графики шума двух устройств СД с одинаковыми 16-битными АЦП, но с существенно различными параметрами шума. Рис. 6(a) соответствует прибору NI PCI-6030E; а рис. 6(b) – устройству СД производства другой компании.

Дизеринг

Для измерения периодического сигнала разработана технология повышения точности преобразования. Этот метод основан на добавлении в сигнал перед оцифровкой белого шума с дисперсией порядка МЗР. В результате многократной оцифровки периодического сигнала с усреднением получается более гладкая форма сигнала. Гипотетически, можно существенным образом «увеличить» разрядность АЦП.

Встроенные усилительные каскады

Для того чтобы максимально использовать динамический диапазон АЦП, в современных платах сбора данных перед АЦП используется усилитель с программируемым коэффициентом усиления (см. **Рис. 6**). Например, плата NI PCI-6024E позволяет выставлять следующие коэффициенты усиления: 1, 2, 10 и 100. В то же время плата сбора данных NI PCI-6040E имеет существенно более широкий

диапазон: 1, 2, 4, 10, 20, 40, 100, 200. Последняя плата позволяет более точно подобрать усиление для оптимального использования динамического диапазона АЦП.

В среде LabVIEW необходимый коэффициент усиления устройства сбора данных устанавливается указанием диапазона измерений величины: -10÷10 В, -1÷1 В, … -0,1÷0,1. Современные платы, как правило, позволяют устанавливать различные диапазоны измерений (коэффициенты усиления) для различных каналов даже при работе в режиме мультиплексирования.

В то же время при оцифровке нескольких каналов с использованием мультиплексирования на больших скоростях и при большом усилении усилителю трудно справляться с большими перепадами напряжения, которые могут возникнуть при переключении мультиплексора на другой канал. Как правило, чем больше усиление и чем меньше время переключения между каналами, тем менее вероятно, что усилитель быстро достигнет устойчивого режима. На самом деле, ни один из коммерчески доступных усилителей с регулируемым усилением не может достичь 12-битной точности за время менее 2 мкс при коэффициенте усиления равным 100.

Буферизованный сбор данных

При сборе данных для временного хранения информации используется буфер FIFO (работающий по принципу «первый вошел – первый вышел») на плате ввода/вывода (см. **Рис. 6**) и буферная память, которая располагается в оперативной памяти компьютера. При измерении сигнала данные сначала из буфера FIFO устройства поступают во входной буфер в памяти, а затем передаются в приложение. Обмен данными между буфером компьютера и устройством происходит преимущественно с использованием прямого доступа к памяти или прерываний.

Буфер FIFO на плате сбора данных может иметь объем от нескольких десятков килобайт до десятков мегабайт при необходимости получения большой во времени выборки данных в режиме реального времени.

Если объем буферной памяти на плате определяется аппаратными характеристиками устройства, то буфер в оперативной памяти можно создавать и регулировать его объем программным образом. Организация буфера в оперативной памяти определяется из типа измерения:

- режим однократного измерения – буфер не нужен;
- режим конечной выборки – размер буфера равен объему получаемых данных;
- режим непрерывного сбора данных – используется кольцевой буфер, размер которого определяется скоростью оцифровки данных и числом каналов.

Наиболее интересная ситуация прослеживается при использовании кольцевого буфера. После начала преобразования данные начинают переписываться из буфера FIFO устройства в кольцевой буфер. При заполнении последнего данные продолжают записываться с начала буфера, перезаписывая содержащуюся там информацию. Таким образом, возможна ситуация, когда приложение не будет успевать считывать данные из буфера, что приведет к частичной потере данных. Следовательно, при организации непрерывного сбора данных необходимо отслеживать положения меток заполнения и считывания кольцевого буфера.

При завершении сбора данных буферная память освобождается.

Многоканальный сбор данных: мультиплексирование, одновременность

Допустим, задача состоит в одновременной оцифровке нескольких сигналов. Оцифровка данных может производиться либо несколькими АЦП одновременно или одним АЦП в режиме мультиплексирования (**Рис. 14**). В этом режиме АЦП сначала оцифровывает один канал, затем переключается на другой, третий и так далее.

Естественно, вариант использования нескольких АЦП – каждый на свой канал данных – является предпочтительным. Недостатками такого подхода является высокая стоимость оборудования и невозможность создания относительно компактного устройства с большим числом каналов аналогового ввода. Как правило, максимальное количество каналов ограничивается четырьмя, а обычно – 1 или 2 канала.

Вариант использования одного АЦП и мультиплексора перед ним, коммутирующего подключение каналов, помимо достоинств в виде умеренной стоимости обладает рядом недостатков:

1. максимальная частота оцифровки каждого из нескольких каналов уменьшается почти пропорционально количеству каналов.
2. трудно организовать одновременный сбор данных, поскольку есть время оцифровки каждого канала, а обработка данных в АЦП происходит последовательно. Как следствие, сигналы на разных входах оцифровываются со смещением по времени. Проблема может быть решена с использованием аналогового устройства выборки-хранения (УВХ) перед мультиплексором, в которое одновременно помещается значение всех каналов.

3. возможно взаимное влияние каналов при оцифровке по соседним каналам сигналов с сильно (на два и более порядков) отличающейся амплитудой по причине эффекта остаточного заряда на конденсаторах мультиплексора. Решение проблемы – оцифровка каналов через один заземленный, используемый для стекания заряда, но при этом частота оцифровки уменьшится. Другой вариант – уменьшение частоты дискретизации сигнала, что увеличит время, необходимое для разрядки конденсаторов.
4. так же при большом различии амплитуд сигналов соседних каналов их взаимное влияние возможно и по причине операционного усилителя, поскольку при переключении на второй канал с малым сигналом существенно увеличивается коэффициент усиления усилителя. Решение проблемы полностью аналогично предыдущему случаю.

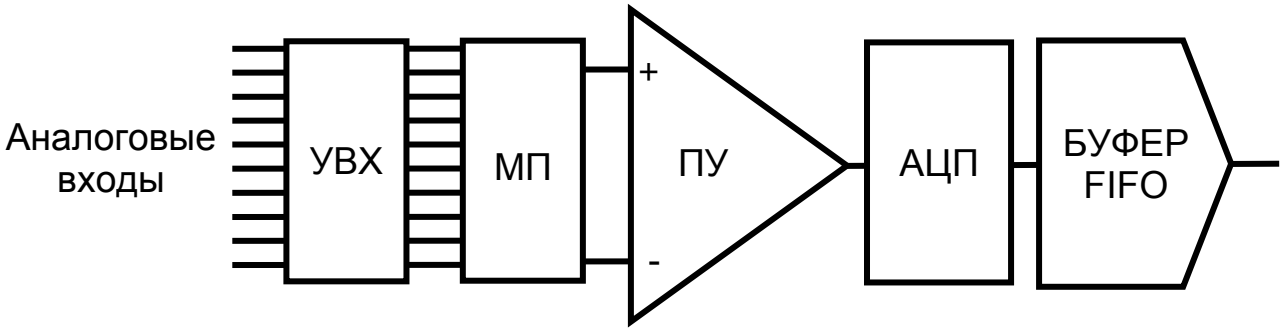


Рис. 14 Схема многоканального ввода аналоговых данных: УВХ – устройство выборки-хранения, МП – мультиплексор.

Аналоговый вывод

Типы и характеристики ЦАП

Существует несколько различных классификаций ЦАП по способу формирования выходного сигнала (суммирование напряжений или токов, деление напряжений), по типу сигнала (токовый выход или напряжение), по полярности выходного сигнала (униполярный, биполярный) и т.д.

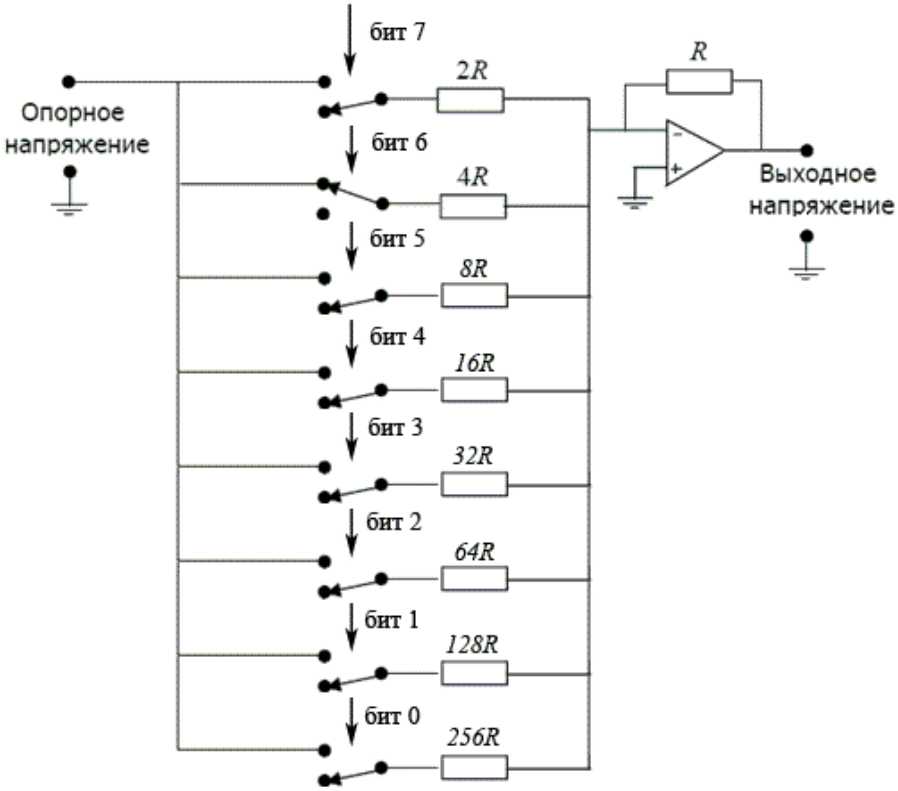


Рис. 15 Структурная схема типичного 8-битного ЦАП.

ЦАП, изображенный на **Рис. 15**, называется ЦАП с умножением напряжения источника. В ЦАП с умножением напряжения источника используется эталонное напряжение, которое подключается, либо отключается под воздействием цифровых данных. Преобразователь называется «с умножением напряжения источника», потому что он умножает значение напряжения источника на определенную величину усиления.

Такая схема построения АЦП имеет существенный недостаток: число различных номиналов резисторов должно быть равным числу бит ЦАП. Однако, существует возможность построения многобитного ЦАП и с использованием всего лишь двух резисторов. Так строятся обычно применяемые 8-, 12- и 16-битные ЦАП (последние - в высококачественной аппаратуре).

Так как число различных уровней напряжения на выходе ЦАП конечно, то сигнал на выходе будет ступенчатым, так же, как и при дискретизации. Подобный ступенчатый эффект представляет собой искажение, которое необходимо устранить до того, как аналоговый сигнал будет использоваться. Для устранения этого эффекта применяют низкочастотные сглаживающие фильтры (которые иногда путают с анти-элайзинговыми фильтрами, применяющимися в АЦП). Подобные фильтры стоят и в звуковых платах ваших компьютеров. Их назначение, честно говоря, не очень-то понятно.

Слишком высокая скорость поступления данных в ЦАП может вызвать так называемый глич-эффект, или появление выбросов в выходном сигнале. Он объясняется тем, что биты на входе не изменяются точно в один и тот же момент. Рассмотрим для примера четырехбитовый ЦАП, в котором входной отсчет изменяется с 0111 в 1000. Если старший бит «проходит» через более быструю логику, чем остальные, выход ЦАП будет эквивалентен входной последовательности 0111-1111-1000, то есть в ней будет наблюдаться выброс. Для борьбы с этим эффектом применяют схему стабилизации выходного напряжения, которая поддерживает его постоянным до того момента, как все ключи «сработают».

Качество выходного сигнала определяется несколькими характеристиками цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП): временем установления, скоростью нарастания выходного напряжения и выходным разрешением.

- **Время установления** – это время, необходимое для установления с заданной точностью на аналоговом выходе устройства сигнала определенной величины. Время установления обычно указывается для изменения величины выходного напряжения от минимального до максимального значения. Более подробную информацию о времени установления можно найти в разделе *Аналоговый ввод*.
- **Скорость нарастания выходного напряжения** – максимальная скорость изменения выходного сигнала, которую может достичь ЦАП. Время установления и скорость нарастания выходного напряжения определяют то, как быстро ЦАП может изменить амплитуду выходного сигнала. Таким образом, ЦАП с маленьким временем установления и с высокой скоростью нарастания может генерировать высокочастотные сигналы, поскольку на изменение уровня выходного напряжения с заданной точностью ему требуется меньше времени.

Примером приложения, где требуются хорошие вышеуказанные параметры, является задача генерации высокочастотных акустических сигналов. С другой стороны, в источнике напряжения для управления нагревательным элементом быстрого цифро-аналогового преобразования не требуется, поскольку температура не сможет очень быстро реагировать на измерения напряжения.

- **Выходное разрешение** – как и в случае аналогового ввода данный параметр определяет количество разрядов в цифровом коде, который используется для генерации аналогового сигнала. Чем выше разрядность ЦАП, тем меньше инкремент напряжения, и тем более гладкий сигнал получается на выходе генератора. В приложениях, в которых требуется широкий динамический диапазон с маленьким инкрементом напряжения для выходного аналогового сигнала, следует использовать ЦАП с высоким разрешением.

Буферизованный вывод данных

При генерации сигнала, аналогично процессу оцифровки, используются программный буфер в оперативной памяти и буфер FIFO в устройстве вывода данных. При этом сначала данные из приложения помещаются в буфер компьютера, а затем передаются в устройство.

Так же, как и в случае ввода аналоговых данных, размер буфера определяется в зависимости от режима генерации: однократный, конечная выборка и непрерывная генерация. При использовании кольцевого буфера в режиме непрерывной генерации возможна ситуация, когда скорость записи в буфер и объем данных превышают скорость их передачи в буфер FIFO и размер буфера – как результат не выведенные данные будут переписаны. В этом случае возможно появление глитча (glitch) – сбоя генерации данных, при котором генерируются частично старые данные и частично

новые. Способы борьбы с такими проблемами – увеличение размера буфера и уменьшение скорости вывода данных.

Синхронизация

Во многих приложениях начало и прекращение сбора данных следует осуществлять по какому-либо внешнему событию. Цифровые триггеры служат для синхронизации процедур сбора данных и генерации сигналов с внешними цифровыми импульсами. Аналоговые триггеры, которые используются в основном в операциях аналогового ввода, запускают и останавливают операции сбора данных при достижении входным сигналом определенного аналогового уровня напряжения при заданной полярности. Необходимо иметь в виду, что не все системы сбора данных имеют вход аналоговой синхронизации, цифровой синхровход присутствует почти всегда.

Часто возникает вопрос жесткой синхронизации сбора/вывода данных несколькими платами, находящимися в одном компьютере. При необходимости синхронизации систем режиме реального времени нельзя использовать программные методы, в том числе с использованием прерываний. Решение должно быть полностью аппаратным.

Простейшее решение – запуск сбора данных по внешнему аналоговому импульсу, который одновременно подается на линии синхронизации на всех платах. Если начало сбора данных определяется не внешними, а внутренними условиями, то самым оптимальным вариантом является использование дополнительной шины синхронизации между модулями. Это решение давно успешно используется в промышленных системах сбора данных таких как CAMAC, VXI, PXI и других.

В сегменте оборудования сбора данных, устанавливаемого на ПК, интересное решение предложила корпорация National Instruments – шину RTSI (Real-time System Integration Bus – шина реального времени для системной интеграции). В шине RTSI используются вентильные матрицы и плоский кабель для передачи сигналов синхронизации между различными модулями, расположенными на одной плате сбора данных или между двумя или более платами. Шина RTSI позволяет синхронизировать цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразования, цифровой ввод/вывод и операции со счетчиками/таймерами. Например, с помощью этой шины можно заставить две платы аналогового ввода одновременно оцифровывать данные, в то время как третье устройство генерирует сигнал, синхронизованный с частотой оцифровки входов. В программном обеспечении NI-DAQ включены специальные функции, которые позволяют автоматически настроить маршрутизацию сигналов в одном приборе или между несколькими устройствами, шину RTSI можно также использовать для синхронизации приборов управления движением, технического зрения и приборов CAN, а также других устройств.

Ввод/вывод цифровых сигналов

Асинхронный ввод/вывод цифровых сигналов: линия, порт

В компьютерных системах сбора данных цифровые интерфейсы часто используются для управления процессами, генерации сигналов, для тестирования и для взаимодействия с периферийным оборудованием. Цифровые линии, которые могут быть сконфигурированы как на ввод, так и на вывод данных, объединяются в порты по 8 линий.

Если цифровые линии используются для управления такими процессами как включение/выключение нагревательных элементов, двигателей или ламп, то высокая скорость передачи данных, как правило, не требуется, поскольку такое оборудование работает медленно. В этом случае достаточно использовать возможности асинхронного ввода/вывода цифровых данных, когда изменение состояний линий и портов происходит программным способом без использования буфера данных. Вследствие простой аппаратной реализации данных устройств, стоимость их невысока при большом количестве управляемых цифровых линий (например, производятся PCI платы с 96 линиями).

При использовании соответствующих модулей согласования цифровых сигналов можно использовать слаботочные ТТЛ сигналы систем сбора данных для наблюдения/управления сигналами высокого напряжения или тока в промышленных установках или для управления внешними реле. К примеру, напряжение, требуемое для того, чтобы открыть или закрыть большой клапан может составлять примерно 100 В при переменном токе с амплитудой 2 А. Поскольку выход прибора цифрового ввода/вывода дает от 0 до 5 В при постоянном токе в несколько миллиампер, следует использовать модуль согласования сигналов для создания сигнала управления клапаном.

Синхронный ввод/вывод цифровых массивов

Цифровой ввод/вывод часто используется для передачи данных между компьютером и различным оборудованием, например, микроконтроллерными системами, устройствами обработки данных и принтерами. Во всех этих задачах важными параметрами являются не только количество доступных цифровых линий, но и их пропускная способность, скорость считывания и записи данных.

Как правило, в таких случаях необходимо передавать и принимать массивы цифровых данных, синхронизированные по времени. Например, при обмене данными с периферийным устройством по шине I^2C скорость передачи цифровых сигналов может достигать 400 кГц, что не позволяет использовать платы с асинхронным вводом/выводом данных. Для решения подобных задач выпускаются платы синхронного ввода/вывода цифровых массивов. Такие системы, подобно системам сбора/генерации аналоговых сигналов, имеют на плате буфер данных FIFO. При конфигурации порта или линии необходимо указывать частоту вывода подаваемого на них цифрового массива. В настоящее время доступны подобные платы с максимальной частотой ввода/вывода цифровых массивов до 100 МГц.

Цифровые счетчики/ таймеры

Основные характеристики счетчиков/таймеров

Счетчики/таймеры используются во многих приложениях, в том числе для счета цифровых событий, цифрового импульсного тактирования, генерации меандров и импульсов. Наиболее важными характеристиками счетчиков/таймеров являются разрешение и максимальная тактовая частота.

Разрешение – это число разрядов счетчика, которое определяет, до какого максимального значения он может считать. Стандартные современные счетчики имеют 16 – 32 разряда. Тактовая частота определяет максимальную скорость, с которой можно переключать цифровой вход источника. При большей тактовой частоте счетчик считает быстрее и, таким образом, может фиксировать более высокочастотные сигналы на входе и генерировать более высокочастотные импульсы и меандры на выходе. Например, счетчик/таймер DAQ-STC, используемый в плате NI PCI-6040E (см. **Рис. 5**), имеет 24-битные счетчики с тактовой частотой 20 МГц. Счетчик/таймер NI-TIO, используемый на приборах NI 660x, имеет восемь 32-битных счетчиков с максимальной тактовой частотой 80 МГц.

Кроме этого бывают реверсивные счетчики/таймеры, которые могут считать в прямом или обратном направлении в зависимости от уровня дополнительных внешних цифровых сигналов. Такие счетчики могут использоваться для определения положения с помощью вращательных и линейных энкодеров. Другие специальные функции включают в себя генерацию буферизованной последовательности импульсов, синхронизацию для эквивалентных временных выборок, создание относительных временных меток и мгновенное изменение скорости оцифровки.

В общем случае счетчик/таймер представляет собой логическое устройство с регистром, хранящим текущее значение, и тремя и более входами/выходами: строба, источника, выхода и др.

- **Строб** – цифровой вход, используемый для включения и выключения счетчика.
- **Источник** – цифровой вход, при переключении которого счетчик увеличивает свое значение. Таким образом, этот цифровой вход обеспечивает временную развертку для операций со счетчиком.
- **Выход** – генерирует цифровые меандры и импульсы на линии вывода.

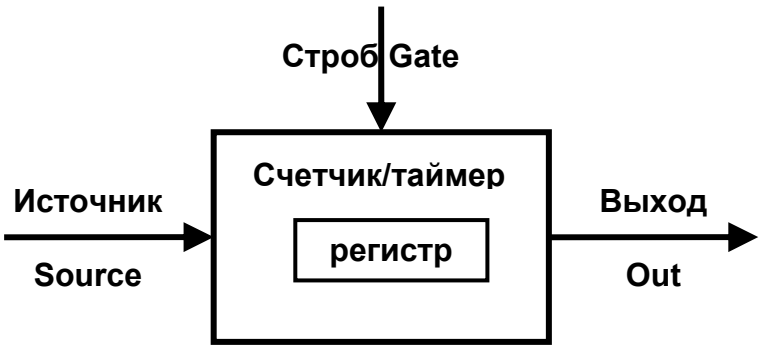


Рис. 16 Стандартный вид счетчика/таймера.

Рассмотрим основные режимы работы счетчиков.

Генерация цифровых сигналов

Счетчики позволяют осуществлять генерацию цифровых импульсов с регулируемой частотой (периодом) и скважностью (длительностью). При этом различают три режима работы счетчиков:

- генерация одиночного импульса;
- генерация цуга импульсов;
- непрерывная генерация импульсов.

Рассмотрим работу счетчика в режиме генерации одиночного импульса. Пусть импульс должен иметь длительность состояния «1» – t_1 и состояния «0» – t_2. Кроме этого есть встроенный в плату сбора данных или внешний генератор опорной частоты f_o. Тогда длительность состояния «1» генерируемого импульса в количестве импульсов опорной частоты будет t_1*f_o.

Для работы счетчика в режиме генератора на вход счетчика ИСТОЧНИК подаются импульсы известной опорной частоты, в регистр счетчика записывается число t_1*f_o, и счетчик запускается в режиме обратного счета импульсов опорной частоты. При обнулении значения регистра счетчика на ВЫХОДЕ счетчика состояние «1» сменяется на «0», далее в регистр счетчика записывается значение t_2*f_o и происходит формирование состояния «0» импульса необходимой длительности.

В режиме непрерывной генерации импульсов в регистр счетчика периодически записываются значения длительности «1» и «0» импульсов. Причем, эти длительности можно менять в процессе генерации, что позволяет осуществлять широтно-импульсную модуляцию цифрового сигнала.

Генерирование конечного цуга импульсов требует использования двух счетчиков. При этом первый счетчик используется для формирования импульса, равного длительности всего цуга. Далее сигнал с ВЫХОДА первого счетчика поступает на вход СТРОБ второго счетчика и определяет начало и конец генерации последовательных импульсов.

Подсчет импульсов, измерение их параметров

В режиме измерения количества импульсов счетчик считает активные фронты импульсного сигнала, поступающего на вход счетчика ИСТОЧНИК. В качестве активных могут быть как возрастающие, так и спадающие фронты импульсов. Вход СТРОБ используется для управления запуском и остановкой счета. В некоторых случаях возможна настройка счетчика на режим обратного счета импульсов. Состояние регистра счетчика может быть считано в процессе его работы. При достижении максимального значения счетчика регистр с текущим состоянием счетчика обнуляется, и счет идет заново.

Интересным вариантом использования счетчиков является точное измерение времени. В этом случае счетчик подсчитывает количество импульсов известной опорной частоты. В результате при использовании 32-битного счетчика и опорной частоты 100 МГц можно измерять время до 43 секунд с точностью до 10 нс!

При измерении периода и длительности импульсов импульсы известной опорной частоты подаются на вход счетчика ИСТОЧНИК, а измеряемые – на вход СТРОБ. В этом случае счетчик подсчитывает количество импульсов опорной частоты, которые приходятся на момент между двумя последовательными передними (или любыми) фронтами измеряемых импульсов. Поскольку опорная частота известна, происходит пересчет количества импульсов в период (длительность) импульса. Для наилучшего точности измерения необходимо подбирать опорную частоту в соответствии с длительностью импульсов.

Если плата сбора данных имеет два и более счетчиков, то измерения периода или частоты возможно проводить с использованием нескольких счетчиков, что позволяет повысить точность и расширить диапазон измерений.

Программное обеспечение

Программное обеспечение (ПО) превращает ПК и оборудование СД в завершенную систему сбора, анализа и отображения данных.

Правильный выбор операционной системы компьютера позволит добиться максимальной эффективности и удовлетворить текущие потребности. На этот выбор влияют многие факторы, такие как опыт и требования разработчиков и конечных пользователей, другие применения ПК (на данный момент и в будущем), финансовые соображения, совместимость аппаратных средств, имеющихся в наличии компьютеров, с выбранной ОС, а также наличие необходимого программного обеспечения под эту ОС. Традиционно распространены операционные системы Mac OS, известные своим простым графическим пользовательским интерфейсом, а также Windows 2000 и Windows XP – популярные 32-разрядные ОС с удобным пользовательским интерфейсом, расширенным управлением питанием и поддержкой технологии Plug&Play. Кроме того, для повышения надежности и функциональности в ряде приложений весьма перспективным оказывается применение операционных систем реального времени (ОСРВ).

Без управляющего ПО оборудование сбора данных не будет корректно работать, поэтому в большинстве приложений СД используются специализированные программные драйверы. Драйверы являются программным обеспечением, позволяющим непосредственно управлять устройствами СД, интегрируя их с ресурсами ПК, такими как память, прерывания процессора и ПДП. Драйверы устраняют необходимость в сложном низкоуровневом программировании оборудования, предоставляя пользователю простой и понятный интерфейс.

Возрастающие возможности и усовершенствование оборудования сбора данных и компьютеров подчеркивают важность и ценность хороших драйверов. Правильно выбранный драйвер может обеспечить оптимальное сочетание гибкости и производительности, при этом сократив время разработки приложения.

При выборе программного драйвера следует учитывать сразу несколько факторов:

Какими функциями обладает драйвер?

Функции драйвера для управления оборудованием сбора данных могут быть сгруппированы следующим образом: аналоговые, цифровые и синхронизирующие. Большинство драйверов обладают этими базовыми функциями, однако убедиться в том, что драйвер может делать несколько больше, чем просто считывать с устройства и записывать на него данные. Необходимо убедиться, что драйвер умеет:

- Тестировать каналы без программирования
- Считывать данные в фоновом режиме при одновременной их обработке
- Использовать программируемый ввод/вывод, прерывания и прямой доступ к памяти для передачи данных
- Записывать данные на диск и считывать их
- Осуществлять несколько действий одновременно
- Интегрировать несколько устройств СД
- Интегрироваться с оборудованием согласования сигнала
- Предоставить примеры для ознакомления

Эти и другие функции сбора данных включены в универсальный драйвер National Instruments – DAQ.

С какой операционной системой работает драйвер?

Драйвер должен быть спроектирован так, чтобы он использовал различные особенности и возможности ОС. Например, возможность использовать рабочий стол удаленно поддерживается только в Windows XP. В будущем также может понадобиться возможность перенести код на другую платформу, скажем с Windows ПК на Macintosh. Например, драйвер NI-DAQ работает под Windows XP/2000/NT/ME, Mac OS, Linux, Solaris.

Ограничивает ли драйвер производительность системы?

Поскольку драйвер является дополнительным слоем между ПК и устройством СД, он может являться причиной некоторых ограничений. Кроме того, в системах Windows 9x могут случаться значительные задержки обработки прерываний. Без правильной обработки этих задержек производительность системы сбора данных сильно уменьшается. Так драйвер NI-DAQ имеет обеспечивает частоту оцифровки сигнала до 10 МГц.

До версии 7 драйверы NI-DAQ для сбора данных были однопоточными, что усложняло выполнение параллельных операций без опроса и установки флагов для избегания конфликтов. Являясь многопоточным, NI-DAQ 7 полностью устраняет эту проблему, и одновременные операции могут выполняться без остановки. Теперь можно одновременно работать со счетчиками и

осуществлять операции аналогового и цифрового ввода без добавления специального кода для обработки одновременного сбора данных.

Какие языки программирования можно использовать с драйвером?

Необходимо убедиться, что функции драйвера могут быть вызваны из используемого вами языка программирования и хорошо работают с его средой разработки. Такие языки программирования как Visual Basic имеют управляемую событиями среду разработки, в которой для разработки приложений используются элементы управления.

Программировать или не программировать?

Существует другой способ запрограммировать оборудование СД – использовать прикладное программное обеспечение. Достоинство этого подхода заключается в том, что к функциям драйвера добавляются возможности обработки и представления данных. Однако, даже используя прикладное ПО, также необходимо знать ответы на вопросы, приведенные в предыдущем разделе, поскольку прикладное ПО использует драйвера для управления оборудованием СД. Кроме того, прикладное ПО обладает возможностью интеграции средств управления приборами (GPIB, RS-232 и VXI) со сбором данных.

Компания NI предлагает три прикладных программных продукта: LabVIEW с концепцией графического программирования, LabWindows/CVI для традиционного программирования на C и Measurement Studio для Visual Basic, C++ и .NET – для разработки законченных приложений сбора данных и управления приборами. Все продукты могут быть дополнены наборами инструментов для решения определенных задач. Программа National Instruments VI Logger является простым в использовании, но очень гибким инструментом для приложений регистрации данных (см. **Рис. 17**).

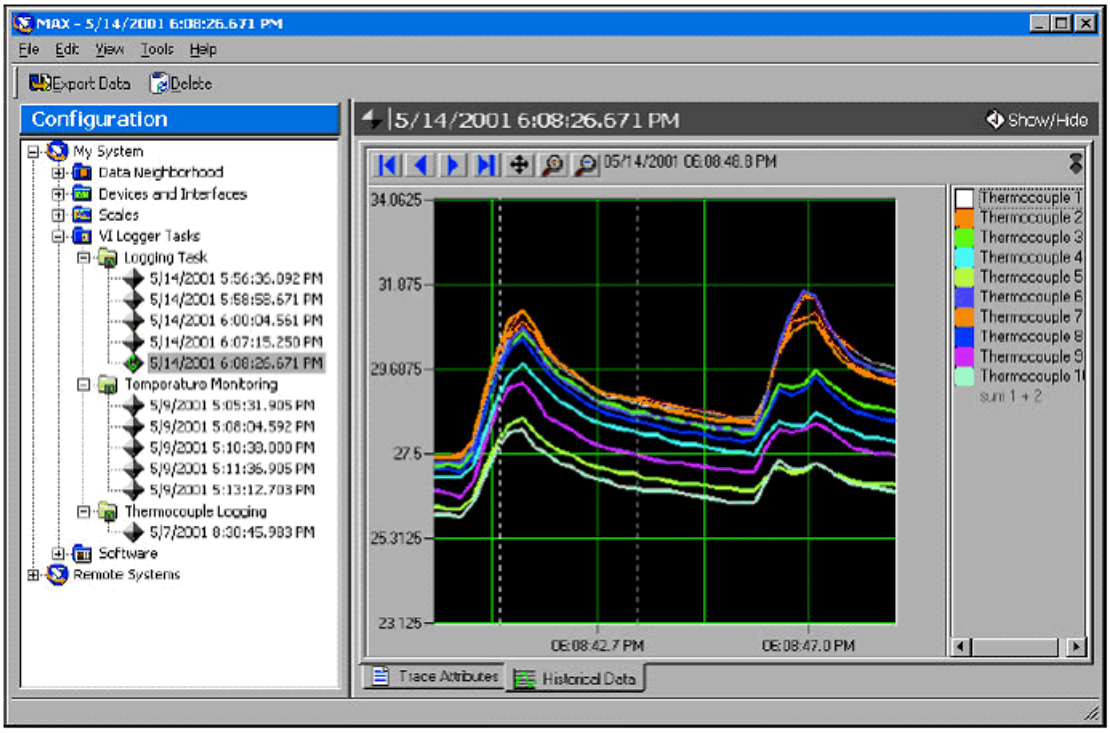


Рис. 17 Компания National Instruments сделала программу VI Logger для помощи пользователям в приложениях регистрации данных.

Датчики и системы согласования сигналов

Типы датчиков физических величин

Датчики испытывают на себе влияние некого физического явления и генерируют электрические сигналы, измеряемые системой сбора данных. Например, термопары, терморезисторы, термисторы и датчики на интегральных микросхемах преобразуют температуру в аналоговый сигнал, который может быть измерен с помощью АЦП. Также можно привести в качестве примера датчики деформаций, датчики потока и датчики давления, которые измеряют силы, скорость потока и давление соответственно (**Табл. 2**). В каждом случае генерируемый электрический сигнал пропорционален измеряемой физической величине.

Табл. 2 Типы преобразователей.

Явление	Преобразователь
Температура	Термопары Термочувствительные сопротивления (терморезисторы) Термисторы Датчики на интегральных схемах
Свет	ФЭУ Фоторезисторы Фотодиоды Приборы с зарядовой связью (ПЗС)
Звук	Микрофоны
Сила и давление	Тензодатчики Пьезоэлектрические измерительные преобразователи Динамометрические элементы
Положение (смещение)	Потенциометры Линейные индуктивные датчики на основе дифференциального трансформатора Оптические датчики положения
Расход жидкости	Манометры-расходомеры Вертушечные расходомеры Ультразвуковые расходомеры
Кислотность	pH электроды
Магнитное поле	Датчик Холла

Различные датчики нуждаются в особых условиях для преобразования физического явления в измеримый сигнал. Например, для измерения температуры при помощи терморезистора необходим ток возбуждения. Термопара не требует тока возбуждения, однако ей нужна компенсация холодного спая. При измерении деформации тензодатчиками используют сборку резисторов, называемую мостом Уитстона (или тензометрическим мостом). Перед установкой системы необходимо знать, имеет ли используемый преобразователь какие-либо специальные требования.

Типы систем согласования сигналов

Уровень электрического сигнала, создаваемый датчиками должен быть приведен к входному диапазону прибора сбора данных. Модули согласования сигнала усиливают сигналы низкого уровня, а затем изолируют и фильтруют их для более точных измерений. Кроме того, для генерации сигнала на некоторых датчиках используется питание по току или напряжению. На **Рис. 18** показана типичная система сбора данных вместе с модулями согласования сигнала SCXI компании National Instruments.

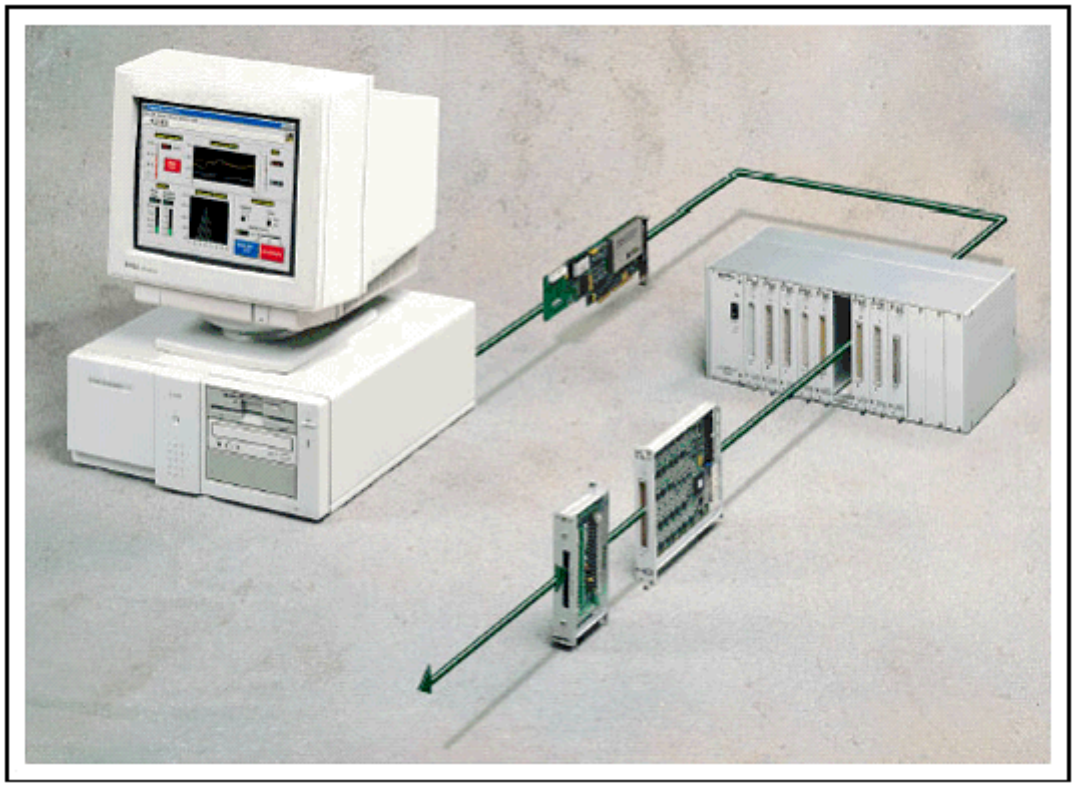


Рис. 18 Система NI SCXI предварительного согласования сигнала для встраиваемых устройств СД.

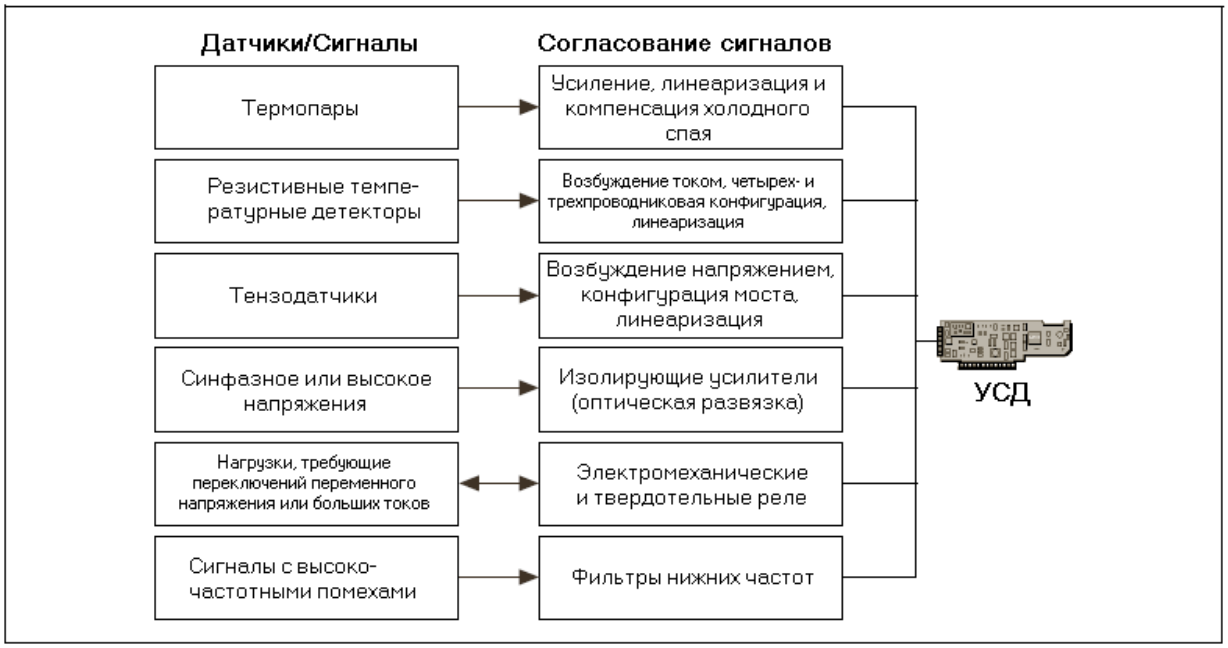


Рис. 19 Различные модули согласования сигналов.

Модули согласования сигналов могут быть использованы в различных задачах (**Рис. 19**):

- **Усиление** – наиболее распространенный тип согласования сигналов. Например, для увеличения разрешения и уменьшения шума слабые сигналы от термопары следует усиливать. Для достижения наибольшей точности максимальный диапазон напряжения в усиленном сигнале должен равняться максимальному входному диапазону АЦП.

Предположим, система согласования сигналов состоит из нескольких модулей согласования сигнала, которые усиливают слабые входные сигналы. Сама система находится около датчиков и посылает в ПК только усиленные сигналы, таким образом, уменьшая шум при измерениях.

• **Изоляция** – еще один распространенный тип согласования. Электрическая изоляция сигнала датчика от компьютера необходима по соображениям безопасности. В системе, в которой проводятся измерения, могут проходить высоковольтные переходные процессы, потенциально опасные для компьютера без модулей согласования.

Дополнительная причина, по которой стоит применять развязку сигналов, кроется в разности потенциалов «земли» и синфазных напряжений. Когда вход устройства СД и измеряемый сигнал измеряются относительно потенциала «земли», то при различии потенциалов этих двух «земель» будут возникать проблемы. Эта приведет к эффекту паразитного контура с замыканием через землю, который может являться причиной некорректных измерений или даже поломки измерительной системы, если разница потенциалов слишком велика. Использование модулей согласования с развязкой сигнала устраняет контуры заземления и обеспечивает корректное измерение сигнала.

• **Фильтрация** – смысл этой операции заключается в удалении ненужных составляющих из измеряемого сигнала. Шумовой фильтр используется для квазипостоянных сигналов, таких как температура, для устранения высокочастотных составляющих, которые уменьшают точность измерений.

В общем случае существуют низкочастотные (high-pass), высокочастотные (low-pass) и полосовые (band-pass) фильтры. Простейшим примером аппаратной реализации фильтров низких (см. **Рис. 20 а**) или высоких (см. **Рис. 20 б**) частот является RC-цепочка. Частота среза фильтров равна $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$.

Рис. 20 а) – фильтр низких частот, б) – фильтр высоких частот.

Для переменных сигналов, таких как вибрации, следует применять другой тип фильтров, а именно антиалиазинговые фильтры (фильтр защиты от наложения спектров). Подобно шумовым фильтрам, антиалиазинговые фильтры является фильтрами низких частот, однако они обладают очень резкими границами в спектральном представлении, что позволяет полностью убрать все частоты в сигнале, которые больше входной полосы частот прибора. Если эти составляющие не удалять, то они дадут ложный сигнал в полосе пропускания прибора.

• **Питание** – модули согласования также обеспечивают питание для некоторых типов датчиков, таких как датчики деформаций, термисторы и терморезисторы. При измерениях с помощью терморезисторов, как правило, необходим источник тока, который преобразует изменения сопротивления в измеряемое напряжение. Датчики деформации имеют очень маленькое сопротивление и обычно используются в конфигурации моста Уитстона и в сочетании с источником напряжения для питания.

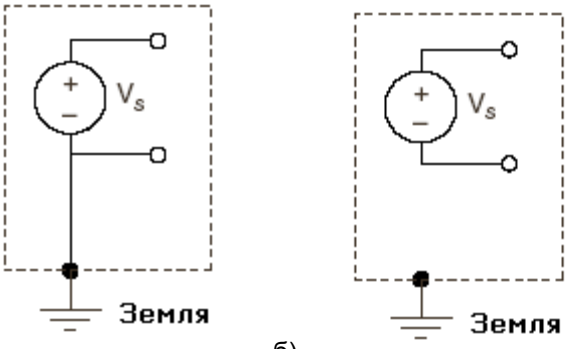
• **Линеаризация** – еще один способ согласования сигнала. Многие датчики, такие как термопары, имеют нелинейный отклик на изменения измеряемой физической величины. Программные продукты компании National Instruments NI-DAQ, LabVIEW и Measurement Studio которые содержат стандартные процедуры для линеаризации термопар, датчиков деформации и терморезисторов.

Следует четко понимать природу измеряемого сигнала, конфигурацию, в которой производятся измерения и воздействие, которое может оказывать окружающая среда. Основываясь на этой информации, можно определить, нужно ли использовать модули согласования сигнала в данной системе сбора данных или нет.

Методы подключения сигналов

Источники сигнала "заземленные" и с "плавающей землей"

Заземленным источником сигнала называется такой, чье напряжение отсчитывается относительно потенциала системной «земли», в качестве которой может быть земля или здание, как показано на следующей иллюстрации **Рис. 21**.



а) б)

Рис. 21 Источники сигнала: а)«заземленный», б) с «плавающей землей» .

Такие источники сигнала и измерительное устройство совместно используют «землю», поскольку присоединены к системной «земле». Наиболее распространенными примерами заземленных источников являются устройства, такие как генераторы сигналов и источники питания, которые соединены со зданием через настенные розетки.

Необходимо иметь в виду, что «земли» двух независимо заземленных источников сигнала в общем случае не обладают одним и тем же потенциалом. Различие между потенциалами заземления двух приборов, присоединенных к одной системе заземления в здании, достигает обычно 10 – 200 мВ. Разница может быть и больше, если разводки электроснабжения неправильно соединены. Это служит причиной явления, известного как паразитный контур с замыканием через «землю».

В источнике с «плавающей землей» сигнала напряжение не отсчитывается от какого бы то ни было общего заземления, будь то земля или здание (см. **Рис. 21**).

Некоторыми распространенными примерами источника сигнала с «плавающей землей» могут быть батарейки, термопары, трансформаторы и изолированные усилители. Глядя на рисунок источника сигнала с «плавающей землей», отметим, что ни один контакт источника не присоединен к заземлению в розетке питания, как на предыдущей иллюстрации заземленного источника сигнала. Каждый контакт независим от системной «земли».

Типы измерительных схем: дифференциальное подключение, подключение с общим заземленным и незаземленным проводом

Наиболее распространенный электрический сигнал, сгенерированный схемой согласования, соединенной с измерительным преобразователем, представляет собой сигнал по напряжению. Трансформация других электрических явлений, таких как ток и частота может встретиться в случаях, когда сигнал передается по очень длинному кабелю в сложной окружающей обстановке. На самом деле, всегда перед измерением трансформированный сигнал, в конце концов, преобразуется снова в сигнал по напряжению. Поэтому важно разобраться с таким типом источников сигналов.

Сигнал по напряжению измеряется как разность потенциалов между двумя точками. Настройка измерительной системы осуществляется, в соответствии с тем, какое оборудование используется, и какой тип измерения применяется.

Дифференциальная измерительная система

Дифференциальные измерительные системы похожи на источники сигнала с «плавающей землей»: вы проводите измерения по отношению к «плавающему» заземлению, которое отлично от заземления измерительной системы. Ни один из входов дифференциальной измерительной системы не связан с фиксированным опорным потенциалом таких систем, как земля или здание. Портативные приборы с питанием от батарей и DAQ устройства с инструментальными усилителями – примеры дифференциальных измерительных систем.

Стандартные устройства компании National Instruments реализуют восьмиканальную дифференциальную измерительную систему, как показано на **Рис. 22**. Использование мультиплексора и всего лишь одного инструментального усилителя в тракте прохождения аналогового сигнала позволяет увеличить число каналов измерения. На следующей иллюстрации контакт AIGND (analog input ground – заземление аналогового ввода) обозначает заземление измерительной системы.

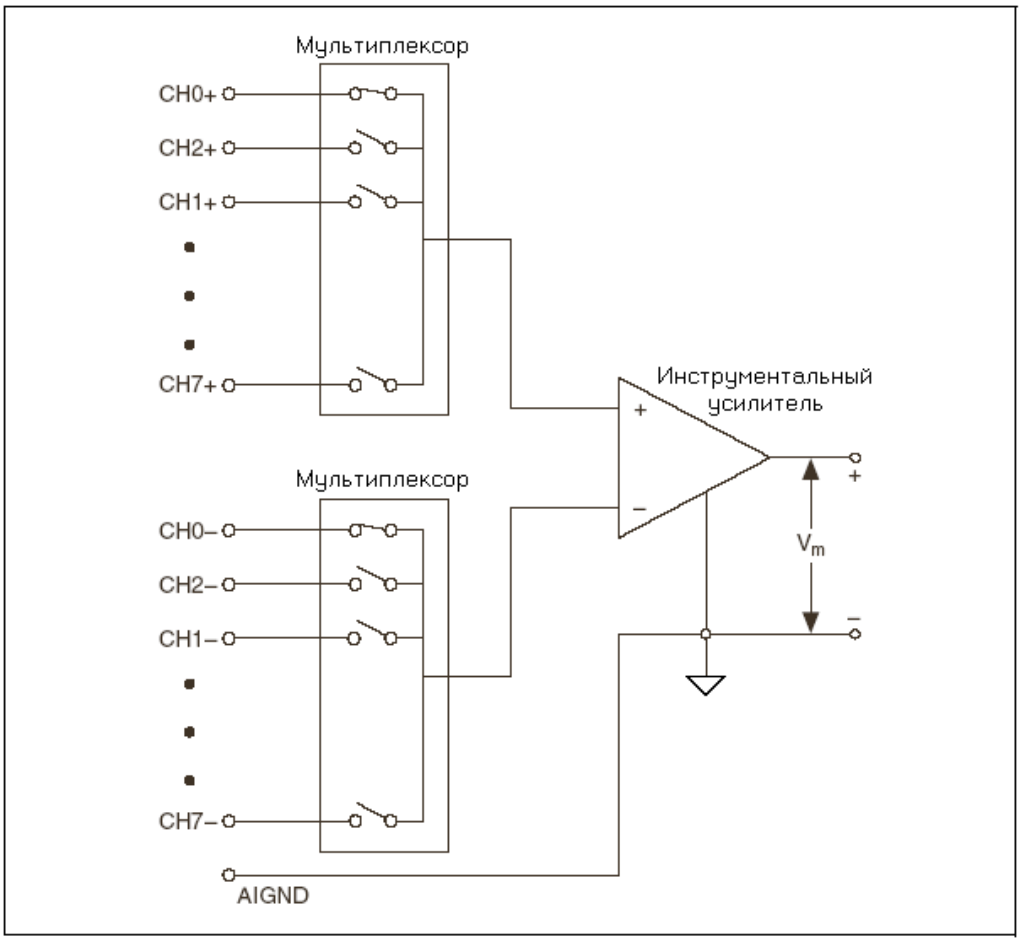


Рис. 22 Дифференциальная измерительная система.

Идеальная дифференциальная измерительная система реагирует только на разность потенциалов между двумя ее входами (терминалами) – положительным (+) и отрицательным (–). Синфазным напряжением называется напряжение, измеренное по отношению к заземлению инструментального усилителя, которое присутствует на обоих входах усилителя. Идеальная дифференциальная измерительная система не измеряет (подавляет) синфазное напряжение. Подавление синфазного напряжения полезно, поскольку нежелательные помехи и шумы часто вносятся как синфазное напряжение в контур, образованный кабельной разводкой измерительной системы.

Однако, ряд факторов, таких как диапазон синфазного напряжения и коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС), ограничивают возможность подавления синфазного напряжения реальной дифференциальной измерительной системой.

Синфазное напряжение

Диапазон синфазного напряжения ограничивает разрешенное для каждого из входов максимальное напряжение относительно заземления измерительной системы. Пренебрежение этим ограничением приводит не только к ошибке измерения, но может привести к повреждению компонентов устройства. Следующее уравнение является определением синфазного напряжения (*Vсф*)

$$Vсф = (V+ + V–) / 2$$

где *V*+ – напряжение на неинвертирующем входе измерительной системы по отношению к ее заземлению, *V*– – напряжение на инвертирующем входе измерительной системы по отношению к ее заземлению.

Измерительные системы с общим заземленным и незаземленным проводом

Измерительные системы с общим заземленным и незаземленным проводом похожи на заземленные источники сигнала, где измерения проводятся по отношению к заземлению. Измерительная система с общим заземленным проводом (referenced single-ended – RSE) измеряет напряжение по отношению к заземлению инструментального усилителя, AIGND, который

непосредственно соединен с заземлением самой измерительной системы. На **Рис. 23** показана восьмиканальная измерительная система с общим заземленным проводом.

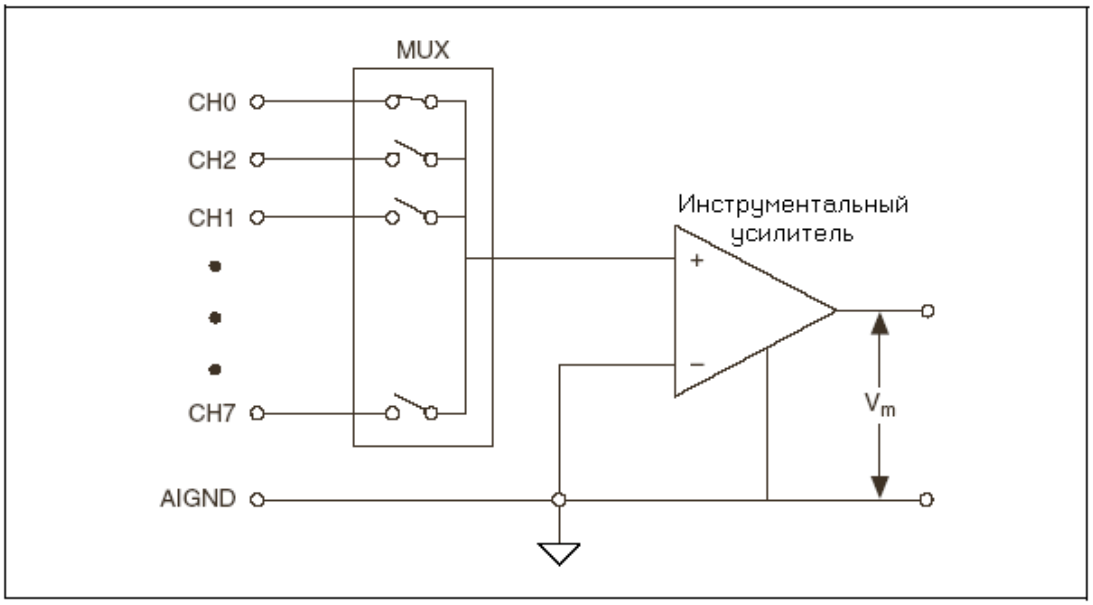


Рис. 23 Измерительная система с общим заземленным проводом.

В устройствах сбора данных часто используют технику измерений с общим незаземленным проводом (non-referenced single-ended – NRSE) или, по-другому, псевдодифференциальных измерений, которая является одним из вариантов техники измерений с общим заземленным проводом (см. **Рис. 24**).

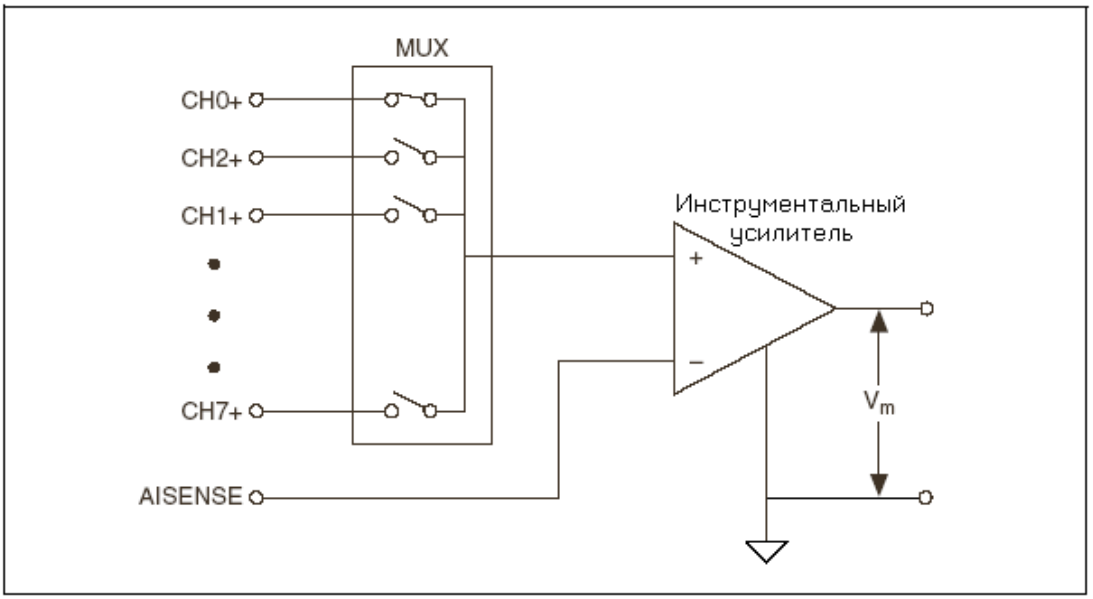


Рис. 24 Измерительная система с общим незаземленным проводом.

В NRSE измерительной системе все измерения проводятся по отношению к общему проводу аналогового ввода (AISENSE в устройствах E-серии), однако потенциал этого провода может меняться относительно заземления измерительной системы (AIGND). Одноканальная измерительная система с общим незаземленным проводом работает так же, как одноканальная дифференциальная измерительная система.

Для приборов с однопроводными и дифференциальными аналоговыми каналами ввода сигналов обычно указывается число входов обоих типов. Однопроводные входы имеют общую землю и используются в случае, когда входной сигнал имеет высокую амплитуду (свыше 1 В), и когда

провода, соединяющие источник сигнала и оборудование аналогового ввода, обладают длиной менее 4,5 м. Если входные сигналы не удовлетворяют этим требованиям, то используются дифференциальные входы. В этом случае каждый вход устройства сбора данных имеет собственную «землю», что приводит к устранению синфазного шума в проводах и уменьшению числа ошибок.

Измерения сигналов от различных источников

Измерения с заземленным источником сигнала лучше всего проводить при помощи дифференциальной измерительной системы.

На **Рис. 25** показано неправильное использование заземленной измерительной системы с опорным потенциалом – «землей» для измерения заземленного источника сигнала. В этом случае измеренное напряжение, V_m, равно сумме напряжения сигнала, V_g, и разности потенциалов ΔV_g, которая существует между землями источника сигнала и измерительной системы. Эта разность потенциалов не всегда постоянна во времени. В итоге получается зашумленная система, в результатах измерения которой часто просматриваются компоненты на частоте источника питания (50 Гц). Помехи, созданные контуром с замыканием через землю, могут содержать и постоянную и переменную составляющие, вследствие чего в измерениях появится ошибочное смещение напряжения и шумы. Разность потенциалов между двумя землями является причиной появления тока, текущего в системе.

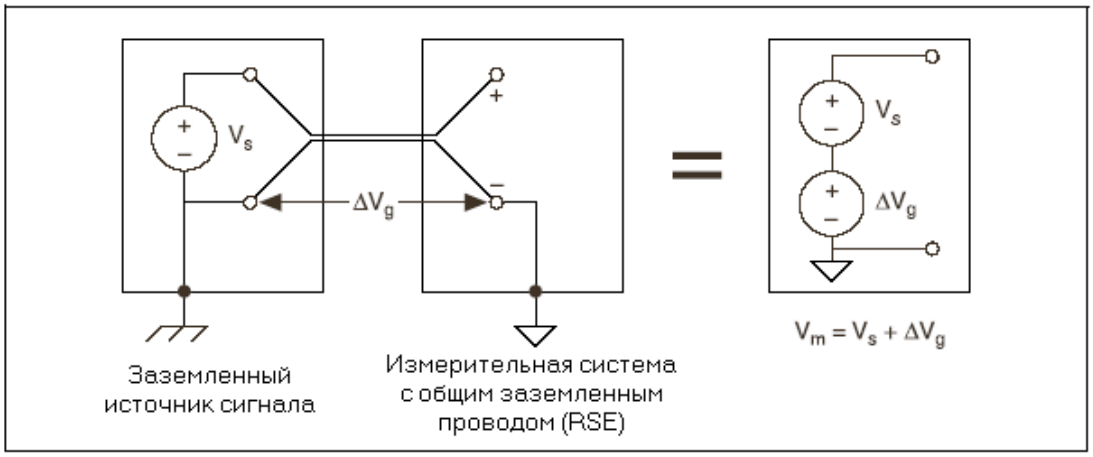


Рис. 25 Неправильное использование заземленной измерительной системы с опорным потенциалом.

Можно использовать заземленную систему с опорным потенциалом – «землей», если уровни напряжения сигнала велики, а взаимные соединения источника и измерительного устройства имеют небольшие импедансы. И в этом случае измерение напряжения сигнала будет ухудшаться под действием контура с замыканием через землю, но это ухудшение может быть небольшим. Перед тем как присоединить заземленный источник сигнала к заземленной же измерительной системе с опорным потенциалом – «землей», обязательно проверьте полярность источника сигнала, иначе он может быть закорочен на землю, что приведет к его повреждению.

Конфигурации входа обычного DAQ устройства в дифференциальном (DIFF) и NRSE режимах используются для измерений без опорного потенциала. В любой из указанных конфигураций разность потенциалов заземлений источника сигнала и измерительного устройства появляется как синфазное напряжение относительно измерительной системы и вычитается из измеренного сигнала (см. **Рис. 26**).

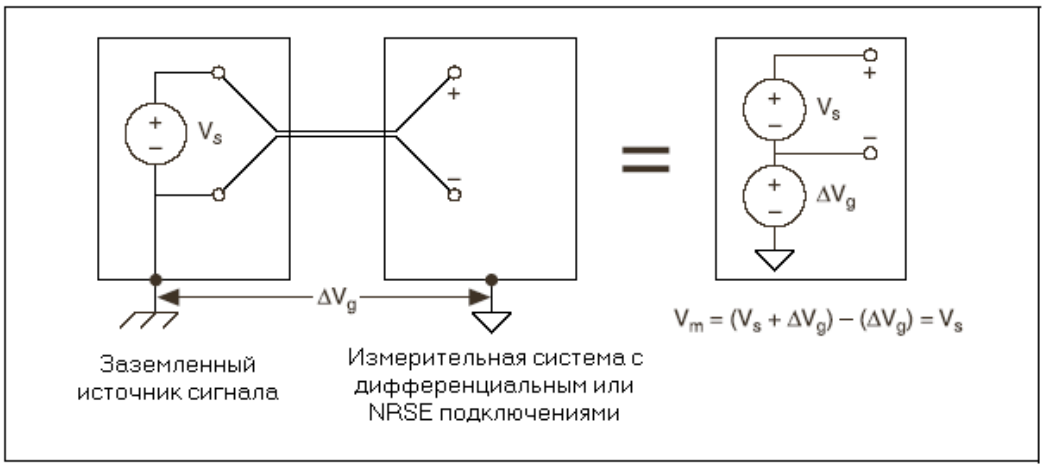


Рис. 26 Правильное использование заземленной измерительной системы без опорного потенциала.

Измерения с «плавающими» источниками сигнала с «плавающей землей»

Измерения с источниками сигнала с «плавающей землей» можно проводить с использованием как дифференциальных измерительных систем так и систем с общим проводом. Однако в случае дифференциальной измерительной системы убедитесь, что уровень синфазного напряжения сигнала относительно заземления измерительной системы остается в рамках допустимого синфазного напряжения для данного измерительного устройства.

Множество явлений, например, входной ток смещения инструментального усилителя, могут сдвигать уровень источника сигнала с «плавающей землей» за пределы рабочего диапазона напряжений входного каскада устройства сбора данных. Чтобы как-то привязать этот уровень к некоторому опорному потенциалу, используйте резисторы, как показано на **Рис. 27**.

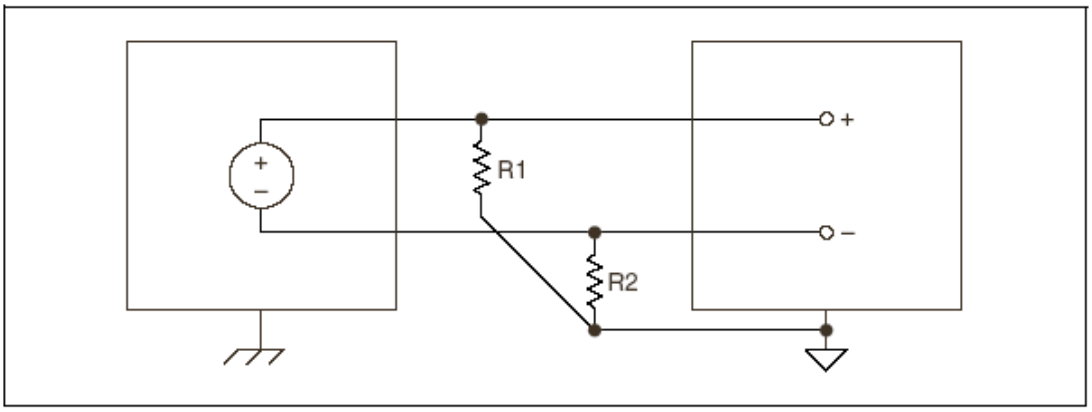


Рис. 27 Использование согласующих резисторов.

Эти резисторы смещения создают цепь постоянного тока от входов инструментального усилителя к его заземлению. Без использования резисторов напряжение источника сигнала будет действительно «плавающим». Вполне вероятно, что это напряжение не останется в пределах рабочего диапазона по синфазному напряжению инструментального усилителя, и усилитель перейдет в режим насыщения. В качестве опорного напряжения для источника вы должны использовать AIGND. Простейший способ присоединить источник сигнала к измерительной системе заключается в соединении положительного вывода сигнала с положительным входом инструментального усилителя, отрицательного вывода сигнала с AIGND и отрицательным входом инструментального усилителя без резисторов смещения. Такая схема соединений работает хорошо для источников, связанных по постоянному току, с импедансом менее 100. При больших импедансах источников такая схема делает тракт прохождения сигнала сильно несимметричным. Помехи, которые электростатически взаимодействуют с линией положительного вывода сигнала, не будут взаимодействовать с отрицательной, поскольку она соединена с AIGND. Поэтому такая помеха

появится как сигнал при дифференциальном включении, а не как синфазный сигнал, и инструментальный усилитель не подавит ее. В этом случае, вместо прямого подключения линии отрицательного вывода к AIGND подключите ее через резистор, в 100 раз больший эквивалентного импеданса источника сигнала. Резистор сделает тракт прохождения сигнала почти симметричным, так что на оба соединения будут действовать одинаковые помехи, приводя к лучшему подавлению электростатического шума.

Вы можете полностью сбалансировать путь прохождения сигнала, присоединяя другой резистор с тем же номиналом между положительным входом и AIGND, как показано на предыдущем рисунке. Такая полностью сбалансированная конфигурация немного улучшит подавление помех. Однако она имеет недостаток в том, что нагружает источник последовательным соединением (суммой) двух резисторов. Если, например, импеданс источника равен 2 кОм, а сопротивление каждого из резисторов равно 100 кОм, то нагрузкой источника будет 200 кОм, что приведет к ошибке в -1%.

Для работы инструментального усилителя требуется, чтобы оба его входа имели развязки по постоянному току на землю. Если источник имеет соединение по переменному току (емкостная связь), то инструментальному усилителю необходим резистор между положительным входом и AIGND. Если импеданс источника небольшой, то можно выбрать сопротивление достаточно большое, чтобы незначительно нагружать источник, но и достаточно маленькое, чтобы не создавать существенного смещения напряжения на входе и, как следствие, входного тока смещения (обычно выбирают 100 кОм – 1 МОм). В этом случае вы можете присоединить отрицательный вход прямо к AIGND. Если же импеданс источника большой, вы должны сбалансировать путь прохождения сигнала, как это описано выше, используя одинаковые резисторы на положительном и отрицательном входах. При этом из-за нагрузки источника, немного возрастет ошибка.

Резисторы необходимы для создания контура возврата на землю входных токов смещения. Для источников сигнала, связанных по постоянному току с усилителем, необходим только резистор R2. Для источников сигналов, связанных по переменному току, R1 = R2.

В случае источника сигнала с «плавающей землей» в схемах с общим проводом вы можете использовать режим с заземлением (RSE) для входа системы. Здесь не возникнет никакого контура с замыканием через землю. Вы также можете использовать режим с общим незаземленным проводом (NRSE), который более предпочтителен с точки зрения наводки шумов. В такой конфигурации входа источники сигналов с «плавающей землей» требуют резистора(ов) смещения между входом общего провода (AISENSE) и заземлением измерительной системы (AIGND).

Краткая классификация источников сигналов и измерительных систем

На **Рис. 28** показаны способы подключения источника сигнала к измерительной системе.

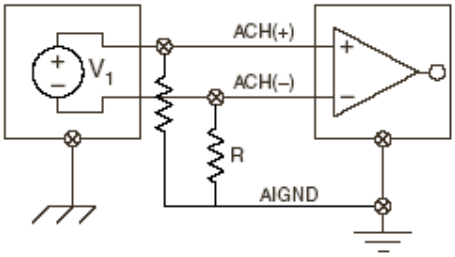
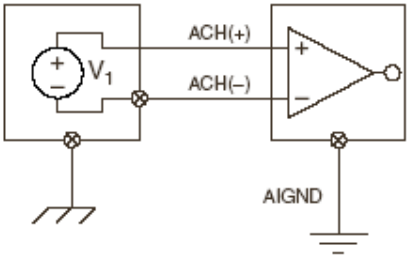
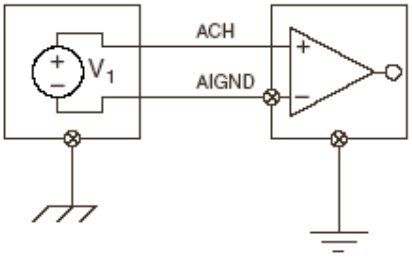
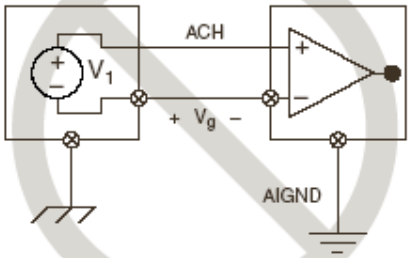
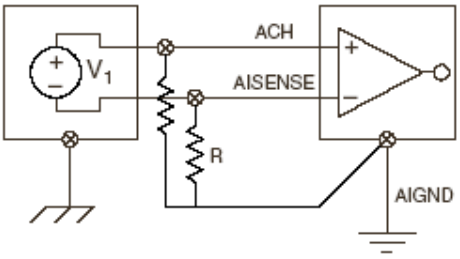
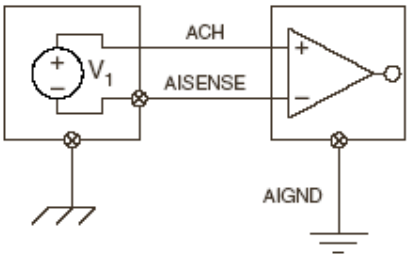
	Тип источника сигнала	
	Плавающий источник сигнала (не присоединен к заземляющей системе здания)	**Заземленный источник сигнала**
Вход	Примеры • Незаземленные термопары • Устройства согласования сигналов с изолированными выходами • Устройства на батарейках	Примеры • Встраиваемые приборы с неизолированными выходами
Дифферен-циальный		
С общим заземленным проводом		НЕ РЕКОМЕНДУЕТСЯ  Потери из-за замыкания через землю, Vg добавляется к измеряемому сигналу
С общим незаземлен-ным проводом		

Рис. 28 Способы подключения источника сигнала к измерительной системе.

Расширения компьютерных технологий

Карманные персональные компьютеры (КПК)

С помощью карманных персональных компьютеров (КПК) измерительные приложения теперь могут выполняться прямо на ладони. В настоящее время КПК стали использоваться очень широко благодаря своим небольшим размерам, мобильности и модульности. Преимущества этой платформы для измерительных приложений стали доступны с помощью LabVIEW. Модуль LabVIEW 7 PDA Module и система разработки LabVIEW позволяют создавать виртуальные приборы на КПК с операционными системами Microsoft Pocket PC и Palm OS. Кроме этого, с помощью плат сбора данных в формате CF или PCMCIA можно создать мобильные различные измерительные комплексы и системы управления: осциллографы, спектральные анализаторы, генераторы аналоговых и цифровых сигналов.

Системы реального времени

Системы жесткого реального времени обеспечивают детерминированное выполнение задач, повышенную надежность и встроенное функционирование. Детерминированное исполнение требуется в задачах динамометрического и электронного управления при тестировании элементов, где операции должны последовательно выполняться в течение четко определенного времени. Кроме этого, системы реального времени обеспечивают более высокую степень надежности, поскольку они выполняют только одно приложение за раз, что делает их идеальными для критических компонент, например для систем аварийного останова. Наконец, системы реального времени не требуют взаимодействия с пользователем, что позволяет им работать в независимых или встроенных системах бортовой и удаленной регистрации данных. Разработка программы сбора данных для платформы реального времени производится на ПК и затем загружается на контроллер реального времени.

С операционной системой жесткого реального времени можно использовать специальное оборудование реального времени, например платы сбора данных серии RT, которые содержат все необходимые компоненты для быстрого создания систем реального времени. Каждая плата состоит из двух компонент: процессорной платы и дочерней платы сбора данных. Подобно ПК, процессорная плата серии RT содержит:

- процессор
- набор микросхем
- BIOS
- память

Однако у процессорной платы нет жесткого диска, монитора, клавиатуры, мышки и других, стандартных для ПК, устройств ввода/вывода (например, последовательного или параллельного портов). Таким образом, эта плата должна работать с основным компьютером во время разработки приложения, его отладки, работы с пользовательским интерфейсом, сохранения данных на диск и т.д.

Программируемые контроллеры автоматизации

Еще несколько лет назад аппаратная реализация системы управления и контроля зависела от конкретной задачи. Новые решения в области автоматизации – программируемые контроллеры для автоматизации (Programmable Automation Controller, PAC) – обладают гораздо большей гибкостью и функциональностью, чем собственноручно разработанные схемы.

National Instruments CompactRIO принадлежит к классу программируемых контроллеров для автоматизации (см. **Рис. 29**). Контроллеры PAC разработаны для использования в распределенных контрольно-измерительных системах и представляют собой интегрированные в одном корпусе средства ввода/вывода аналоговых и цифровых сигналов, численной обработки данных, коммуникации с внешним оборудованием. Технология PAC позволяет объединить в одном компактном устройстве преимущества программируемых логических контроллеров PLC (компактность, надежность, режим реального времени) и персональных компьютеров (высокая производительность приложений, гибкость и относительная простота программирования).

Рис. 29 Программируемый контроллер для автоматизации NI CompactRIO.

CompactRIO состоит из модулей ввода/вывода, реконфигурируемой ПЛИС (программируемая логическая интегральная схема, FPGA) и контроллера реального времени (**Рис. 30**). Существует множество типов модулей ввода/вывода, например ±80 мВ ввод с термопар, ±10 В синхронизированный аналоговый ввод/вывод, дифференциальный/TTL цифровой ввод/вывод и т.д.

Модули ввода/вывода устанавливаются в четырехслотовое реконфигурируемое шасси с ПЛИС. ПЛИС представляет собой матрицу логических вентилей, логика работы и переключения которых может быть задана программным образом. Разработчики оборудования используют ПЛИС в основном из-за их малых размеров, высокой производительности, малого энергопотребления и возможности быстрой модификации логики работы. Встроенная в CompactRIO ПЛИС соединена со всеми модулями ввода/вывода, установленными в шасси, по топологии звезда, что обеспечивает возможность прямого доступа к каждому из них, и позволяет осуществлять их гибкую и точную синхронизацию. Допускается выполнение циклов цифрового ввода/вывода на частотах до 1 МГц, а операций булевой логики с временным тактом 25 нс. LabVIEW FPGA module позволяет программировать ПЛИС на графическом языке LabVIEW.

Локальная шина PCI осуществляется связь ПЛИС с контроллером реального времени. Контроллер, основан на промышленном процессоре с частотой 200 МГц (поддерживаются операции с плавающей точкой), обладает собственной оперативной и Flash-памятью, а также специализированной операционной системой реального времени. Поддерживаются стандартные средства коммуникации: Ethernet (TCP/IP, UDP), шина RS-232 (с технологией VISA). Программирование контроллера производится в LabVIEW (необходим LabVIEW Real-Time module).

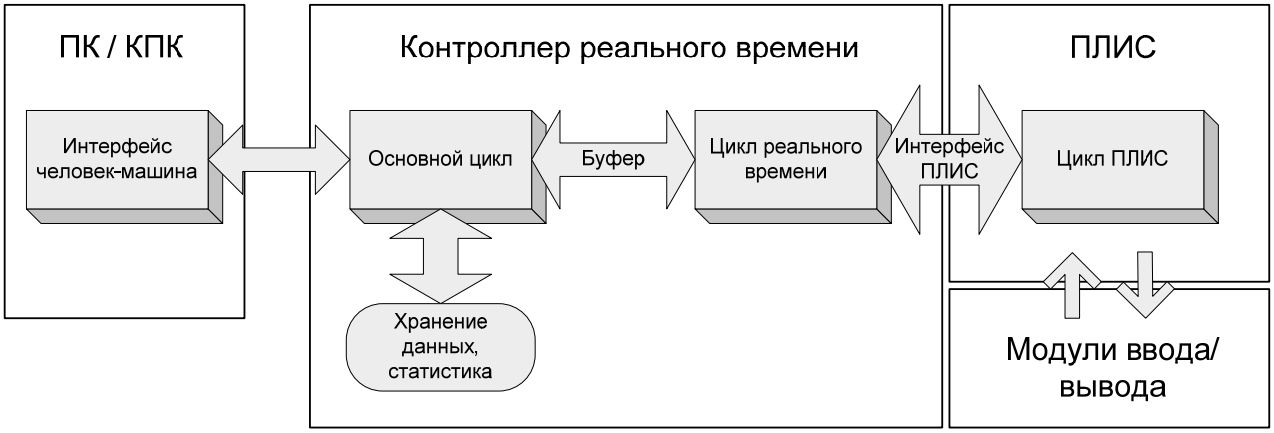


Рис. 30 Программная архитектура подсистемы NI cRIO.

Основы обработки цифровых сигналов

Непрерывный сигнал

Непрерывное преобразование Фурье

Пусть существует непрерывная интегрируемая функция x(*t*), тогда можно ввести прямое и обратное непрерывное преобразование Фурье в виде:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-i2\pi f t} dt$$

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \cdot e^{i2\pi f t} df$$

при этом должно выполняться условие интегрируемости функции $\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)| dt < \infty$. В дальнейшем будем обозначать временной сигнал, например, $x(t)$, а его спектр – $X(f)$. В общем случае функция $X(f)$ является комплексной. Ее модуль $|X(f)| = \sqrt{\mathrm{Re}^2(X(f)) + \mathrm{Im}^2(X(f))}$ по сути своей является спектральной амплитудой сигнала, по которой можно сделать вывод о наличии в сигнале тех или иных спектральных компонент. Аналогично вводится понятие фазы сигнала, которая равна $\Phi(f) = arctg(\mathrm{Im}(X(f)) / \mathrm{Re}(X(f)))$.

Можно достаточно просто доказать, что преобразование Фурье обладает следующими свойствами:

1. Линейность: $ax(t) + by(t) \Rightarrow aX(f) + bY(f)$.
2. Сдвиг по времени: $x(t - t_0) \Rightarrow X(f) \cdot e^{i2\pi f t_0}$.
3. Сдвиг по частоте: $x(t) \cdot e^{i2\pi f_0 t} \Rightarrow X(f - f_0)$.
4. Преобразование свертки: $x(t) \otimes y(t) \Rightarrow X(f) \cdot Y(f)$ и наоборот $x(t) \cdot y(t) \Rightarrow X(f) \otimes Y(f)$, где свертка определяется следующим образом: $x(t) \otimes y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \cdot y(t - \tau) d\tau$.

В **Табл. 3** приведены часто используемые функции и их спектры.

Табл. 3 Функции и их спектры

Функция	Ее спектр

Теорема Парсеваля

Для непрерывных интегрируемых сигналов и их спектров выполняется теорема Парсеваля:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot y^*(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \cdot Y^*(f) df,$$

где звездочка обозначает комплексное сопряжение. Эту теорему просто доказать, если ввести понятие дельта-функции $\delta(t-t_0)$, значение которой отлично от нуля только в точке $t=t_0$. Она обладает следующими свойствами:

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\delta(t)\,dt=1 \text{ и } \delta(t)=\int_{-\infty}^{+\infty}e^{-i2\pi f t}df\ .$$

Частным случаем теоремы Парсеваля является выражение:

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\left|x(t)\right|^2 dt=\int_{-\infty}^{+\infty}\left|X(f)\right|^2 df\ ,$$

которое представляет собой закон сохранение энергии сигнала по времени и спектру, а величина $S(f)=\left|X(f)\right|^2$ называется спектральной плотностью мощности сигнала.

Временные и спектральные окна

К сказанному выше необходимо сделать небольшое уточнение. В реальной жизни приходится работать с конечными по времени выборками сигнала. В этой связи используют понятие временного окна, накладываемого на бесконечный по времени сигнал. Самый простейший случай – прямоугольное окно следующего типа:

$$\Pi_T(t)=\begin{cases}1, & t\in\left[-T/2;T/2\right]\\ 0, & t\notin\left[-T/2;T/2\right]\end{cases}$$

В результате ограниченный по времени в интервале $\left[-T/2;T/2\right]$сигнал может быть представлен в виде произведения неограниченного сигнала на временное окно: $x(t)\cdot\Pi_T(t)$. Спектр ограниченного по времени сигнала равен свертке спектров непрерывного сигнала и временного окна:

$$x(t)\cdot\Pi_T(t)\Rightarrow X(f)\otimes\Pi_F(f)\ .$$

В случае временного окна прямоугольной формы спектр гармонического сигнала представляет собой:

$$A\sin(2\pi f_0 t)\cdot\Pi_T(t)\Rightarrow$$

При $T\to\infty$ получаем спектр бесконечного гармонического сигнала в виде δ-функции на частоте f_0. С уменьшением длины выборки по времени, что равносильно использованию временного окна, происходит уширение центрального лепестка спектра сигнала, кроме этого появляются боковые спектральные лепестки.

Наиболее распространенные типы временных и соответствующих им спектральных окон приведены в **Табл. 4**.

Табл. 4 Временные и спектральные окна.

Наименование	Временное окно	Спектральное окно
Прямоугольное	$\Pi_T(t)=\begin{cases}1, & \lvert t\rvert\le T/2\\ 0, & \lvert t\rvert>T/2\end{cases}$	$\Pi_F(\omega)=T\left[\sin c(\pi Tf)\right]$
Треугольное	$w_1(t)=\begin{cases}A_1(1-2\lvert t\rvert/T), & \lvert t\rvert\le T/2\\ 0, & \lvert t\rvert\le T/2\end{cases}$	$q_1(f)=\frac{A_1^2T}{2}\left\lvert\sin c(\pi Tf/2)\right\rvert^4$
Хемминга	$w_2(t)=\begin{cases}\frac{A_2}{2}[0.54+ & \\ 0.46\cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right)], & \lvert t\rvert\le\frac{T}{2}\\ 0, & \lvert t\rvert>\frac{T}{2}\end{cases}$	$q_2(f)=A_2^2T\left[0.5\sin c(\pi Tf)+\right.$ $+0.25\sin c(\pi T(f+1/T))+$ $\left.+0.25\sin c(\pi T(f-1/T))\right]^2$

Дискретный сигнал

Математическое представление дискретного сигнала

В математическом виде дискретный сигнал можно описать с использованием функции отсчетов, которая состоит из набора δ -функций, распределенных по времени с интервалом t_0:

$$\Psi_t(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nt_0)$$

при этом в качестве частоты дискретизации отсчетов используется величина $F = 1/t_0$. Тогда дискретный сигнал можно представить в виде произведения непрерывного сигнала на функцию отсчетов: $x_n(t) = x(t) \cdot \Psi_t(t)$.

Честно говоря, данное математическое представление дискретного сигнала не совсем корректно, поскольку сигнал определен в любой момент времени *t* в отличие от реального сигнала, определенного в некоторые моменты времени. Тем не менее, в таком представлении значение сигнала вне этих моментов времени равно нулю (см. **Рис. 31**).

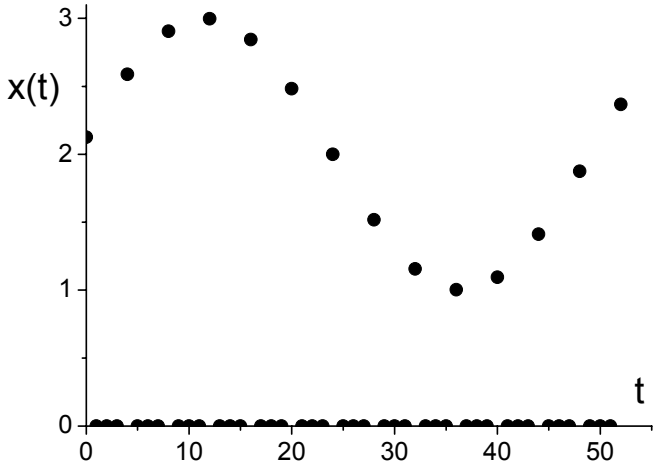


Рис. 31 Математическое представление дискретного сигнала

Спектр дискретного сигнала

Спектр дискретного сигнала (произведения временных функций) является сверткой спектров непрерывного сигнала и функции отсчетов:

$$x_n(t) = x(t) \cdot \Psi_t(t) \;\Rightarrow\; X_k(f) = X(f) \otimes \Psi_F(f) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} X(f - kF).$$

Оказывается, спектр дискретного сигнала является

1. дискретным;
2. периодическим с периодом равным частоте дискретизации F.

Для анализа получаемого спектра удобно ввести частоту Найквиста, которая равна половине частоты дискретизации: $F_N = F/2$. Тогда если верхняя частота спектра функции не превышает частоту Найквиста $f_{\max} < F_N$, то спектр дискретной функции на интервале $\left[-F_N; F_N\right]$ совпадает со спектром непрерывной функции (см. **Рис. 32**). В противном случае спектр дискретной функции оказывается искаженным и отличается от спектра непрерывной функции вследствие **эффекта наложения частот** (см. **Рис. 32**).

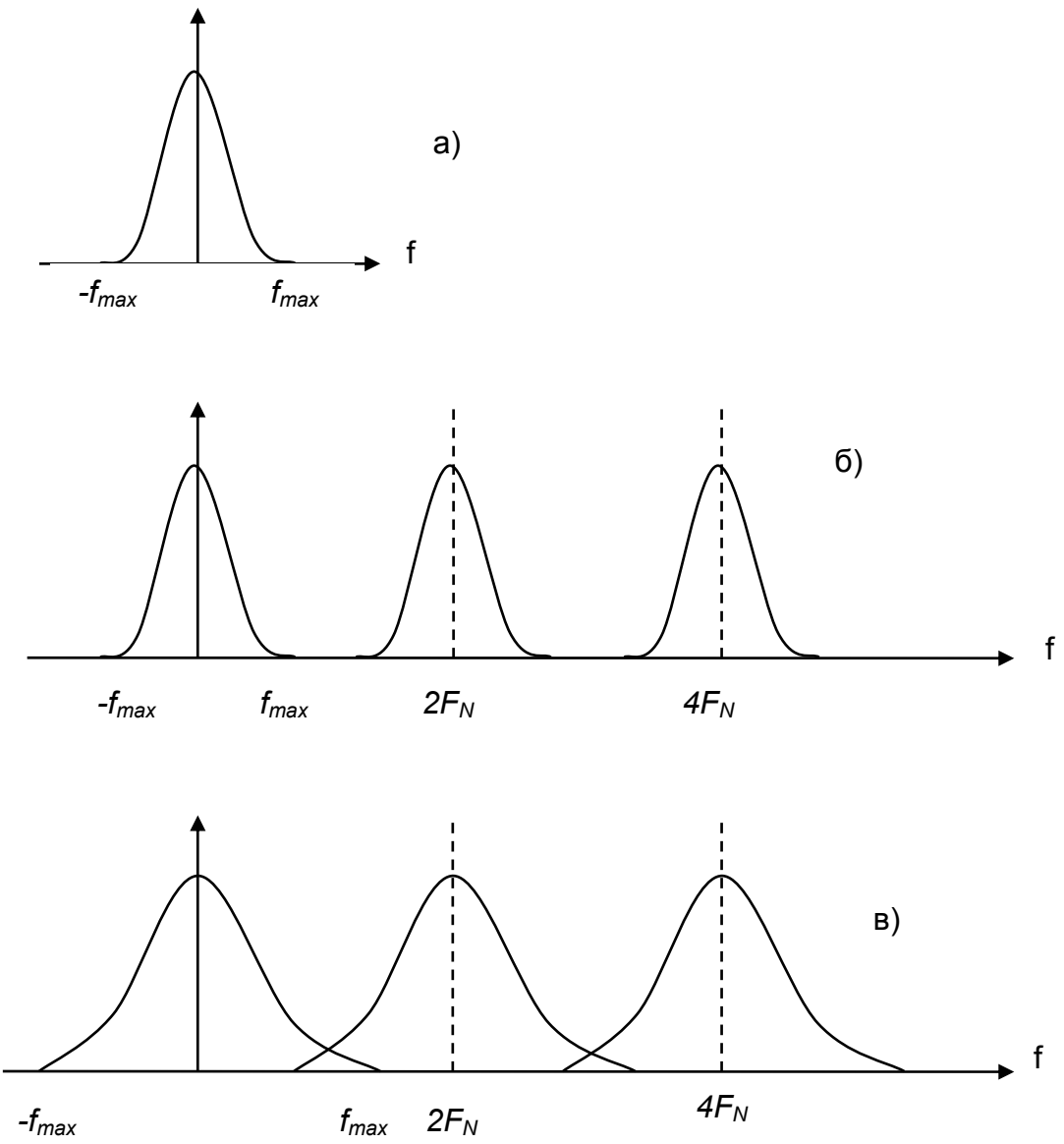


Рис. 32 Демонстрация эффекта наложения частот: а) – спектр непрерывного сигнала, б) – спектр дискретного сигнала при $f_{\max} < F_N$, в) – спектр дискретного сигнала в режиме наложения частот при $f_{\max} > F_N$.

Допустим, мы оцифровали временной сигнал с конечным спектром с максимальной частотой $f_{\max} < F_N$, то есть эффект наложения частот отсутствует. Возникает проблема восстановления непрерывного сигнала по его дискретному представлению. Для этого необходимо наложить на периодический спектр дискретного сигнала прямоугольное спектральное окно, которое вырежет только один период спектра, и выполнить обратное преобразование Фурье во временную область. В результате получим формулу

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n(t) \cdot \sin c(Ft - n),$$

которая является результатом теоремы Уиттекера–Котельникова–Шеннона, утверждающей, что периодическая функция с ограниченным спектром f_{max} может быть однозначно восстановлена по дискретной функции, заданной в отсчетах, если частота дискретизации удовлетворяет неравенству $F > 2f_{\max}$.

Таким образом, если на периоде самой высокой гармоники функции при разложении ее в ряд Фурье укладывается не менее двух отсчетов, то справедлива интерполяционная формула Котельникова, т.е. по значениям функции, заданной в дискретные моменты $t_0 \cdot n$ времени может быть однозначно восстановлено значение функции в любой момент времени.

Дискретные преобразования

Преобразование Фурье

Для дискретного сигнала используется дискретное преобразование Фурье:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \exp(-j2\pi kn/N)$$

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X[k] \exp(j2\pi kn/N)$$

Существуют различные методы расчета дискретного преобразования Фурье. В общем случае для этого необходимо N^2 элементарных операций сложения и умножения. Наиболее производительным является «Быстрое преобразование Фурье (FFT)», которое осуществляется за $N \cdot \log_2 N$ операций. Но при этом необходимо иметь в виду, что размер временной выборки должен быть равен степени двойки, в противном случае выборка дополняется нулями до ближайшего значения степени двойки.

Преобразование Лапласа

В главе о системах автоматического регулирования наиболее часто встречается другой тип преобразования – интегральное преобразование Лапласа. Сначала рассмотрим непрерывное интегральное преобразование Лапласа: для отображения функции *f(t)* действительной переменной *t* на комплексной плоскости в виде функции комплексной переменной *F(S)* выполняется следующим образом:

$$F(S) = \int_0^\infty f(t) e^{-St} dt \text{, где } S = \alpha + i \cdot \beta$$

При этом *f(t)* называют оригиналом, а *F(S)* – изображением. Полагают, что функция *f(t)* обладает следующими свойствами:

- *f(t)* кусочно-дифференцируема на всей положительной числовой полуоси (0;∞);
- *f(t)*=0 при *t<0*;
- существуют такие положительные числа *M* и *C*, при которых выполняется соотношение:

$$|f(t)| \le M \cdot e^{-ct} \quad при \ 0 \le t \le \infty$$

Обратное преобразование Лапласа – переход от изображения *F(S)* к оригиналу *f(t)* – выполняется следующим образом:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{\alpha_0 - i\infty}^{\alpha_0 + i\infty} F(S) e^{St} dS$$

Здесь интегрирование производится вдоль любой прямой, которая удовлетворяет условию $Re(S)=\alpha_0>C$. Изображения типичных функций приведены в **Табл. 5**.

Табл. 5 Функции и их изображение по Лапласу.

Функция *f(t)*	**Изображение *F(S)***
$\delta(t)$	1
$1(t) = \begin{cases} 0, & \text{при} \quad t < 0 \\ 1, & \text{при} \quad t > 0 \end{cases}$	$\frac{1}{S}$

$t \cdot 1(t)$	$\frac{1}{S^2}$
$\frac{1}{T} \cdot e^{-\frac{t}{T}}$	$\frac{1}{T \cdot S + 1}$
$1 - e^{-\frac{t}{T}}$	$\frac{1}{S(T \cdot S + 1)}$
$\frac{1}{T} \sin \frac{1}{T} t$	$\frac{1}{T^2 S^2 + 1}$
$1 - \cos \frac{1}{T} t$	$\frac{1}{S(T^2 S^2 + 1)}$
$\frac{1}{T_1 - T_2} \left(e^{-\frac{t}{T_1}} + e^{-\frac{t}{2_1}} \right)$	$\frac{1}{(T_1 S + 1)(T_2 S + 1)}$
$1 + \frac{T_1}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{2_1}}$	$\frac{1}{S(T_1 S + 1)(T_2 S + 1)}$
$C \cdot e^{-\gamma t} \sin \lambda t, \lambda = \frac{1}{T}\sqrt{1 - \xi^2}, \ C = \frac{1}{\lambda T^2}, \gamma = \frac{\xi}{T}$	$\frac{1}{T^2 S^2 + 2\xi T S + 1}$
$1 - C \cdot e^{-\gamma t} \sin(\lambda t + \theta), \ \gamma = \frac{\xi}{T}, \ \lambda = \frac{1}{T}\sqrt{1 - \xi^2}, \ C = \frac{1}{\lambda T}, \ \theta = arctg \frac{\lambda}{\gamma}$	$\frac{1}{S(T^2 S^2 + 2\xi T S + 1)}$
$1(t - \tau)$	$\frac{1}{S} \cdot e^{-\tau S}$

Дискретный вариант преобразования Лапласа выглядит следующим образом:

Основы корреляционного анализа

Корреляционная функция

Задача состоит в том, чтобы по реализации *x(t)* ответить на вопрос: есть ли в реализации периодический сигнал или его нет. Определение формы сигнала не требуется.

Пусть $x(t)=p(t)+\xi(t)$, *p(t)* - периодический сигнал с неизвестным периодом, $\xi(t)$ - шум с постоянной СПМ в полосе $[f_1,f_2]$ (*p(t)* и $\xi(t)$ - центрированы).

Автокорреляционная функция для выборки *x(t)* ($t=i \cdot d$, $I=1,\ldots,N$, $T=N \cdot t_0$ - длительность выборки, t_0 - шаг дискретизации) определяется выражением

$$R_{xx}(m) = \lim_{N, t_0 \to 0} \frac{1}{N-m} \sum_{i=0}^{N-m} x(i) \cdot x(i+m) \qquad (2.1)$$

и может быть представлена в виде

$R_{xx}(m)=R_{pp}(m)+R_{\xi\xi}(m)+R_{p\xi}(m)+R_{\xi p}(m)$.

Поскольку *p(t)* и $\xi(t)$ можно считать независимыми, то $R_{p\xi}(m)$ и $R_{\xi p}(m)$ тождественно равны нулю с точностью до погрешностей оценок, обусловленных конечностью выборки *N*.

С ростом *m* $R_{\xi\xi}(m)$ стремится к нулю, причем тем быстрее, чем шире спектр шума. Таким образом, для достаточно больших значений *N* и *m* ($m \cdot t_0 > t_c$ - время корреляции шума) $R_{xx}(m)=R_{pp}(m)$ и, если $R_{xx}(m)$ - периодическая функция, то в выборке *x(t)* содержится сигнал.

В действительности, из-за конечной длины выборки *N* мы всегда имеем дело с оценкой корреляционной функции - случайной величиной, дисперсия которой пропорциональна *1/N*. Кроме того, из-за конечной полосы частот шума, оценка $R_{xx}(m)$ представляет собой функцию с затухающими осцилляциями. Поэтому оценка $R_{xx}(m)$ помимо осцилляций, обусловленных сигналом, содержит

случайную компоненту и затухающие осцилляции, обусловленные шумом. Как показывает расчет, использование корреляционной функции приводит к увеличению отношения сигнал/шум (*S/N*) [1].

Цифровые КИХ и БИХ фильтры

Основы систем автоматического регулирования.

Общие сведения о системах автоматического управления и регулирования

Задача управления заключается в том, чтобы объект управления в условиях реальной эксплуатации обеспечивал выполнение требуемых функций. Фактическое состояние объекта управления определяется одним или несколькими рабочими параметрами *y(t)*. Чаще всего рабочие параметры представляют собой физические величины: скорость (линейная и вращения), температура, напряжение электрического тока, линейные и угловые перемещения и т.д. В реальных условиях на объект управления оказывают влияние внешние воздействия, которые называются возмущающими *z(t)*. Эти воздействия вызывают изменение внутреннего состояния объекта и как следствие - рабочих параметров. В связи с этим для выполнения рабочих функций по заданным алгоритмам необходимо на объект управления организовать подачу управляющих воздействий *U(t)* (см. **Рис. 33**).

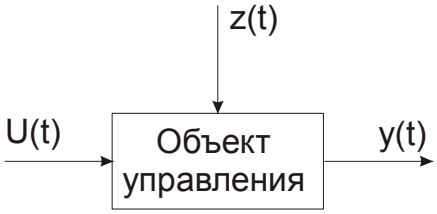


Рис. 33 Объект управления.

Заданный алгоритм обычно предусматривает поддержание рабочего параметра постоянным во времени или же изменение во времени по известному или неизвестному закону. Задача управления, по существу, заключается в формировании такого закона изменения управляющего воздействия, при котором обеспечивается заданный алгоритм при наличии возмущающих воздействий.

Для решения этой задачи используются три фундаментальных принципа управления: разомкнутое управление, управление по возмущению (принцип компенсации) и замкнутое управление (принцип обратной связи или управление по отклонению). Структурные схемы принципов управления представлены на **Рис. 34**.

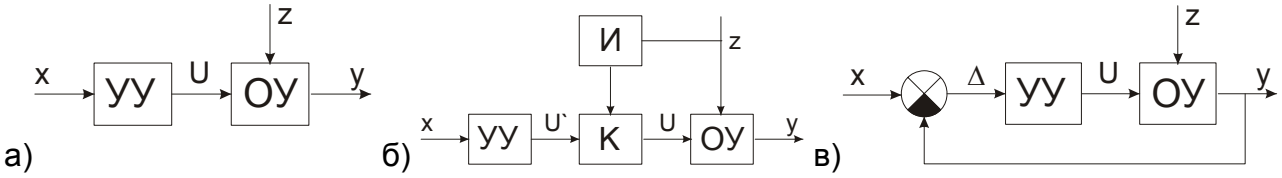


Рис. 34 Основные принципы управления: УУ - управляющее устройство; ОУ - объект управления; И - измеритель возмущения; К - корректирующее устройство.

При разомкнутом принципе (**Рис. 34**, а) управляющее устройство вырабатывает сигнал управления U, который поступает на исполнительные элементы объекта управления. На вход управляющего устройства подается сигнал X , представляющий собой задание. Задание задается человеком или специальным задающим устройством. Данный принцип отличается простотой технической реализации, но оказывается малоэффективным при недостаточной информации о характере возмущении.

Для того чтобы учесть характер возмущений в процессе управления объектом применяют управление по возмущению (**Рис. 34**, б). Здесь убавляющее устройство вырабатывает сигнал управления U’ в соответствии с заданием X. Одновременно производится измерение возмущений, действующих на объект, и производится коррекция сигнала управления U’. Полученный в результате коррекции сигнал управления U поступает на объект управления. Данный принцип является более эффективным по сравнению с разомкнутым управлением, при условии, что имеется техническая возможность измерения возмущающих воздействий. Указанное условие ограничивает применение данного принципа.

Принцип замкнутого управления (**Рис. 34**, в) позволяет решить задачу управления при любом характере действующих возмущений. В этом случае сигнал задания поступает на один из входов

элемента сравнения, на другой вход которого по цепи обратной связи подается измеренное с помощью датчиков фактическое значение рабочего параметра объекта управления. На выходе элемента сравнения имеем сигнал Δ (ошибку, отклонение), который является разностью между заданным и фактическим значениями параметров, т.е. $\Delta = x - y$. Управляющее устройство в зависимости от величины и знака ошибки вырабатывает сигнал управления. Таким образом, принцип замкнутого управления учитывает не только задание, но и фактическое состояние объекта и действующих возмущений. Поэтому данный принцип является наиболее универсальным и позволяет успешно решать задачи управления, несмотря на неопределенность объекта управления и характера возмущений. Класс автоматических систем, построенных на основе принципа замкнутого управления, получил название систем автоматического регулирования (САР),

Рассмотрим динамические процессы, протекающие в элементарной RC-цепи (см. **Рис. 35**).

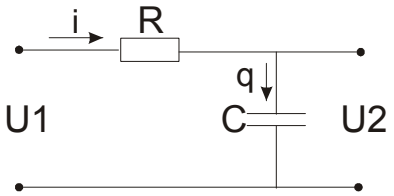


Рис. 35 RC-цепь.

Падение напряжения на сопротивлении R(U_R) равно разности между входным напряжением U_1 и выходным напряжения U_2 , т.е. $U_R = U_1 - U_2$. Напряжение U_R определяет ток $i = U_R / R$, от которого зависит заряд емкости, $q = \int i(t)dt$. Напряжение на конденсаторе U_2 определяется его зарядом, $U_2 = q/C$.

Таким образом, можно выделить внутреннюю обратную связь, определяющую зависимость тока i(t) не только от входного напряжения U_1 , но и от напряжения U_2 , до которого зарядилась емкость под действием тока i(t). В результате получим структуру, представленную на **Рис. 36**.

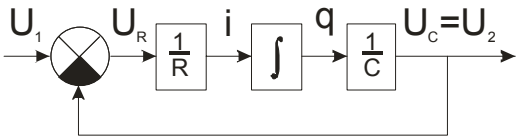


Рис. 36 Структурная модель RC – цепи.

Разновидности и свойства САР

В зависимости от основной цели задачи управления САР классифицируются следующим образом: системы стабилизации, система программного управления, следящие системы. В системах стабилизации рабочий параметр объекта (регулируемая величина) поддерживается постоянным во времени при постоянном задании. В системах программного управления рабочий параметр объекта изменяется во времени по заранее известному закону, в соответствии с которым изменяется задание. В следящих системах рабочий параметр объекта изменяется во времени по заранее неизвестному закону, который определяется каким-то внешним независимым процессом.

В зависимости от количества регулируемых величин системы могут быть одномерными (одна регулируемая величина) или многомерными (несколько регулируемых величин).

В зависимости от характера электрических сигналов системы могут быть: непрерывными, с гармоническими сигналами и дискретные. Дискретные в свою очередь, могут быть релейными, импульсными или цифровыми.

Важным свойством также является поведение параметров системы во времени. Если в период эксплуатации параметры являются неизменными, то система считается стационарной, в противном случае - нестационарной. Кроме того, особо выделяются системы с распределенными параметрами, т.е. такие системы, которые содержат распределенные в пространстве элементы, например, длинные электрические линии и т.д.

Указанные выше свойства систем определяют вид математического описания протекающих процессов. При этом необходимо иметь в виду, что большинство систем обладают свойством инерционности. Поэтому в системах можно наблюдать переходной процесс и установившийся режим. Наиболее приемлемым способом математического описания в этом случае являются дифференциальные уравнения (для непрерывных систем) или разностные уравнения (для дискретных систем). Вид дифференциального уравнения зависит от основных свойств, которыми

обладает САР. В простейших случаях это линейные дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами.

В зависимости от характера внешних воздействий (задающего и возмущающего) различают детерминированные и стохастические системы. В детерминированных САР внешние воздействия имеют вид постоянных функций времени. В стохастических системах внешние воздействия имеют вид случайных функций. В дальнейшем будут рассматриваться только детерминированные системы.

По свойствам ошибки (отклонения) в установившемся режиме различают статические и астатические системы. Система, в которой величина установившейся ошибки зависит от величины возмущения при постоянном задании, называется статической по возмущению. Если установившаяся ошибка не зависит от величины возмущения, то система является астатической 1-ого порядка. Если установившаяся ошибка не зависит от первой производной возмущающего воздействия, то система является астатической 2-го порядка. Кроме того, различают статизм и астатизм по задающему воздействию. При этом возмущение считается постоянным и установившаяся ошибка рассматривается в зависимости от величины задающего воздействия.

Рассмотренные разновидности и свойства являются основными и не исчерпывают всего многообразия САР.

Законы регулирования.

В составе структуры САР содержится управляющее устройство, которое называется регулятором и выполняет основные функции управления, путем выработки управляющего воздействия U в зависимости от ошибки (отклонения), т.е. $U = f(\Delta)$. Закон регулирования определяет вид этой зависимости без учета инерционности элементов регулятора. Закон регулирования определяет основные качественные и количественные характеристики систем.

Различают линейные и нелинейные законы регулирования. Кроме того, законы регулирования могут быть реализованы в непрерывном или в цифровом виде. Цифровые законы регулирования реализуются путем построения регуляторов с помощью средств вычислительной техники (микро ЭВМ или микропроцессорных систем).

Рассмотрим основные линейные законы регулирования. Простейшим является пропорциональный закон, и регулятор в этом случае называют П-регулятором. При этом $U=U_0+k\Delta$, где U_0 - постоянная величина, k - коэффициент пропорциональности. Основным достоинством П-регулятора является простота. По существу, это есть усилитель постоянного тока с коэффициентом усиления k. Недостатки П-регулятора заключаются в невысокой точности регулирования, особенно для объектов с плохими динамическими свойствами.

Интегральный закон регулирования и соответствующий И-регулятор реализует следующую зависимость: $U = U_0 + \frac{1}{T}\int_0^T \Delta dt$, где T - постоянная времени интегрирования.

Техническая реализация И-регулятора представляет собой усилитель постоянного тока с емкостной отрицательной обратной связью. И-регуляторы обеспечивают высокую точность в установившемся режиме. Вместе с тем И-регулятор вызывает уменьшение устойчивости переходного процесса и системы в целом.

Пропорционально-интегральный закон регулирования позволяет объединить положительные свойства пропорционального и интегрального законов регулирования. В этом случае ПИ-регулятор реализует зависимость: $U = U_0 + k_1\Delta + k_2\frac{1}{T}\int_0^T \Delta dt$.Мощным средством улучшения поведения САР в переходном режиме является введение в закон регулирования производной от ошибки. Часто эта производная вводится в пропорциональный закон регулирования. В этом случае имеем пропорционально-дифференциальный закон регулирования, регулятор является ПД-регулятором, который реализует зависимость:

$$U = U_0 + k_1\Delta + k_2\frac{d\Delta}{dt}$$

Кроме ПИ- и ПД-регуляторов, часто на практике используют ПИД-регуляторы, которые реализуют пропорционально–интегрально-дифференциальный закон регулирования:

$$U = U_0 + k_1\Delta + k_2\frac{d\Delta}{dt} + k_3\frac{1}{T}\int_0^T \Delta dt$$

Среди нелинейных законов регулирования наиболее распространены релейные законы. Существуют двухпозиционный и трехпозиционный законы регулирования. Аналитически двухпозиционный закон регулирования записывается следующим образом:

$$U = \begin{cases} -U_{\max}, & \text{при} \quad \Delta < 0 \\ U_{\max}, & \text{при} \quad \Delta > 0 \end{cases}$$

Трехпозиционный закон регулирования имеет следующий вид:

$$U = \begin{cases} -U_{\max}, & \text{при} \quad \Delta < -\Delta_{\text{Н}} \\ 0, & \text{при} \ -\Delta_{\text{Н}} < 0 < \Delta_{\text{Н}} \\ U_{\max}, & \text{при} \quad \Delta > \Delta_{\text{Н}} \end{cases}$$

При трехпозиционном законе регулирования величина $\Delta_{\text{Н}}$ определяет зону нечувствительности регулятора. Применение релейных законов позволяет при высоком быстродействии получить такие результаты, которые невозможно осуществить с помощью линейных законов,

Виды задающих и возмущающих воздействий.

Возмущения, действующие на САР, представляют собой непрерывные функции времени с различными законами изменения. Часто такой же характер имеют задающие воздействия. Поэтому поведение САР в реальных условиях представляет собой сочетание переходного и установившегося режимов. В этом случае возникают трудности принципиального характера, т.к. заранее неизвестны законы измерения внешних воздействий, что затрудняет анализ динамики и статики САР, Для ликвидации возникших затруднений часто используют так называемые типовые, управляющие и возмущающие воздействия, которые представляют собой либо наиболее вероятные, либо наиболее неблагоприятные законы изменения управляющих и возмущающих воздействий.

Довольно широко в качестве типовых используют воздействия полиномиального вида:

$$f(t) = \frac{f_n}{n!} t^n \cdot 1(t)$$

где *n= 0,1,2* **…** натуральные числа; f_n - постоянные величины; *l(t)* - единичная ступенчатая функция

$$1(t) = \begin{cases} 0, & \text{при} \quad \text{t} < 0 \\ 1, & \text{при} \quad \text{t} > 0 \end{cases}$$

При *n=0* выражение определяет ступенчатое воздействие $f(t) = f_0 \cdot 1(t)$, при *n=1* - линейное воздействие (воздействие с постоянной скоростью) $f(t) = f_1 \cdot t \cdot 1(t)$, при *n=2* - воздействие с постоянным ускорением $f(t) = \frac{f_2}{2} \cdot t^2 \cdot 1(t)$.

В некоторых случаях в качестве типового используется импульсное воздействие вида $f(t) = k\delta(t)$, где $\delta(t)$ – единичная дельта-функция. Кроме того, часто применяются гармонические типовые воздействия: $f(t) = k \cdot \sin(\omega t \pm \varphi) \cdot 1(t)$, где *k* – постоянный коэффициент; ω – частота; φ – фаза.

Момент приложения внешних воздействий к САР обычно принимается за нуль отсчета времени. При таком подходе внешние воздействия для отрицательного момента времени равны нулю. В связи с этим, в аналитические выражения для внешних воздействий в качестве множителя вводят единичную ступенчатую функцию.

Любое внешнее воздействие сложной формы может быть приближенно представлено в виде совокупности типовых воздействий, связанных между собой определенными математическими операциями.

Математическое описание САР

Математическое описание элементов САР.

Поведение САР в процессе функционирования представляет собой сочетание статических и динамических режимов. Для проведения теоретических исследований САР и ее отдельных элементов необходимо иметь уравнения, описывающие их поведение при изменяющихся внешних

воздействиях. Эти уравнения представляют собой выраженные в математической форме соотношения, связывающие входные и выходные сигналы и воздействия.

С целью упрощения получения математических соотношений обычно вводят следующие допущения:

- САР и ее элементы обладают свойством стационарности;
- элементы САР являются линейными;
- протекающие процессы являются непрерывными функциями времени при выполнении нулевых начальных условий.

В обобщенном виде САР представлена на **Рис. 37**.

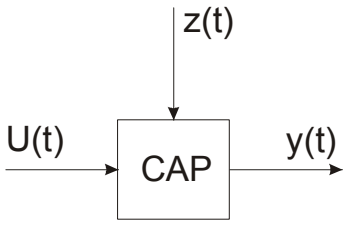


Рис. 37 Система автоматического регулирования.

В общем случае действие непрерывной линейной САР описывается неоднородным дифференциальным уравнением следующего вида:

$$a_0\frac{d^n y}{dt^n}+a_1\frac{d^{n-1}y}{dt^{n-1}}+\ldots+a_n y=b_0\frac{d^m x}{dt^m}+b_1\frac{d^{m-1}x}{dt^{m-1}}+\ldots+b_m x+c_0\frac{d^k z}{dt^k}+c_1\frac{d^{k-1}z}{dt^{k-1}}+\ldots+c_k z$$

где *a, b, c* - постоянные коэффициенты, зависящие от параметров системы.

Введем оператор дифференцирования $p=\frac{d}{dt}$, тогда уравнение может быть представлено в операторном виде:

$$(a_0p^n+a_1p^{n-1}+\ldots+a_n)y=(b_0p^m+b_1p^{m-1}+\ldots+b_m)x+(c_0p^k+c_1p^{k-1}+\ldots+c_k)z$$

В этом выражении полином, стоящий при выходном параметре *y*, называется собственным оператором и обозначается *Q(p)*. Полиномы при воздействиях *x* и *z* называются соответственно оператором управляющего воздействия и оператором возмущающего воздействия. Оператор управляющего воздействия обозначим $R_1(p)$, а оператор возмущающего воздействия обозначим $R_2(p)$. С учетом введенных обозначений уравнение примет вид:

$$y\cdot Q(p)=x\cdot R_1(p)+z\cdot R_2(p)$$

В установившемся режиме: $a_n y=b_m x+c_k z$.

В тех случаях, когда система или ее составной элемент описывается дифференциальным уравнением не выше 2-го порядка, применяется стандартная форма записи уравнения. Например, имеем САР с одним входом *x* и одним выходом *y*, которая описывается уравнением:

$$a_0p^2y+a_1py+a_2y=b_0x$$

Левую и правую часть уравнения разделим на коэффициент a_2:

$$\frac{a_0}{a_2}p^2y+\frac{a_1}{a_2}py+y=\frac{b_0}{a_2}x$$

Введем обозначения $\frac{a_0}{a_2}=T_1$, $\frac{a_1}{a_2}=T_2$, $\frac{b_0}{a_2}=K$ и получим уравнение

$$(T_1p^2+T_2p+1)y=kx$$

В этом случае собственный оператор *Q(p)* принимает вид алгебраического уравнения:

$$Q(p)=T_1p^2+T_2p+1$$

Как легко понять, используемый выше оператор дифференцирования *p* имеет тесную связь с оператором интегрального преобразования Лапласа *S*. Для линейных дифференциальных уравнений с постоянными параметрами при нулевых начальных условиях и точностью до обозначения оператор *p* соответствует оператору *S*, т.е. $p\equiv S$. Это обстоятельство позволяет использовать для решения подобных уравнений, а также для моделирования САР интегральное преобразование Лапласа.

В общем случае уравнение непрерывной линейной САР можно привести к виду:

$$\left(a_0S^n + a_1S^{n-1} + \ldots + a_n\right)\cdot y(t) = \left(b_0S^m + b_1S^{m-1} + \ldots + b_m\right)\cdot x(t) + \left(c_0S^k + c_1S^{k-1} + \ldots + c_k\right)\cdot z(t)$$

Структурные модели САР.

Рассмотрим аналитическую форму представления динамических САР. Это в значительной степени упрощает процесс технической реализации как модулей, так и реальных элементов и систем. Допустим, что САР содержит только один вход *x(t)* и один выход *y(t)* и описывается уравнением:

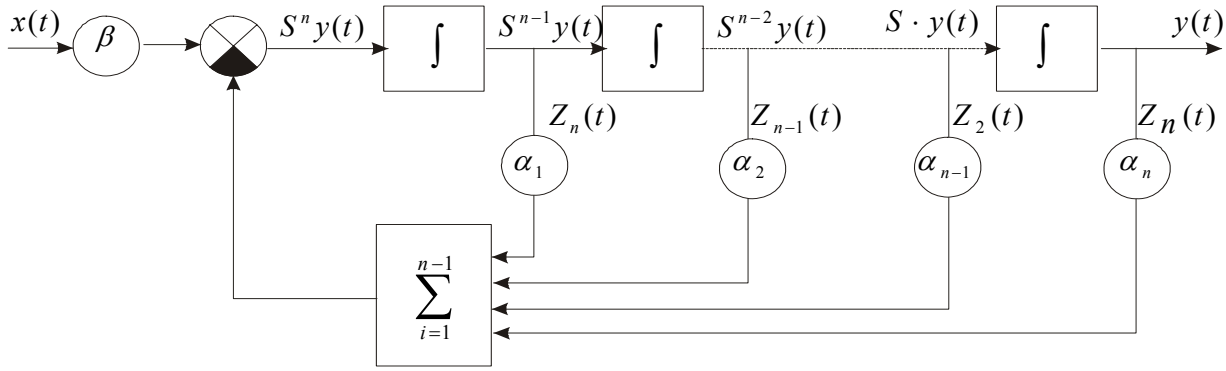
$$a_0S^n y(t) + a_1S^{n-1}y(t) + \ldots + a_n y(t) = b_m x(t)$$

Выразим уравнение относительно старшей степени *S*:

$$S^n y(t) = \frac{1}{a_0}\left(-a_1S^{n-1}y(t) - a_2S^{n-2}y(t) - \ldots - a_n y(t) + b_m x(t)\right)$$

Входной сигнал *y(t)* можно получить путем последовательного интегрирования старшей производной $S^n y(t)$. Для этого потребуется n последовательно включенных интеграторов, сигналы на входах которых представляют собой производные от $S^n Y(t)$ до *Sy(t)*.

Таким образом, старшая производная $S^n y(t)$ равна переменной $b_m X(t)$ минус сумма выходных сигналов интеграторов, умноженных на коэффициенты a_1, a_2 ... a_n. Тогда получим структурную модель, представленную на **Рис. 38**.



$$\beta = \frac{b_m}{a_0} \qquad \alpha_1 = \frac{a_1}{a_0} \qquad \alpha_2 = \frac{a_2}{a_0} \qquad \alpha_{n-1} = \frac{a_{n-1}}{a_0} \qquad \alpha_n = \frac{a_n}{a_0}$$

Рис. 38 Структурная модель САР.

Введем обозначения $Z_1(t)=y(t)$, $Z_2(t)=S\cdot y(t)\ldots Z_n(t)=S^{n-1}\cdot y(t)$ и уравнение n-го порядка запишем в виде системы n дифференциальных уравнений первого порядка:

$$Z_1'(t) = Z_2(t)$$

$$Z_2'(t) = Z_3(t)$$

$$\ldots$$

$$Z_{n-1}'(t) = Z_n(t)$$

$$Z_n'(t) = -\frac{a_n}{a_0}Z_1(t) - \frac{a_{n-1}}{a_0}Z_2(t) - \ldots - \frac{a_1}{a_0}Z_n(t) + \frac{b_m}{a_0}x(t)$$

Эта система уравнений является одной из форм представления динамических процессов структурной модели, изображенной на **Рис. 38**. В матричной форме она принимает вид:

$$\begin{vmatrix} Z_1'(t) \\ Z_2'(t) \\ \vdots \\ Z_{n-1}'(t) \\ Z_n'(t) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\frac{a_n}{a_0} & -\frac{a_{n-1}}{a_0} & -\frac{a_{n-2}}{a_0} & \dots & -\frac{a_1}{a_0} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} Z_1(t) \\ Z_2(t) \\ \vdots \\ Z_{n-1}(t) \\ Z_n(t) \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \beta \end{vmatrix} \times X(t)$$

В сокращенном виде матричная форма записывается следующим образом: $\vec{Z}'(t) = A \cdot \vec{Z}(t) + \vec{\beta} \cdot x(t)$, где $\vec{Z}(t) = \begin{bmatrix} Z_1(t) & Z_2(t) & \dots & Z_n(t) \end{bmatrix}$ n-мерный вектор состояния; A – квадратная матрица размером n × n; β - $\begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & \frac{b_m}{a_0} \end{bmatrix}$ - вектор-столбец управления.

Структурная математическая модель динамических процессов САР обладает рядом преимуществ перед аналитическими описаниями или передаточными функциями. Во-первых, структурная модель дает ясное и наглядное представление понятию "состояние систем", как совокупность сигналов на выходах интеграторов. Во-вторых, однозначно представляется структура взаимодействий между переменными в виде системы с обратными связями, которые и определяют протекание динамических процессов.

Устойчивость и качество САР.

Основные условия устойчивости.

Понятие устойчивости является важнейшей качественной оценкой динамических свойств САР. Устойчивость САР связана с характером ее поведения после прекращения внешнего воздействия. Это поведение описывается свободной составляющей решенная дифференциального уравнения, которое описывает систему. Если свободная составляющая рабочего параметра объекта управления после прекращения внешнего воздействия стремится к нулю, то такая система является устойчивой. Другими словами - устойчивость системы это есть затухание ее переходных процессов.

Если свободная составляющая стремится к конечному значению или имеет вид гармонических колебаний с постоянной амплитудой, то система считается нейтральной. В том случае, если свободная составляющая неограниченно возрастает или имеет вид гармонических колебаний с возрастающей амплитудой, то система считается неустойчивой.

Оценка устойчивости производится на основе результатов исследования свободной составляющей, которая представляет собой решение однородного дифференциального уравнения при заданных начальных условиях:

$$\left(a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + \dots + a_n\right) y = 0$$

Решение этого уравнения представляет собой сумму слагаемых, вид которых определяется значениями корней характеристического уравнения:

$$a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + \dots + a_n = 0$$

Если система представлена в виде передаточной функции, то для анализа устойчивости используется ее собственный оператор (знаменатель передаточной фикции). Полученные корни характеристического уравнения могут быть представлены в виде точек на комплексной плоскости.

Для устойчивых систем необходимо и достаточно, чтобы все корни характеристического уравнения лежали слева от мнимой оси комплексной плоскости. Если хотя бы один вещественный корень или пара комплексных сопряженных корней находится справа от мнимый оси, то система является неустойчивой. Если имеется нулевой корень или пара чисто мнимых корней, то система считается нейтральной (находящейся на границе устойчивости и неустойчивости). Таким образом, мнимая ось комплексной плоскости является границей устойчивости.

С целью упрощения анализа устойчивости систем разработано ряд специальных методов, которые получили название критерии устойчивости. Критерии устойчивости делятся на две разновидности: алгебраические и частотные. Алгебраические критерии являются аналитическими, а частотные - графо-аналитическими. Критерии устойчивости позволяют также оценить влияние параметров системы на устойчивость.

Алгебраический критерий устойчивости Гурвица.

Алгебраический критерий Гурвица находит широкое применение при анализе САР. Первоначально, из коэффициентов уравнения

$$\left(a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + \ldots + a_n\right) y = 0$$

составляется матрица главного определителя:

$$\begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & \ldots & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & \ldots & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & 0 & \ldots & a_n \end{vmatrix}$$

По диагонали матрицы от верхнего левого угла записываются по порядку все коэффициенты уравнения, начиная с a_1. Затем каждый столбец матрицы дополняется таким образом, чтобы вверх от диагонали индексы коэффициентов увеличивались, а вниз – уменьшались.

Для устойчивой системы необходимым и достаточным является то, чтобы при $a_0>0$ все диагональные определители были также положительными, т.е.

$$\Delta_1 = a_1 > 0; \qquad \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} > 0 \text{ и т.д.}$$

Система будет нейтральной в том случае, если $\Delta_n=0$ и все предыдущие определители положительны.

Оценки качества регулирования.

Кроме устойчивости САР анализируются с точки зрения качества регулирования. В общем случае качество регулирования представляет собой совокупность точности в установившемся режиме и качества переходных процессов.

Оценки качества могут быть прямыми и косвенными. В свою очередь прямые и косвенные могут быть статическими и динамическими. Динамические оценки характеризуют переходной процесс, а статические - установившийся режим.

Прямые оценки определяются непосредственно по переходной характеристике по каналу управления или возмущения (см. **Рис. 24)**

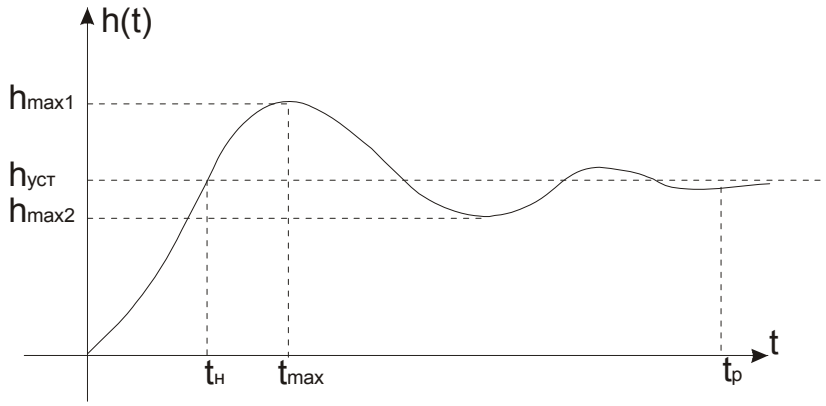


Рис. 39 Переходная характеристика.

Если переходная характеристика представляет собой затухающие колебания, то система считается устойчивой. При этом допускается не более 2-3 колебаний. К основным прямым оценкам относятся следующие: σ - регулирование, t_p - время регулирования, ε - декремент затухания, ω - частота колебаний, n - число колебаний, которое имеет переходная характеристика за время

регулирования t_p, t_H - время нарастания переходного процесса, t_{max} - время достижения первого максимума.

Перерегулирование есть разность между максимальным значением h_{max1} переходной характеристики и ее установившимся значением, выраженная в процентах:

$$\sigma = \frac{\left| h_{уст} - h_{\max} \right|}{h_{уст}} \cdot 100\%$$

В большинстве случаев требуется, чтобы перерегулирование не превышало 10 - 30%.

Время регулирования оценивает длительность переходного процесса. Так как теоретически длительность переходного процесса идеальных систем равно ∞, за время регулирования принимается тот интервал времени, по истечении которого отклонение переходной характеристики от установившегося значения не превышает некоторой заданной величины *q*. Значение *q* выбирают обычно равным 5%.

При заданных значениях σ и t_p переходная характеристика не должна выходить из определенной области, которая называется областью допустимых отклонений.

В статическом режиме САР оценивается коэффициентом статизма (астатизма):

$$\Delta = \frac{x - y_{уст}}{x}$$

где *x* - задание; $y_{уст}$ - установившееся значение рабочего параметра.

Рассмотренные выше оценки качества относятся к прямым. Вместе с тем существуют косвенные, среди которых наибольшее распространение получили интегральные оценки. Существует две разновидности интегральной оценки: линейная и квадратичная. Численно линейная интегральная оценка равна площади, ограниченной кривой ошибки иди разности *x-y*. Значение *y* берется в пределах временного интервала от *0* до t_p. Линейная интегральная оценка определяется следующим выражением:

$$J_0 = \int_0^{t_p} (x - y)dt$$

Эта оценка может быть применена только при монотонных переходных процессах при отсутствии колебаний.

Квадратичная интегральная оценка применяется как при монотонных, так и при колебательных переходных процессах и определяется следующим соотношением:

$$J_0 = \int_0^{t_p} (x - y)^2 dt$$

Недостаток квадратичной интегральной оценки заключается в том, что различные по характеру переходные процессы могут иметь одну и ту же величину оценки.

Коррекция САР.

В тех случаях, когда устойчивость и необходимые качества не могут быть достигнуты путем изменения параметров системы (коэффициентов передачи, постоянных времени), то применяется коррекция. Коррекция представляет собой введение в систему дополнительных элементов, называемых корректирующими.

Корректирующие элементы (устройства) могут быть включены в структуру САР различными способами. Корректирующее устройство может быть включено в прямую цепь последовательно. Последовательное корректирующее устройства обычно применяют в тех случаях, когда сигнал управления представляет собой напряжение постоянного тока. Корректирующие устройства обычно выполняются в виде пассивных или активных электрических четырехполюсников постоянного тока. Если корректирующее устройство вводит производную от сигнала рассогласования Δ, то происходит увеличение запаса устойчивости и повышение качества переходного процесса. При введении интеграла и производной от сигнала рассогласования обеспечивается астатизм в сочетании с сохранением устойчивости и качества переходной характеристики.

Применяется также включение корректирующего устройства в виде обратной связи (**Рис. 40**)

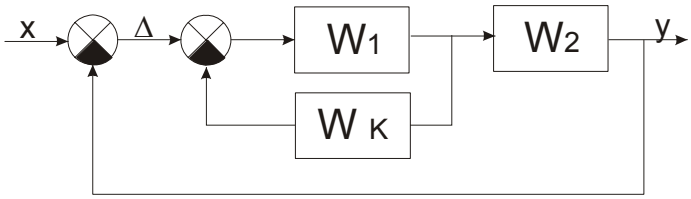


Рис. 40 Коррекция в виде обратной связи.

В этом случае свойства участка цепи, где включена коррекция, и изменение ее параметров не оказывают влияния на свойства всей системы. Это важное свойство является причиной широкого применения коррекции в виде обратной связи. Обратная связь здесь обычно является отрицательной.

Применяется третий способ коррекции - параллельный (**Рис. 41**) Параллельная коррекция имеет меньшие возможности, чем две предыдущих разновидности. Вместе с тем, параллельное корректирующее устройство при меньшей сложности обеспечивает нужное преобразование сигнала рассогласования.

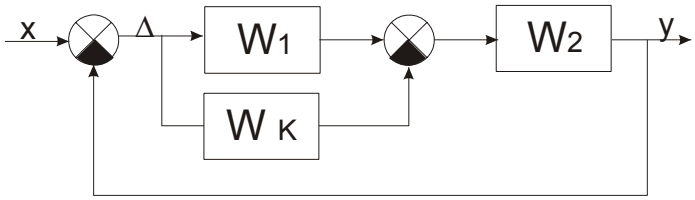


Рис. 41 Параллельная коррекция.

Выбор параметров корректирующих устройств производится исходя из критериев устойчивости и проверяется по оценкам качества переходных процессов.

Передаточные функции.

Определение передаточной функции.

Понятие передаточная функция является наиболее важной категорией в теории автоматического управления и регулирования. Передаточная функция является своего рода математической моделью САР, т.к. полностью характеризует динамические свойства системы.

Передаточная функция представляет собой отношение изображение по Лапласу выходной величины *y(S)* к изображению входной величины *x(S)*, т.е.

$$W(S) = \frac{y(S)}{x(S)}$$

Учитывая условия $p \equiv S$ уравнение для линейных систем запишем в следующем виде:

$$Q(S) \cdot y(S) = R_1(S) \cdot x(S) + R_2(S) \cdot z(S)$$

Поскольку для линейных систем можно применить принцип наложения, то будет справедливым выделить следующие два случая:

- сигнал *z(S)=0*, тогда $Q(S) \cdot y(S) = R_1(S) \cdot x(S)$
- сигнал *x(S)=0*, тогда $Q(S) \cdot y(S) = R_2(S) \cdot z(S)$

Тогда, для любой САР, имеющей входы по управлению и по возмущению, можно определить две передаточные функции:

$$W_1(S) = \frac{y(S)}{x(S)} = \frac{R_1(S)}{Q(S)}$$

$$W_2(S) = \frac{y(S)}{z(S)} = \frac{R_2(S)}{Q(S)}$$

Первое уравнение представляет передаточную функцию по управлению, а второе - по возмущению. Как известно, собственный оператор *Q(p)* может быть записан в следующем виде.

$$Q(P) = Q(S) = a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + \ldots + a_n$$

Соответственно оператор управляющего воздействия $R_1(p)$ и оператор возмущающего воздействия $R_2(p)$ выразим следующим образом:

$$R_1(p) = R_1(S) = b_0 S^m + b_1 S^{m-1} + \ldots + b_m$$

$$R_2(p) = R_2(S) = c_0 S^k + c_1 S^{k-1} + \ldots + c_k$$

Следовательно, передаточные функции по управлению и по возмущению представляют собой отношения следующих полиномов:

$$W_1(S) = \frac{b_0 S^m + b_1 S^{m-1} + \ldots + b_m}{a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + \ldots + a_n}$$

$$W_2(S) = \frac{c_0 S^k + c_1 S^{k-1} + \ldots + c_k}{a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + \ldots + a_n}$$

Для физической реализуемости системы необходимо выполнить условие $n>m$ и $n>k$.

Передаточные функции содержат особые точки на комплексной плоскости - нули и полюса. Полюса - это те значения S, при которых передаточная функция превращается в бесконечность. Для определения полюсов необходимо собственный оператор (знаменатель передаточной функции) приравнять к нулю и произвести решение алгебраического уравнения относительно S. Нули - это те значения S, при которых передаточная функция равна нулю. Для нахождения нулей числитель передаточной функции приравнивается к нулю, и полученное алгебраическое уравнение решается относительно S. В связи с этим передаточная функция может быть представлена как отношение произведений элементарных сомножителей:

$$W(S) = \frac{\Pi(S - \nu_k)}{\Pi(S - \lambda_i)}$$

где λ_i - полюса передаточной функции; ν_k - нули передаточной функции.

Если задана структура САР, то можно определить передаточную функцию относительно любых двух точек структуры. При этом необходимо использовать существующие правила и метода структурных преобразований.

Структурные схемы и структурные преобразования.

Обычно структурная схема САР состоит из отдельных элементов, соединенных последовательно, параллельно или с помощью обратных связей. Каждый элемент имеет один вход и один выход и заданную передаточную функцию.

Существуют следующие правила структурных преобразований, позволяющие по передаточным функциям отдельных элементов определить требуемую передаточную функцию.

При последовательном соединении элементов передаточные функции перемножаются. При параллельном соединении передаточные функции суммируются. Правила структурных преобразований при наличии обратных связей представлены на **Рис. 42**. Другие правила структурных преобразований приведены в Ошибка! Источник ссылки не найден.

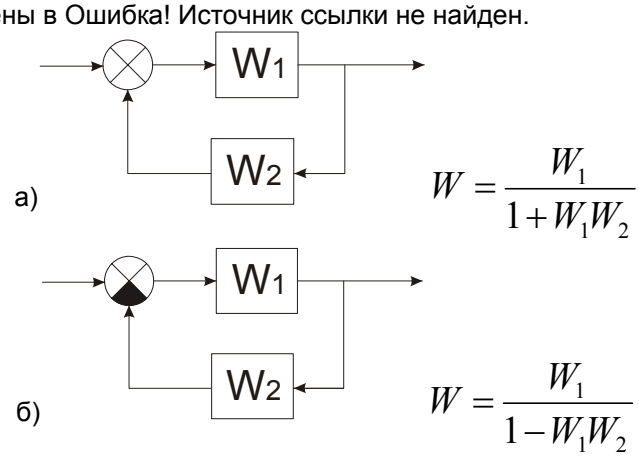


Рис. 42 Правила структурных преобразований при наличии обратных связей: а - положительная, б - отрицательная.

Временные характеристики САР.

Важнейшей характеристикой САР и ее составных элементов являются переходные и импульсные переходные (импульсные) функции. Графическое представление переходных и импульсных функций называют временными характеристиками. Временные характеристики представляют процессы, происходящие в динамическом и статическом режимах. Переходной функцией *h(t)* называют функцию, описывающую сигнал на выходе при условии, что на вход подано единичное ступенчатое воздействие при нулевых начальных условиях. График переходной функции, представляющий собой зависимость функции *h(t)* от времени *t,* называют переходной характеристикой. В том случае, если амплитуда единичного ступенчатого воздействия отлична от единицы получают разновидность переходной характеристики, которая называется кривой разгона,

Импульсной дикцией или весовой функцией $\omega(t)$ называют функцию, описывающую реакцию на единичное импульсное воздействие при нулевых начальных условиях. График зависимости функции $\omega(t)$ от времени называют импульсной переходной (импульсной характеристикой).

Аналитическое определение переходных функций и характеристик основано на следующих положениях. Если задана передаточная функция системы или составной части *W(S)* и известен входной сигнал *x(t)*, то выходной сигнал *y(t)* определяется следующим соотношением:

$$Y(S) = X(S) \cdot W(s)$$

Таким образом, изображение выходного сигнала *Y(S)* представляет собой произведение передаточной функции на изображение входного сигнала *X(S)*. Для большинства случаев линейных систем и составных элементов разработаны таблицы, позволяющие производить переход от изображений к оригиналу и обратно (Табл. 5).

Так как изображение единичного ступенчатого воздействия равно $\frac{1}{S}$, то изображение переходной функции определяется соотношением:

$$H(S) = \frac{W(S)}{S}$$

Следовательно, для нахождения переходной функции необходимо передаточную функцию разделить на *S* и выполнять переход от изображения к оригиналу.

Изображение единичного импульса равно 1. Тогда изображение импульсной функции определяется выражением:

$$\Omega(S) = W(S)$$

Таким образом, передаточная функция является изображением импульсной функции. Так как $\delta(t) = \frac{d1(t)}{dt}$, то между импульсной и переходной функциями существует следующая зависимость:

$$\frac{dh(t)}{dt} = \omega(t)$$

Импульсная и переходная функции, как и передаточная функция, являются исчерпывающими характеристиками системы при нулевых начальных условиях. По ним можно определить выходной сигнал при произвольных входных воздействиях. Временные характеристики стандартных звеньев приведены в **Табл. 7**.

Частотные характеристики САР

В условиях реальной эксплуатации САР часто возникает необходимость определить реакцию на периодические сигналы, т.е. определить сигнал на выходе САР, если на один из входов подается периодически сигнал гармонической формы. Решение этой задачи можно получить путем использования частотных характеристик. Частотные характеристики могут быть получены экспериментальным или аналитическим путем. При аналитическом определении исходным моментом является одна из передаточных функций САР (по управлению или по возмущению). Возможно также определение частотных характеристик. Возможно также определение частотных характеристик исходя из передаточных функций разомкнутой системы и передаточной функции по ошибке.

Если задана передаточная Функция *W(S)*, то путем подставки $S=i\omega$ получаем частотную передаточную функцию $W(i\omega)$, которая является комплексным выражением т.е. $W(i\omega) = A(\omega) + iK(\omega)$, где $A(\omega)$ вещественная составляющая , а $K(\omega)$ мнимая составляющая. Частотная передаточная функция может быть представлена в показательной форме:

$$W(i\omega) = M(\omega)e^{i\cdot\varphi(\omega)}$$

где $M(\omega) = \sqrt{A^2(\omega) + K^2(\omega)}$ - модуль; $\varphi(\omega) = arctg\dfrac{K(\omega)}{A(\omega)}$ - аргумент частотной передаточной функции. Функция *M(ω)*, представленная при изменении частоты от 0 до ∞ получило название амплитудной частотной характеристики (АЧХ). Функция *φ(ω)*, представленная при изменении частоты от 0 до ∞ называется фазовой частотной характеристикой (ФЧХ).

Частотная передаточная функция *W(iω)* может быть представлена на комплексной плоскости. В этом случае для каждой из частот в диапазоне от *0* до ∞ производится определение вектора на комплексной плоскости и строится годограф вектора. Годограф будет представлять собой амплитудно-фазовую частотную характеристику (АФЧХ). Таким образом, для определенной частоты имеем вектор на комплексной плоскости, который характеризуется модулем *M* и аргументом *φ*. Модуль представляет собой численное отношение амплитуды выходного гармонического сигнала к амплитуде входного. Аргумент представляет собой сдвиг по фазе выходного сигнала по отношению к входному. При этом отрицательный фазовый сдвиг представляется вращением вектора на комплексной плоскости по часовой стрелке относительно вещественной положительной оси, а положительный фазовый сдвиг представляется вращением против часовой стрелки. Частотные характеристики типичных звеньев представлены в **Табл. 8**.

Для упрощения графического представления частотных характеристик, а также для облегчения анализа процессов в частотных областях используются логарифмические частотные характеристики: логарифмическая амплитудная частотная характеристика (ЛАЧХ) и логарифмическая фазовая частотная характеристика (ЛФЧХ). При построении логарифмических характеристик на шкале частот вместо *ω* откладывается *lgω*. При построений ЛАЧХ на оси ординат единицей измерения является децибел, который представляет собой соотношение *L=20*lgM(ω)*. Для ЛФЧХ на оси частот используется логарифмический масштаб, а для углов - натуральный масштаб.

Табл. 6 Правила структурных преобразований

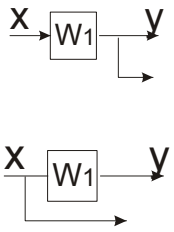
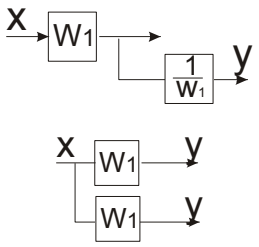
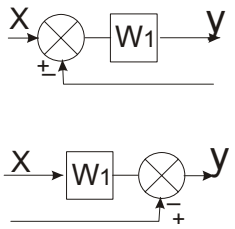
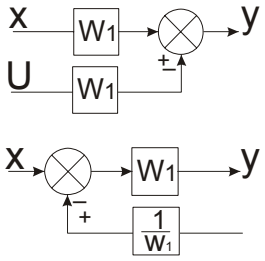
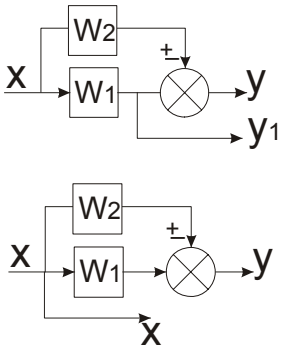
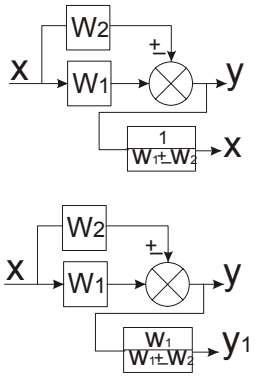
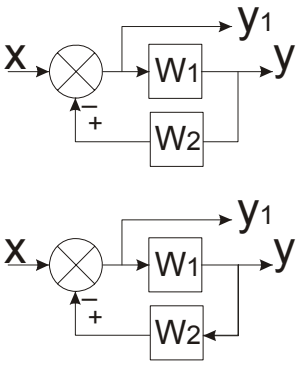
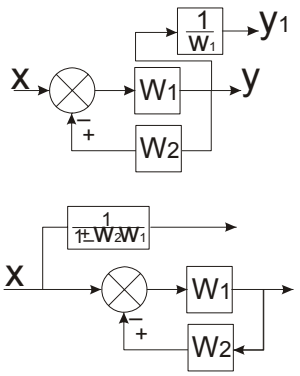
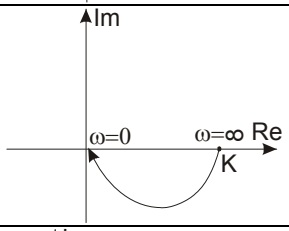
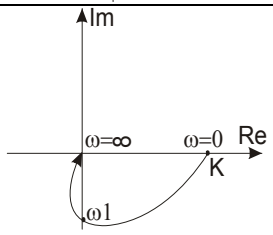
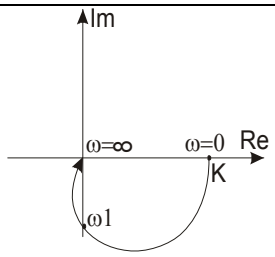
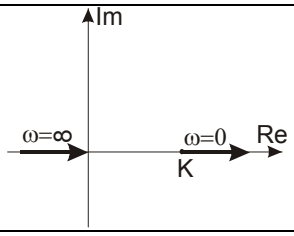
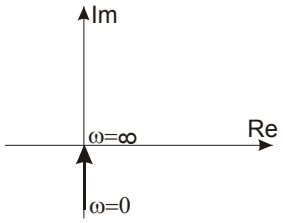
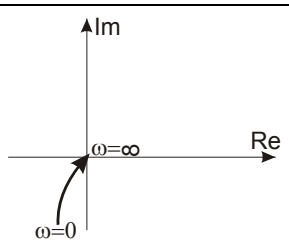
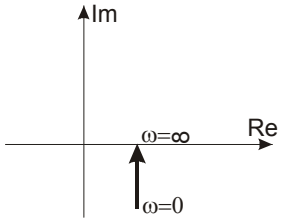
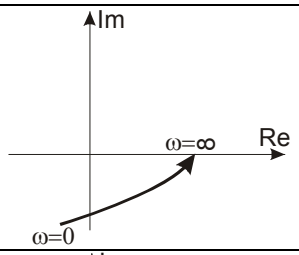
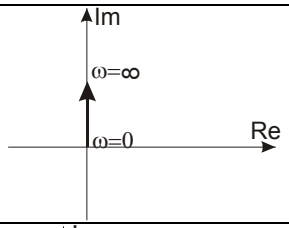
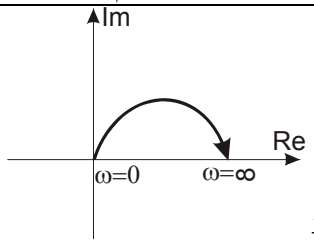
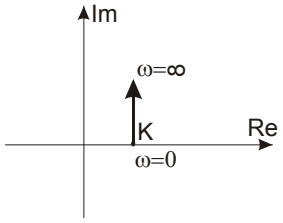
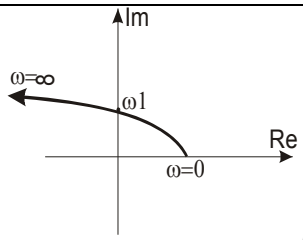
Преобразование	Структурная схема	
	Исходная	**Эквивалентная**
Перенос точки разветвления через элемент		
Перенос сумматора через элемент		
Вынос точки разветвления из параллельного соединения		
Вынос точки разветвления из контура обратной связи		

Табл. 7 Временные характеристики типовых звеньев.

Тип звена	Передаточные функции	Временные функции
	Позиционные звенья	
Усилительное	*W=K*	*h(t)=K·1(t)* $\omega(t)=K\cdot\delta(t)$
Апериодическое 1-го порядка	$W=\frac{K}{TS+1}$	$h(t)=K(1-e^{-\frac{t}{T}})$ $\omega(t)=\frac{K}{T}e^{-\frac{t}{T}}$
Апериодическое 2-го порядка $T_1\geq 2T_2$	$W=\frac{K}{T_2^2S^2+T_1S+1}=\frac{K}{(T_3S+1)(T_4S+1)}$, $T_3,T_4=0{,}5(T_1\pm\sqrt{T_1^2-4T_2^2})$	$h(t)=K\left(1-\frac{1}{T_3-T_4}\left(T_3e^{-\frac{t}{T_3}}-T_4e^{-\frac{t}{T_4}}\right)\right)$ $\omega(t)=\frac{k}{T_3-T_4}\left(e^{-\frac{t}{T_3}}-e^{-\frac{t}{T_4}}\right)$
Колебательное $0<\xi<1$	$W=\frac{K}{T^2S^2+2\xi TS+1}$	$h(t)=K\left(1-\frac{1}{\lambda T}e^{-\frac{\xi t}{T}}\sin(\lambda t+\theta\right)$ $\lambda=\frac{1}{T}\sqrt{1-\xi^2}$ $\theta=acrtg\frac{\lambda T}{\xi}$ $\omega(t)=\frac{K}{\lambda T^2}e^{-\frac{\xi t}{T}}\sin\lambda t$
Консервативное	$W=\frac{K}{T^2S^2+1}$	$h(t)=K\left(1-\cos\frac{t}{T}\right)$ $\omega(t)=\frac{K}{T}\sin\frac{t}{T}$
	Интегрирующие звенья	
Интегрирующее идеальное	$W=\frac{K}{S}$	h(t)=k·t ω(t)=k·1(t)
Интегрирующее инерционное	$W=\frac{K}{S(TS+1)}$	$h(t)=K\left(t-T\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right)\right)$ $\omega(t)=K\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right)$
Изодромное 1-го порядка	$W=\frac{K(\tau S+1)}{S}=K_1+\frac{K}{S}$ $K_1=K\tau$	$h(t)=K_1+K\cdot t$ $\omega(t)=K_1\delta(t)+K$
Изодромное 2-го порядка	$W=\frac{K(\tau^2S^2+2\xi\tau S+1)}{S^2}=K_2+\frac{K_1}{S}+\frac{K_2}{S^2}$ $K_1=K2\xi\tau$ $K_2=K\tau^2$	$h(t)=K_2+K_1t+Kt^2$ $\omega(t)=K_2\delta(t)+K_1+2Kt$
	Дифференцирующие звенья	
Идеальное дифференциру-ющее	*W=KS*	$h(t)=K\delta(t)$ $\omega(t)=K\delta'(t)$
Дифференциру-ющее инерционное	$W=\frac{KS}{TS+1}$	$h(t)=\frac{K}{T}e^{-\frac{t}{T}}$ $\omega(t)=\frac{K}{T}\delta(t)-\frac{K}{T}e^{-\frac{t}{T}}$
Форсирующее 1-го порядка	$W=K(\tau S+1)$	$h(t)=K+\tau K\delta(t)$ $\omega(t)=K\delta(t)+K\tau\delta'(t)$

Табл. 8 Частотные характеристики звеньев.

Частотная передаточная функция	Амплитудная *M(ω)* и фазовая *φ(ω)* характеристики	Амплитудно-фазовая частотная характеристика
W(jω)=K	*M(ω)=0 φ(ω)=0*	
$W(j\omega)=\dfrac{K}{1+j\omega T}$	$M(\omega)=\dfrac{K}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}$ $\varphi(\omega)=-arctg\,\omega T$	
$W(j\omega)=\dfrac{K}{(1-\omega^2T_2^{\,2})+j\omega T_1}$	$M(\omega)=\dfrac{K}{\sqrt{1+\omega^2(T_1^2-2T_2^{\,2})+\omega^4T_2^{\,4}}}$ $\varphi(\omega)=-arctg\dfrac{\omega T_1}{1+\omega^2T_2^{\,2}}$	 $\omega_1=\dfrac{1}{T_2}$
$W(j\omega)=\dfrac{K}{(1-\omega^2T^2)+j\omega^2\xi T}$	$M(\omega)=\dfrac{K}{\sqrt{1+\omega^2 2T^2(2\xi^2-1)+\omega^{4T^4}}}$ $\varphi(\omega)=-arctg\dfrac{\omega^2\xi T}{1-\omega^2T^2}$	 $\omega_1=\dfrac{1}{T}$
$W(j\omega)=\dfrac{K}{1-\omega^2T^2}$	$M(\omega)=\dfrac{K}{1-\omega^2T^2}$ $\varphi(\omega)=0$	
$W(j\omega)=\dfrac{K}{j\omega}$	$M(\omega)=\dfrac{K}{\omega}$ $\varphi(\omega)=-90^0$	
$W(j\omega)=\dfrac{K}{-\omega^2T+j\omega}$	$M(\omega)=\dfrac{K}{\omega\sqrt{1+\omega^2T^2}}$ $\varphi(\omega)=-\left(90^0+arctg\,\omega T\right)$	

$W(j\omega)=\dfrac{K(1+j\omega\tau)}{j\omega}$	$M(\omega)=\dfrac{K}{\omega}\sqrt{1+\omega^2\tau^2}$ $\varphi(\omega)=-90^0+arctg\omega\tau$	
$W(j\omega)=\dfrac{K\left(\left(1-\omega^2\tau^2\right)+j\omega 2\xi\tau\right)}{-\omega^2}$	$M(\omega)=\dfrac{K}{\omega^2}\sqrt{1+\omega^2 2\tau^2(2\xi^2-1)+\omega^4\tau^4}$ $\varphi(\omega)=arctg\dfrac{2\omega\tau\xi}{1-\omega^2\tau^2}-180^0$	
$W(j\omega)=jK\omega$	$M(\omega)=k\omega$ $\varphi(\omega)=90^0$	
$W(j\omega)=\dfrac{jK\omega}{1+j\omega T}$	$M(\omega)=\dfrac{k\omega}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}$ $\varphi(\omega)=90^0-arctg\omega T$	 $\dfrac{K}{T}$
$W(j\omega)=K(1+j\omega\tau)$	$M(\omega)=K\sqrt{1+\omega^2\tau^2}$ $\varphi(\omega)=arctg\omega\tau$	
$W(j\omega)=K\left(\left(1-\omega^2\tau^2\right)+j\omega 2\xi\tau\right)$	$M(\omega)=K\sqrt{1+\omega^2 2\tau^2(2\xi^2-1)+\omega^4\tau^4}$ $\varphi(\omega)=arctg\dfrac{2\omega\tau\xi}{1-\omega^2\tau^2}$	 $\omega_1=\dfrac{1}{\tau}$

Литература по системам автоматического управления.

1. Теория автоматического управления. /Под ред. Воронова А.А.-М.; Высш.шк., 1986—-367 с.
2. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы.-М.: Машиностроение, 1982. с. 505.
3. Ящугин В.А Теория линейных непрерывных систем автоматического управления в вопросах и ответах.-М.: Высш. шк., 1986.-224 с.
4. Сборник задач со теории автоматического регулирования я управления. /Под ред. Бесекероского В.А. –М.: Наука, 1978.-510 с.
5. Г.П.Малай, «Теоретические основы систем автоматического управления и регулирования», конспект лекций, Дальневосточный государственный университет путей сообщений, Хабаровск, 1992.

Основы систем с нечеткой логикой.

Нечеткая логика в системах управления

В последнее время нечеткая технология завоевывает все больше сторонников среди разработчиков систем управления. Взяв старт в 1965 году из работ профессора Лотфи Заде, за прошедшее время нечеткая логика прошла путь от почти антинаучной теории, практически отвергнутой в Европе и США, до банальной ситуации конца девяностых годов, когда в Японии в широком ассортименте появились «нечеткие» бритвы, пылесосы, фотокамеры. Сам термин «fuzzy» так прочно вошел в жизнь, что на многих языках он даже не переводится.

Нечеткая логика основана на использовании таких оборотов естественного языка, как «далеко», «близко», «холодно», «горячо». Диапазон ее применения очень широк - от бытовых приборов до управления сложными промышленными процессами. Многие современные задачи управления просто не могут быть решены классическими методами из-за очень большой сложности математических моделей, их описывающих. Вместе с тем, чтобы использовать теорию нечеткости на цифровых компьютерах, необходимы математические преобразования, позволяющие перейти от лингвистических переменных к их числовым аналогам в ЭВМ.

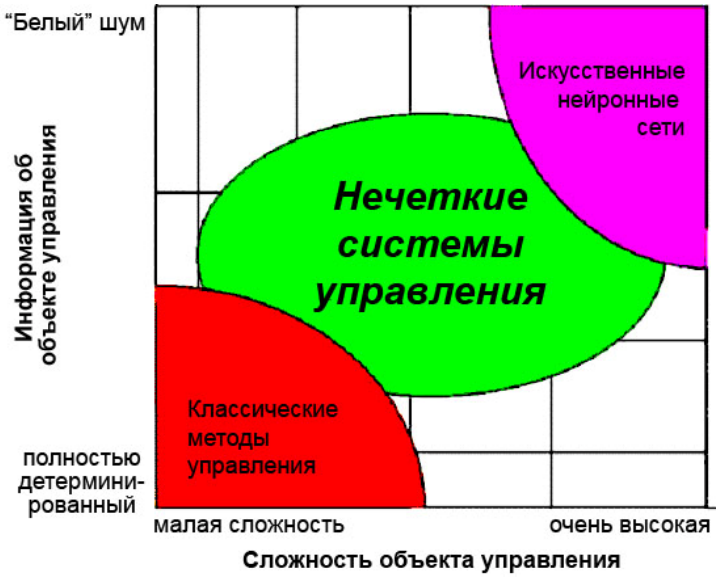


Рис. 43 Использование современных технологий управления.

На **Рис. 43** показаны области наиболее эффективного применения современных технологий управления. Как видно, классические методы управления хорошо работают при полностью детерминированном объекте управления и детерминированной среде, а для систем с неполной информацией и высокой сложностью объекта управления оптимальными являются нечеткие методы управления.

Классическая логика развивается с древнейших времен. Ее основоположником считается Аристотель. Вместе с тем классическая или булева логика имеет один существенный недостаток - с ее помощью невозможно описать ассоциативное мышление человека. Классическая логика оперирует только двумя понятиями: "ИСТИНА" и "ЛОЖЬ", исключая любые промежуточные значения. К сожалению, характеристики не всех процессов можно описать всего двумя категориями.

Решить эту проблему и призвана нечеткая логика. С термином «лингвистическая переменная» можно связать любую физическую величину, для которой нужно иметь больше значений, чем только "ДА" и "НЕТ". В этом случае вы определяете необходимое число термов и каждому из них ставите в соответствие некоторое значение описываемой физической величины. Для этого значения степень принадлежности физической величины к терму будет равна единице, а для всех остальных значений - в зависимости от выбранной характеристической функции. Например, можно ввести переменную "ВОЗРАСТ" и определить для нее термы "ЮНОШЕСКИЙ", "СРЕДНИЙ" и "ПРЕКЛОННЫЙ".

Для наглядности приведем характеристическую функцию множества людей юношеского возраста (см **Рис. 44**). То есть 25-летние все еще молоды со степенью 50 процентов.

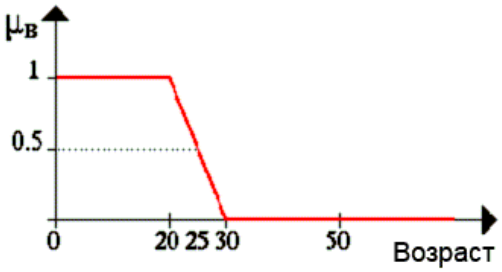


Рис. 44 Функция множества людей юношеского возраста.

Одним из основных методов представления знаний в экспертных системах являются продукционные правила, позволяющие приблизиться к стилю мышления человека. Любое правило продукций состоит из посылок и заключения. Возможно наличие нескольких посылок в правиле, в этом случае они объединяются посредством логических связок И, ИЛИ. Обычно продукционное правило записывается в виде: «ЕСЛИ (посылка) (связка) (посылка)… (посылка) ТО (заключение)». Главным же недостатком продукционных систем остается то, что для их функционирования требуется наличие полной информации о системе.

Нечеткие системы тоже основаны на правилах продукционного типа, однако в качестве посылки и заключения в правиле используются лингвистические переменные, что позволяет избежать ограничений, присущих классическим продукционным правилам.

Целевая установка процесса управления связывается с выходной переменной нечеткой системы управления, но результат нечеткого логического вывода является нечетким, а физическое исполнительное устройство не способно воспринять такую команду. Необходимы специальные математические методы, позволяющие переходить от нечетких значений величин к вполне определенным. В целом весь процесс нечеткого управления можно разбить на несколько шагов: фаззификация, разработка нечетких правил и дефаззификация.

Рассмотрим подробнее эти шаги на примере модели контейнерного крана. Пусть необходимо перегрузить контейнер с баржи на железнодорожную платформу. Можно управлять мощностью двигателя тележки крана, заставляя ее двигаться быстрее или медленнее. От скорости перемещения тележки, в свою очередь, зависит расстояние до цели и амплитуда колебания контейнера на тросе. Вследствие того, что стратегия управления краном сильно зависит от положения тележки, применение стандартных контроллеров для этой задачи весьма затруднительно. Вместе с тем математическая модель движения груза, состоящая из нескольких дифференциальных уравнений, может быть составлена довольно легко, но для ее решения при различных исходных данных потребуется довольно много времени. К тому же исполняемый код программы будет большим и неповоротливым. Нечеткая система справляется с такой задачей очень быстро - несмотря на то, что вместо сложных дифференциальных уравнений движения груза весь процесс движения описывается терминами естественного языка: «больше», «средне», «немного» и т. п.

Фаззификация – переход к нечеткости.

Точные значения входных переменных преобразуются в значения лингвистических переменных посредством применения некоторых положений теории нечетких множеств, а именно - при помощи определенных функций принадлежности. Рассмотрим этот этап подробнее. Прежде всего, введем понятие «лингвистической переменной» и «функции принадлежности».

Лингвистические переменные.

В нечеткой логике значения любой величины представляются не числами, а словами естественного языка и называются ТЕРМАМИ (≡ множествами). Так, значением лингвистической переменной ДИСТАНЦИЯ являются термы ДАЛЕКО, БЛИЗКО и т. д.

Конечно, для реализации лингвистической переменной необходимо определить точные физические значения ее термов. Пусть, например, переменная ДИСТАНЦИЯ может принимать любое значение из диапазона от 0 до 60 метров. Согласно положениям теории нечетких множеств, каждому значению расстояния из диапазона в 60 метров может быть поставлено в соответствие некоторое число, от нуля до единицы, которое определяет СТЕПЕНЬ ПРИНАДЛЕЖНОСТИ данного физического значения расстояния (допустим, 10 метров) к тому или иному терму лингвистической переменной ДИСТАНЦИЯ. В нашем случае расстоянию в 50 метров можно задать степень принадлежности к терму ДАЛЕКО, равную 0,85, а к терму БЛИЗКО - 0,15.

При обсуждении вопроса о термах лингвистической переменной сколько всего термов в переменной необходимо для достаточно точного представления физической величины? В настоящее время сложилось мнение, что для большинства приложений достаточно 3-7 термов на каждую переменную. Минимальное значение числа термов вполне оправданно. Такое определение содержит два экстремальных значения (минимальное и максимальное) и среднее. Для большинства применений этого вполне достаточно. Что касается максимального количества термов, то оно не ограничено и зависит целиком от приложения и требуемой точности описания системы. Число же 7 обусловлено емкостью кратковременной памяти человека, в которой, по современным представлениям, может храниться до семи единиц информации.

Простые правила определения числа термов:

- исходите из стоящей перед вами задачи и необходимой точности описания, помните, что для большинства приложений вполне достаточно трех термов в переменной;
- составляемые нечеткие правила функционирования системы должны быть понятны, вы не должны испытывать существенных трудностей при их разработке; в противном случае, если не хватает словарного запаса в термах, следует увеличить их число.

Функции принадлежности

Принадлежность каждого точного значения к одному из термов лингвистической переменной определяется посредством функции принадлежности. Ее вид может быть абсолютно произвольным. Сейчас сформировалось понятие о так называемых стандартных функциях принадлежности (см. **Рис. 45**).

Рис. 45 Стандартные функции принадлежности.

Стандартные функции принадлежности легко применимы к решению большинства задач. Однако если предстоит решать специфическую задачу, можно выбрать и более подходящую форму функции принадлежности, при этом можно добиться лучших результатов работы системы, чем при использовании функций стандартного вида.

Подведем некоторый итог этапа фаззификации и дадим некое подобие алгоритма по формализации задачи в терминах нечеткой логики.

Шаг 1. Для каждого терма взятой лингвистической переменной найти числовое значение или диапазон значений, наилучшим образом характеризующих данный терм. Так как это значение или значения являются «прототипом» нашего терма, то для них выбирается единичное значение функции принадлежности.

Шаг 2. После определения значений с единичной принадлежностью необходимо определить значение параметра с принадлежностью «0» к данному терму. Это значение может быть выбрано как значение с принадлежностью «1» к другому терму из числа определенных ранее.

Шаг 3. После определения экстремальных значений нужно определить промежуточные значения. Для них выбираются П- или Л-функции из числа стандартных функций принадлежности.

Шаг 4. Для значений, соответствующих экстремальным значениям параметра, выбираются S- или Z-функции принадлежности.

Теперь необходимо создать базу нечетких правил.

Разработка нечетких правил.

На этом этапе определяются продукционные правила, связывающие лингвистические переменные. Совокупность таких правил описывает стратегию управления, применяемую в данной задаче. Большинство нечетких систем используют продукционные правила для описания зависимостей между лингвистическими переменными. Типичное продукционное правило состоит из антецедента (часть ЕСЛИ …) и консеквента (часть ТО …). Антецедент может содержать более одной посылки. В этом случае они объединяются посредством логических связок И или ИЛИ.

Процесс вычисления нечеткого правила называется нечетким логическим выводом и подразделяется на два этапа: обобщение и заключение.

Пусть есть следующее правило:

ЕСЛИ ДИСТАНЦИЯ=средняя **И** УГОЛ=малый, **ТО** МОЩНОСТЬ=средняя.

Обратимся к примеру с контейнерным краном и рассмотрим ситуацию, когда расстояние до платформы равно 20 метрам, а угол отклонения контейнера на тросе крана равен четырем градусам. После фаззификации исходных данных получим, что степень принадлежности расстояния в 20 метров к терму СРЕДНЯЯ лингвистической переменной ДИСТАНЦИЯ равна 0,9, а степень принадлежности угла в 4 градуса к терму МАЛЫЙ лингвистической переменной УГОЛ равна 0,8.

На первом шаге логического вывода необходимо определить степень принадлежности всего антецедента правила. Для этого в нечеткой логике существуют два оператора: MIN(…) и MAX(…). Первый вычисляет минимальное значение степени принадлежности, а второй - максимальное значение. Когда применять тот или иной оператор, зависит от того, какой связкой соединены посылки в правиле. Если использована связка И, применяется оператор MIN(…). Если же посылки объединены связкой ИЛИ, необходимо применить оператор MAX(…). В данном примере применим оператор MIN(…), так как использована связка И. Получим следующее:

MIN(0,9;0,8)=0,8.

Следовательно, степень принадлежности антецедента такого правила равна 0,8. Операция, описанная выше, отрабатывается для каждого правила в базе нечетких правил.

Следующим шагом является собственно вывод или заключение. Подобным же образом посредством операторов MIN/MAX вычисляется значение консеквента. Исходными данными служат вычисленные на предыдущем шаге значения степеней принадлежности антецедентов правил.

После выполнения всех шагов нечеткого вывода мы находим нечеткое значение управляющей переменной. Чтобы исполнительное устройство смогло отработать полученную команду, необходим этап управления, на котором мы избавляемся от нечеткости и который называется дефаззификацией.

Дефаззификация – устранение нечеткости.

На этом этапе осуществляется переход от нечетких значений величин к определенным физическим параметрам, которые могут служить командами исполнительному устройству. Результат нечеткого вывода, конечно же, будет нечетким. В примере с краном команда для электромотора крана будет представлена термом СРЕДНЯЯ (мощность), но для исполнительного устройства это ровно ничего не значит.

Для устранения нечеткости окончательного результата существует несколько методов. Рассмотрим некоторые из них. Аббревиатура, стоящая после названия метода, происходит от сокращения его английского эквивалента.

Метод центра максимума (CoM).

Так как результатом нечеткого логического вывода может быть несколько термов выходной переменной, то правило дефаззификации должно определить, какой из термов выбрать. Работа правила CoM показана на **Рис. 46**.

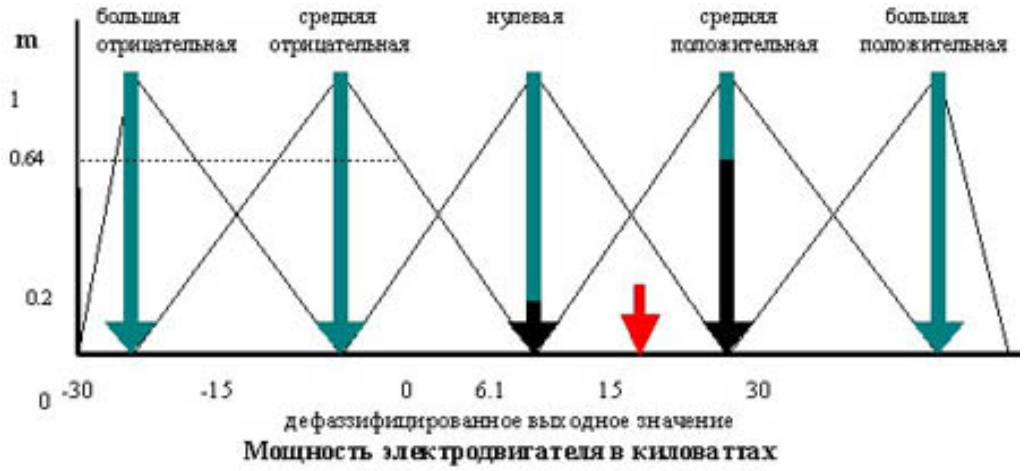


Рис. 46 Работа метода центра максимума.

Метод наибольшего значения (MoM)

При использовании этого метода правило дефаззификации выбирает максимальное из полученных значений выходной переменной. Работа метода ясна из **Рис. 47**.

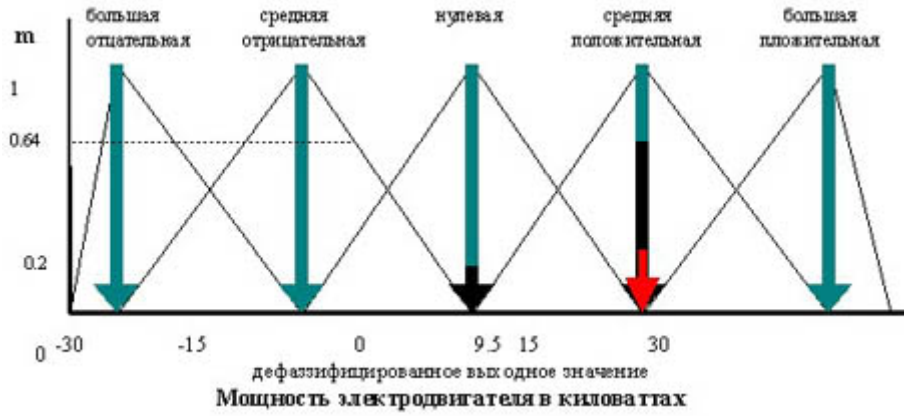


Рис. 47 Работа метода наибольшего значения.

Метод центроида (CoA)

В этом методе окончательное значение определяется как проекция центра тяжести фигуры, ограниченной функциями принадлежности выходной переменной с допустимыми значениями. Работу правила можно видеть на **Рис. 48**.

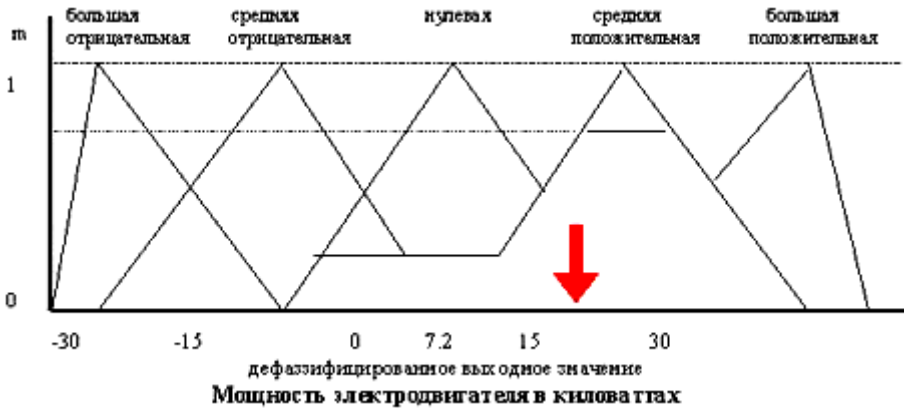


Рис. 48 Работа метода центроида.

Литература по системам с нечеткой логикой.

1. Zade L. A. The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning. Part 1, 2, 3 // Information Sciences, n. 8 pp.199-249, pp.301-357; n. 9 pp. 43-80.
2. Прикладные нечеткие системы: Перевод с япон./ К. Асаи, Д. Ватада, С. Иваи и др.; под ред. Т. Тэрано, К. Асаи, М. Сугено. - М.: Мир, 1993.
3. Mamdani E. H. Applications of fuzzy algorithms for simple dynamic plant. Porc. IEE. vol. 121, n. 12, pp. 1585-1588, 1974.
4. Smidth F. L. Computing with a human face. New Scientist, 6 may, 1982.
5. Yagashita O., Itoh O., and Sugeno M. Application of fuzzy reasoning to the water purification process, in Industrial Applications of Fuzzy Control, Sugeno M, Ed. Amsterdam: North-Holand 1985, pp.19-40.

6. Yasunobu S., Miyamoto S., and Ihara H. Fuzzy control for automatic train operation system, in Proc. 4th. IFAC/IFIP/IFORS Int. Congress on Control in Transportation Systems, Baden-Baden, April, 1983.
7. Yasunobu S., and Hasegawa T. Predictive fuzzy control and its applications for automatic container crane operation system, in Proc. 2nd. IFSA Congress, Tokyo, Japan, Julie 1987.
8. F. Fujitec, FLEX-8800 series elevator group control system, Fujitec Co., Ltd., Osaka, Japan, 1988.
9. Watanabe H., and Dettloff. Reconfigurable fuzzy logic processor: A full custom digital VLCI, in Int. Workshop on Fuzzy Systems Applications, Iiruka, Japan, Aug. 1988, pp. 49-50.
10. Sangalli A., and Klir G.R. Fuzzy logic goes to market, New Scientist, 8 Feb., 1992.

Литература

1. "Основы сбора данных", National Instruments, http://digital.ni.com/worldwide/russia.nsf/web/all/695E6573406323F286256EFA0057CA6B
2. " Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерение их параметров", *А.-Й.К.Марцинкявичюс, Э.-А.К.Багданскис, Р.Л.Пошюнас и др.; Под ред. А.К.Марцинкявичюса, Э.-А.К.Багданскиса.- М.: Радио и связь, 1988*
3.