

МЕТОДЫ практического конструирования при нормировании сигналов с датчиков

По материалам семинара «Practical design techniques for sensor signal conditioning»

Перевод выполнен фирмой Автэкс.

Автор перевода: Горшков Б.Л.

Редактор перевода: Силантьев В.И.

ЗАО АВТЭКС, Москва
Профсоюзная 65. тел. (095) 334-7741
Интернет: <http://www.autex.ru>
E-mail: info@autex.ru

ЗАО АВТЭКС, Санкт-Петербург
Фаянсовая 20. тел. (812) 567-7202
Интернет: <http://www.autexspb.da.ru>
E-mail: autex@newmail.ru

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Введение

2. Мостовые схемы

- Конфигурации мостов
- Усиление и линеаризация выходных сигналов мостов
- Управление мостами

3. Усилители для нормирования сигналов

- Характеристики прецизионных операционных усилителей
- Анализ бюджета ошибок усилителя по постоянному току
- Операционные усилители с однополярным питанием
- Инструментальные усилители
- Усилители, стабилизированные прерыванием
- Изолированные усилители

4. Измерение деформации, силы, давления и потока

- Тензометрические датчики
- Цепи нормирования сигналов с измерительных мостов

5. Датчики высокого импеданса

- Предусилитель для фотодиода
- Компенсация в высокоскоростном фотодиодном I/V конверторе
- Высокоимпедансные датчики с зарядом на выходе
- CCD/CIS обработка изображений

6. Датчики положения и перемещения

- Линейные дифференциальные трансформаторы
- Магнитные датчики на основе эффекта Холла
- Оптические кодировщики
- Сельсины и синус-косинусные вращающиеся трансформаторы
- Индуктосины
- Векторное управление двигателями переменного тока
- Акселерометры

7. Температурные датчики

- Работа термопар и компенсация температуры холодного спая
- Резистивные датчики температуры
- Термисторы
- Полупроводниковые датчики температуры
- Мониторинг температуры микропроцессоров

8. АЦП для нормирования сигналов

- АЦП последовательного приближения
- АЦП последовательного приближения с мультиплексируемыми входами
- Законченные системы сбора данных на кристалле
- Сигма-дельта АЦП
- Измерительные низкочастотные сигма-дельта АЦП высокого разрешения
- Применение сигма-дельта АЦП в измерителях мощности

9. Интеллектуальные датчики

- Токовая петля контроля 4-20 мА
- Подключение датчиков к сетям
- MicroConverter™

10. Методы разработки аппаратуры

- **Ошибки в системах высокой точности, связанные с резисторами и паразитными термопарами**
- **Выполнение заземления в системах со смешанными сигналами**
- **Уменьшение шума источников питания и фильтрация**
- **Предотвращение выпрямления радиочастотных помех**
- **Работа с высокоскоростной логикой**
- **Обзор концепций экранирования**
- **Методы изоляции**
- **Защита от перегрузки по напряжению**
- **Электростатический разряд (ESD)**

РАЗДЕЛ 1

ВВЕДЕНИЕ

РАЗДЕЛ 1: ВВЕДЕНИЕ

Уолт Кестер

В этой книге рассматриваются датчики (сенсоры) различных типов и цепи нормирования сигналов. Данная тема обширна, но основной акцент сделан на цепях датчиков и приложениях обработки сигналов, а не на деталях существующих сенсоров.

Строго говоря, *датчик (sensor)* определяется как устройство, принимающее входной сигнал или возбуждение и отвечающее электрическим сигналом, в то время как преобразователь (*transducer*), это конвертер одного типа энергии в другую. В то же время, на практике эти термины являются взаимозаменяемыми.

Датчики, и связанные с ними цепи, используются для измерения различных физических свойств, например, температуры, силы, давления, потока, позиции, интенсивности света и др. Эти свойства задают возбуждение датчика, а его выход обуславливается и обрабатывается соответствующим измерением физического свойства. Мы не будем рассматриваться все типы датчиков, а только самые распространенные и подходящие для систем управления процессом и систем сбора данных.

Датчики не работают самостоятельно. Обычно, они являются частью большой системы, состоящей из формирователей сигнала и различных аналоговых и цифровых цепей обработки сигнала. *Системой* может быть, например, система измерения, система сбора данных или система управления процессом. Датчики могут быть классифицированы по нескольким признакам. С точки зрения формирования сигнала используется классификация сенсоров на *активные* и *пассивные*. *Активный датчик* требует наличия внешнего источника возбуждения. Датчики, основанные на резисторах, например, термисторы, резистивные термометры (*RTD - Resistance Temperature Detectors*) и тензометры являются активными датчиками, т.к. ток должен протекать через них и соответствующее значение напряжения измеряется надлежащим образом для нахождения значения сопротивления. Другим способом является помещение устройства в мостовую схему, хотя в любом случае необходим внешний ток или внешнее напряжение по цепи.

С другой стороны, *пассивные (или самообразующиеся) датчики* генерируют свой электрический выходной сигнал без использования внешнего тока или внешнего напряжения по цепи. Примерами пассивных датчиков являются термоэлементы и фотодиоды, которые образуют термоэлектрические напряжения или фотодиодный ток, соответственно, которые не зависят от внешних цепей.

Следует заметить, что эти определения (*активный* и *пассивный*) касаются необходимости (или, наоборот, ее отсутствия) во внешней активной цепи для образования электрического выходного сигнала от датчика. Выглядело бы логичным считать термоэлементы активными, в том смысле, что они образуют выходное напряжение без внешней цепи, но в промышленности принято классифицировать датчики в соответствии с необходимостью ее использования, как описано выше.

- ◆ Датчики (*sensors*): преобразуют сигнал или возбуждение (отображающее физическое свойство) в электрический выходной сигнал.
- ◆ Преобразователи (*transducers*): преобразуют один тип энергии в другой
- ◆ Термины часто являются взаимозаменяемыми
- ◆ *Активные* датчики требуют наличия внешнего источника возбуждения: резистивные термометры, тензометры
- ◆ *Пассивные* датчики не требуют наличия внешнего источника возбуждения: термоэлементы, фотодиоды

Рис.1.1. Обзор датчиков.

СВОЙСТВО	ДАТЧИК	АКТИВНЫЙ/ ПАССИВНЫЙ	ВЫХОД
Температура	Термоэлемент Тиристор Резистивный термометр Термистор	Пассивный Активный Активный Активный	Напряжение Напряжение/Ток Сопротивление Сопротивление
Сила/Давление	Тензометр Пьезокварцевый датчик	Активный Пассивный	Сопротивление Напряжение
Ускорение	Акселерометр	Активный	Емкость
Позиция	Преобразователь перемещения (LVDT)	Активный	Переменное напряжение
Интенсивность света	Фотодиод	Пассивный	Ток

Рис.1.2. Типичные датчики.

Логично будет классифицировать датчики в соответствии с физическими свойствами, для измерения которых они разработаны. Так, можно выделить температурные датчики, датчики силы, датчики давления, датчики перемещения и др. При этом сенсоры, которые измеряют различные свойства, могут иметь одинаковый электрический выход. Например, резистивные термометры характеризуются переменным сопротивлением, также как тензометры. При этом они часто включаются в мостовые схемы, и поэтому включаемые цепи часто одинаковы. В действительности, мосты и соответствующие цепи заслуживают детального обсуждения.

Предел шкалы выходов большинства датчиков (пассивных или активных) составляют малые изменения напряжения, тока или сопротивления, и поэтому выходы должны быть соответствующим образом согласованы перед проведением аналоговой или цифровой обработки сигнала. Исходя из вышесказанного, выявляется целый класс цепей, относящийся к *цепям формирования сигнала*. Усиление, сдвиг уровня, гальваническая изоляция, трансформация сопротивлений, линеаризация и фильтрация являются основными функциями формирования сигнала, которые могут потребоваться.

Какая бы форма формирования не использовалась, схема и производительность будут зависеть от электрического характера датчика и его выходов. Характеристики точности датчика, в значениях параметров, предопределяются приложением, например, чувствительность, уровни напряжения и тока, линейность, полное сопротивление, коэффициент усиления, смещение, дрейф, временные константы, требования к электрическим характеристикам, паразитный импеданс и др. могут вызвать изменения между подстандартами и удачным применением устройства, особенно в случаях, где затрагиваются высокое разрешение и точность, или низкоуровневое измерение.

Высокие уровни интеграции позволяют ИС играть большую роль в аналоговом и цифровом формировании сигналов. АЦП, специально разработанные для приложений измерения, часто содержат встроенные усилители с программируемым усилением (*programmable-gain amplifiers, PGA*) и другие полезные цепи, как, например, источники тока для резистивных термодатчиков, которые минимизируют потребность во внешних цепях.

Большинство выходов сенсоров являются нелинейными, что отражается на возбуждении, и их выходы должны быть линеаризованы для получения корректных измерений. Для выполнения этой функции может быть использована аналоговая техника, несмотря на то, что недавнее введение высокопроизводительных АЦП позволяет произвести программную более эффективную и точную линеаризацию, исключая необходимость в утомительной ручной калибровке.

Применение датчиков в типичной системе управления процессом показано на Рис.1.3. Физическим свойством, которое предполагается контролировать, является температура. Выходы температурного датчика согласованы и далее оцифровываются АЦП. Микроконтроллер или главный компьютер определяет выше или ниже температура выбранного значения и выдает цифровое значение на ЦАП. Выход ЦАП согласован и управляет приводом (*actuator*), в данном случае нагревателем. Следует заметить, что интерфейс между диспетчером и удаленной стороной происходит через промышленный стандарт 4 - 20 мА контура управления.

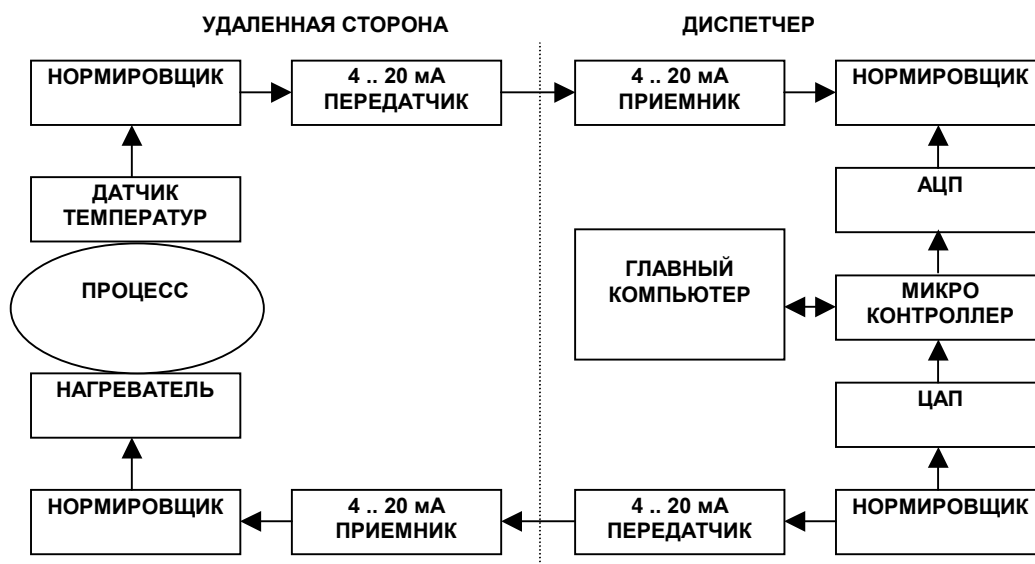


Рис.1.3. Типовая схема управления производственным процессом.

Цифровая техника становится все более популярной при обработке выходов с датчиков в системах сбора данных, управления процессом и измерения. 8-разрядные микроконтроллеры (например, 8051-совместимые) обладают достаточной скоростью обработки для большинства приложений. Включением А/Ц преобразования и возможности программирования микроконтроллера внутри датчика, можно реализовать «интеллектуальный датчик» («*smart sensor*»), обладающий функцией самокалибровки, линеаризации и др.

Основные узлы «интеллектуального датчика», состоящего из нескольких ИС, показаны на Рис.1.4.

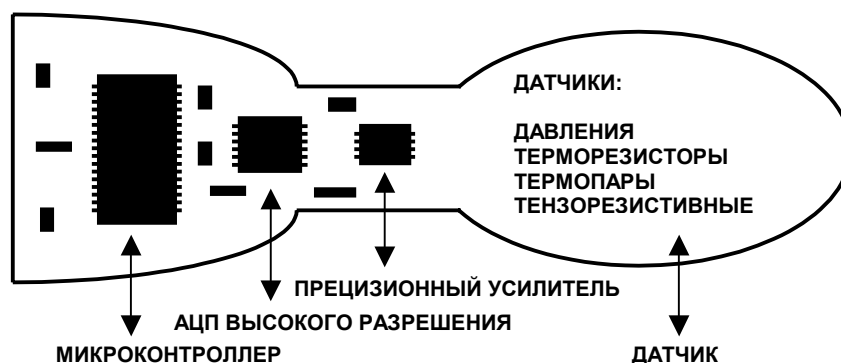


Рис.1.4. Основные элементы «интеллектуального датчика».

Интеллектуальный датчик можно непосредственно соединять с промышленной сетью, как показано на Рис.1.5.

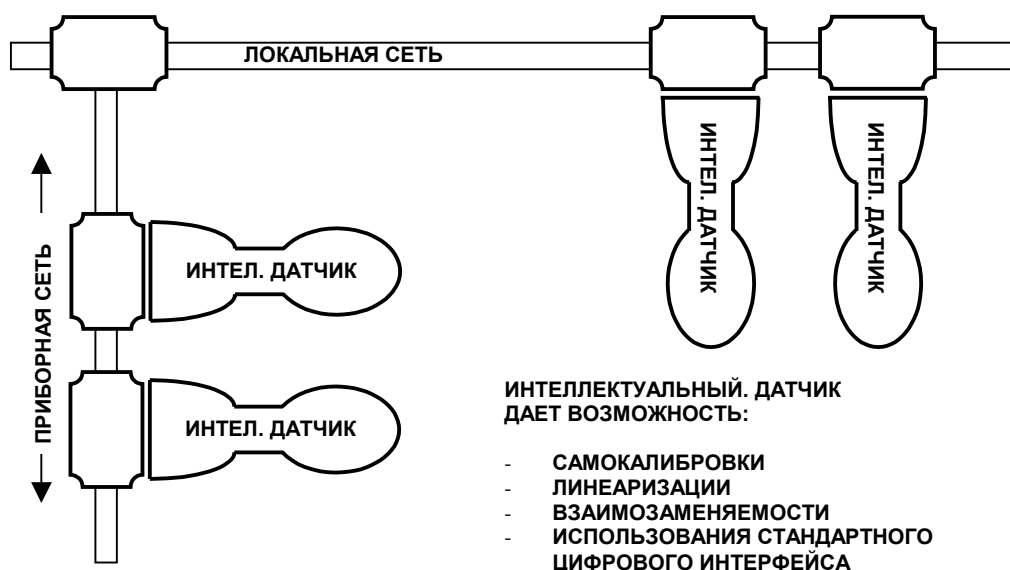


Рис.1.5. Стандартизация в цифровом интерфейсе при использовании интеллектуальных датчиков.

Серия изделий MicroConverter™ от Analog Devices включает в себя встроенные высокопроизводительные мультиплексоры, АЦП, ЦАП, соединенные с flash-памятью ядром микроконтроллера промышленного стандарта 8052, и поддерживает несколько стандартов конфигурации последовательного порта. Изделия являются первыми интегрированными схемами, которые можно назвать «еще более интеллектуальными датчиками» для систем сбора данных на одном кристалле. (см. Рис.1.6).

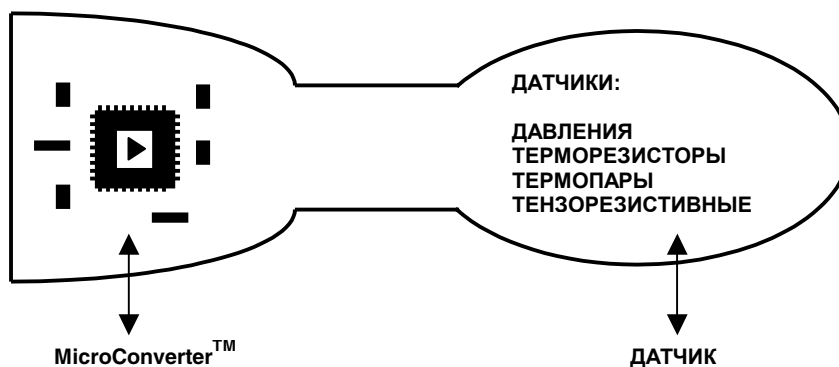


Рис.1.6. «Еще более интеллектуальный датчик».

РАЗДЕЛ 2

МОСТОВЫЕ СХЕМЫ

РАЗДЕЛ 2: МОСТОВЫЕ СХЕМЫ

Уолт Кестер

- Конфигурации мостов
- Усиление и линеаризация выходных сигналов мостов
- Управление мостами

Конфигурации мостов

Резистивные элементы являются одним из наиболее распространенных типов датчиков. Они недороги и относительно легко соединяются с нормирующими цепями. Резистивные элементы можно сделать чувствительными к температуре, деформации (под действием силы или при изгибе) и к потоку света. Можно измерять многие комплексные физические процессы, используя эти элементы. Например, поток жидкостей или масс (измеряя разность температур двух калиброванных резисторов).

На Рис.2.1 показаны различные резистивные датчики в диапазоне от 100Ω до нескольких десятков $K\Omega$ в зависимости от конструкции датчиков и измеряемой среды.

◆ Тензометрические датчики	120Ω , 350Ω , 3500Ω
◆ Динамометры	350Ω - 3500Ω
◆ Датчики давления	350Ω - 3500Ω
◆ Датчики относительной влажности	$100 K\Omega$ – $10 M\Omega$
◆ Термометры сопротивления (ТС)	100Ω , 1000Ω
◆ Термисторы	100Ω - $10 M\Omega$

Рис 2.1. Сопротивление популярных резистивных датчиков.

Резистивные датчики, такие как ТС и тензометрические датчики дают малый процент изменения сопротивления в ответ на изменение физической переменной. Так температурный коэффициент платинового ТС составляет $TKSP=0.385\%/^{\circ}C$.

Тензометрические датчики даже бросают вызов системе измерения, поскольку изменение сопротивления по всему рабочему диапазону может быть менее 1% от номинальной величины. Таким образом, при использовании резистивных датчиков особенно важно точно измерять малые изменения сопротивления.

Метод измерения сопротивления, показанный на Рис.2.2, состоит в пропускании постоянного тока через резистивный датчик и измерении падения напряжения на нем.

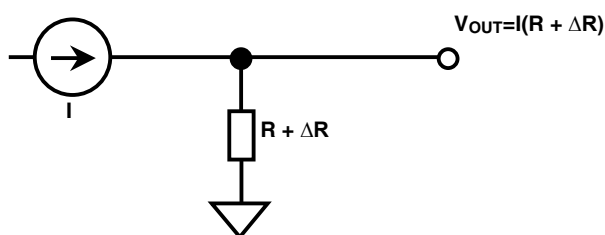


Рис.2.2. Использование источника постоянного тока для непрямого измерения сопротивления.

Здесь требуется точное удержание тока возбуждения и точное измерение выходного напряжения. Вдобавок, мощность, рассеиваемая на резистивном датчике должна быть малой во избежание ошибок, связанных с саморазогреванием (в соответствии с ТУ производителя). Поэтому, ток возбуждения должен быть малым.

Весьма притягательной альтернативой для точного измерения малых изменений сопротивления являются мосты Уитстона (на самом деле, изобретенные С.М. Кристи в 1883г). На Рис.2.3 приведена схема измерительного моста.

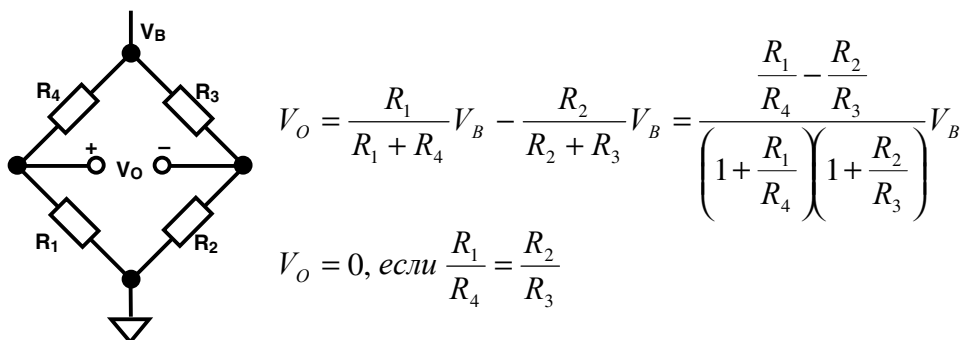


Рис.2.3. Мост Уитстона.

Мост находится в нулевом (сбалансированном) состоянии при $R_1/R_4 = R_2/R_3$ вне зависимости от способа его возбуждения (постоянным либо переменным током), величины возбуждения или способа считывания выходного сигнала (ток или напряжение), импеданса схемы измерения. Если зафиксировать $R_2/R_3 = K$, а величину R_1 необходимо определить то, введя мост в нулевое состояние с помощью градуированного потенциометра R_4 , можно рассчитать $R_1 = K \cdot R_4$.

Нулевые измерения используются в системах с электромеханическими элементами.

В большинстве приложений с использованием мостовых датчиков величина отклонения сопротивления одного или нескольких сопротивлений плеч моста измеряется через величину изменения измеряемого параметра. Например, измеряя напряжение диагонали моста, судят об изменении величины составляющих его сопротивлений. Изменение выходного напряжения моста весьма мало (десятки милливольт) даже при значительных возбуждающих напряжениях ($V_B = 10\text{В}$, являющееся типовым для элементов нагрузки - динамометров). На Рис.2.4 показаны различные конфигурации измерительных мостов и приведены основные соотношения по выходу и их нелинейности. Следует отметить, что поскольку выход моста пропорционален возбуждению V_B , точность измерения выхода не может быть выше точности поддержания возбуждения.

Чувствительность моста - отношение максимально ожидаемого изменения выходного напряжения (выхода) к напряжению возбуждения (возбуждению). Так, если максимальный выход составляет 10 мВ, а возбуждение 10 В, то чувствительность равна 1 мВ/В.

Четверть мостовая конфигурация моста (с одним чувствительным элементом) используется при измерении температуры и деформации. Как видно из формул Рис.2.4, связь между выходом моста и изменением величины чувствительного резистора ΔR - не линейна. Например, при $R=100\Omega$ и $\Delta R=0.1\Omega$ выход моста составляет 2.49875 мВ для $V_B = 10\text{В}$. Ошибка составляет $2.50000 \text{ мВ} - 2.49875 \text{ мВ} = 0.00125 \text{ мВ}$. Относительная нелинейность, как процент от полной шкалы составит $(0.00125 \text{ мВ}/2.5 \text{ мВ}) \cdot 100\% = 0.05\%$.

Относительная нелинейность для четверть мостовой конфигурации:

$$\sim (\% \text{ изменения сопротивления})/2$$

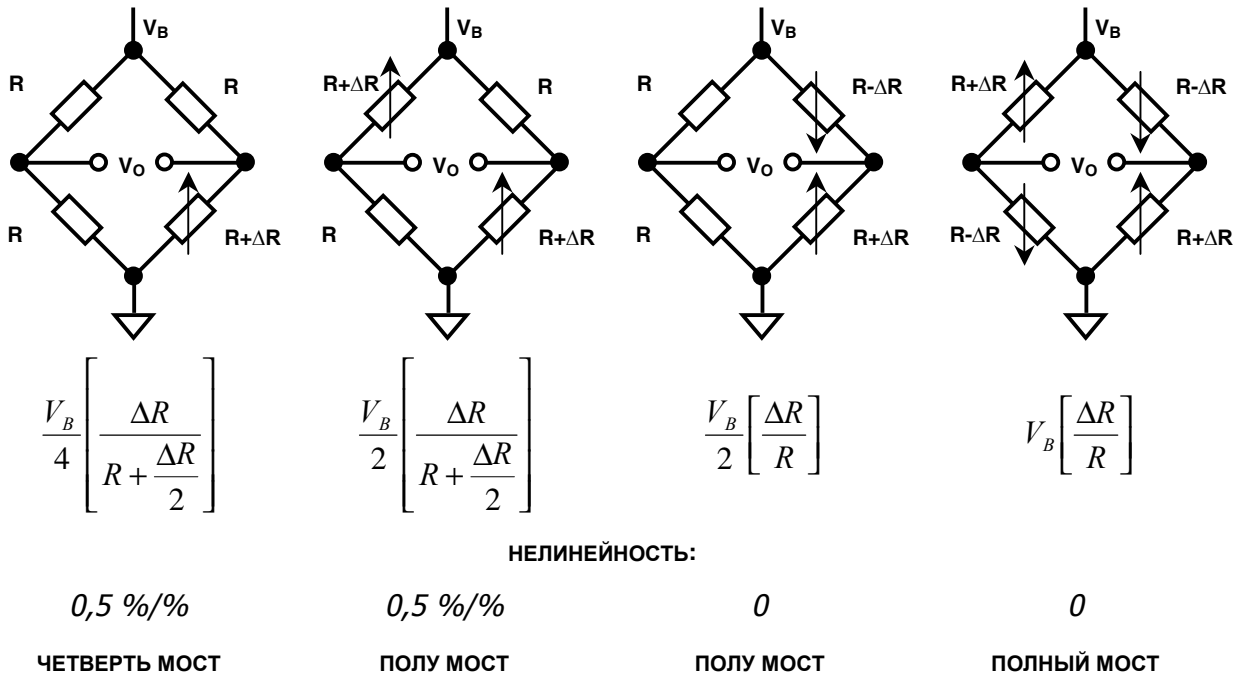


Рис.2.4. Выходное напряжение и его нелинейность для различных конфигураций мостов при возбуждении постоянным напряжением.

Следует особо отметить, что данная нелинейность относится к собственно измерительному мосту и не имеет никакого отношения к нелинейности чувствительного элемента. На практике, большинство чувствительных элементов обладает собственной нелинейностью, которую следует учитывать в конечном результате.

Вследствие того, что нелинейность моста описывается аналитически, достаточно просто учесть ее при цифровой обработке.

Полумостовая конфигурация может быть представлена в двух видах:

Первый случай:

Когда оба чувствительных элемента изменяются в одну сторону и монтируются рядом на одной оси. В этом случае нелинейность точно такая же, как при четверть мостовой конфигурации, коэффициент же передачи в два раза выше. Такая конфигурация нашла применение в датчиках давления и расходомерных системах.

Второй случай:

Когда чувствительные элемента изменяются в противоположные стороны и монтируются, например, в случае датчика деформации, на одной оси, но с разных сторон упругого элемента (сверху и снизу изгибаемой в вертикальной плоскости упругой балки).

Полномостовая конфигурация дает максимальный сигнал на выходе и линейна по своей природе.

Мосты можно также возбуждать постоянным током (а не напряжением, как в предыдущем примере), что представлено на Рис.2.5. Преимущество метода, когда мост располагается далеко от системы регистрации, состоит в отсутствие ошибок измерения из-за наличия сопротивления соединительных проводников. Нелинейность имеется только для случая четверть мостовой конфигурации.

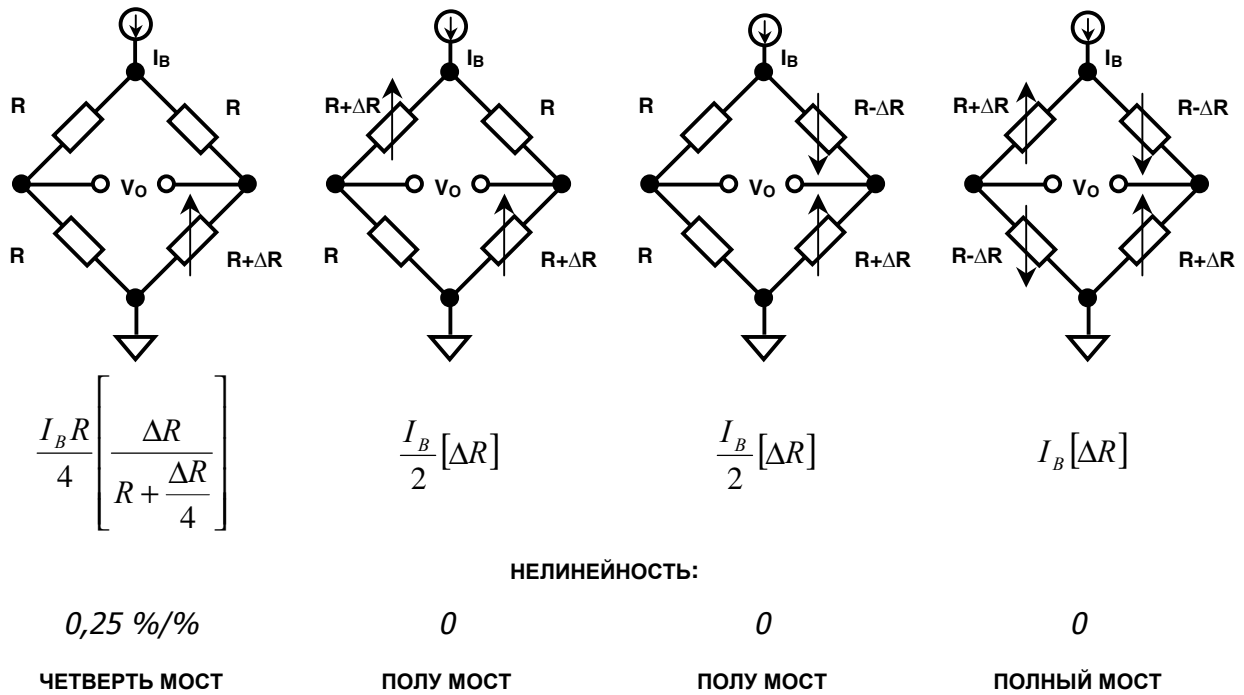


Рис.2.5. Выходное напряжение и его нелинейность для различных конфигураций мостов при возбуждении постоянным током.

- ◆ Выбор конфигурации моста (1,2,4 чувствительных элемента)
- ◆ Выбор источника возбуждения Напряжением или Током
- ◆ Чувствительность моста:
- ◆ Верхний предел выхода / Напряжение Возбуждения
- ◆ Типовые значения от 1 мВ/В до 10 мВ/В
- ◆ Верхний предел выхода: (10 .. 100)мВ
- ◆ Необходимы прецизионные средства Усиления/Нормирования с малыми шумами
- ◆ Могут потребоваться средства Линеаризации
- ◆ Составляет проблему обслуживание дистанционных датчиков

Рис.2.6. Рассмотрение мостовых датчиков.

Усиление и линейризация выходных сигналов мостов

На Рис.2.7 приводится простейшая схема усиления выхода четверть мостового датчика с помощью одного инверсно включенного операционного усилителя (ОУ). Схема имеет низкую точность и разбалансирует мост (со стороны R_F и тока смещения ОУ). Требуется тщательного подбора резисторов R_F для обеспечения высокого коэффициента ослабления синфазной составляющей сигнала (КОСС). Выход не линеен. Основные преимущества - простота (один ОУ) и возможность работы с однополярным источником питания (выходной сигнал ОУ изменяется от $V_S/2$ в обе стороны).

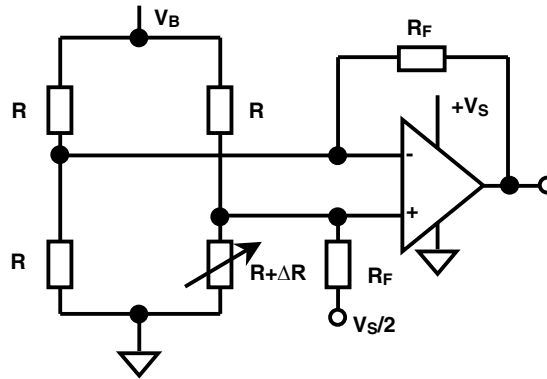


Рис.2.7. Использование единственного операционного усилителя для усиления выхода четверть мостового датчика.

Существенно лучшим методом усиления сигналов с четверть мостового датчика является применение для этой цели инструментального усилителя (ИУ), как показано на Рис.2.8.

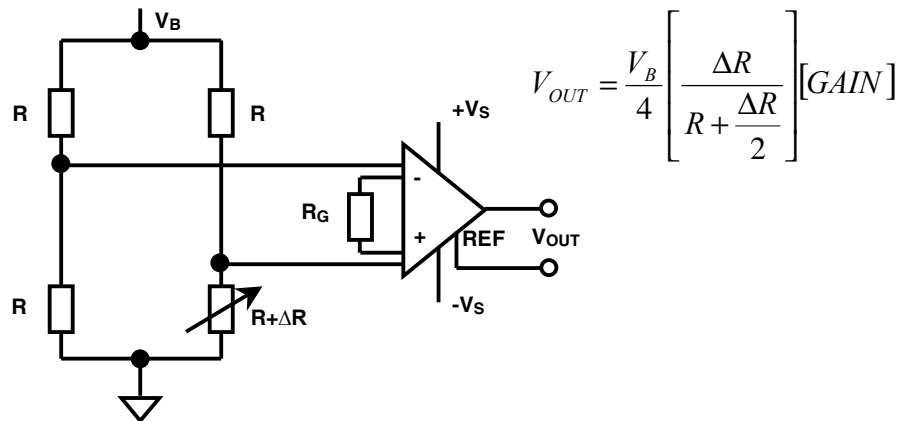


Рис.2.8. Использование инструментального усилителя для усиления выхода четверть мостового датчика.

Основными преимуществами схемы являются перечисленные ниже характеристики. Высокая точность коэффициента преобразования и отсутствие разбалансировки моста. Высокое значение КОСС. Выход - не линеен, но может быть просто линеаризован на цифровом уровне. В качестве инструментальных усилителей можно использовать AD620, AD623 или AD627 с однополярным питанием, при условии соблюдения ограничений на коэффициент передачи и размах выходного сигнала (детально излагается в Разделе 3).

Существуют различные методы линейризации, однако, важно всегда проводить различие между линейностью моста и линейностью отклика собственно чувствительного элемента на измеряемый физический процесс. Производители мостовых датчиков рекомендуют различные способы линейризации, в том числе: ограничение размаха изменения величины чувствительного элемента, введение нелинейной поправки в активный элемент моста, использование подстроечных резисторов и т.д.

На Рис.2.9 показан 1/4 мост, в котором операционный усилитель принудительно устанавливает ноль в измерительной диагонали путем подачи компенсирующего напряжения обратной полярности в измеряющее плечо моста. При этом, выход в два раза больше, чем при стандартном включении, и линеен даже при большом изменении величины чувствительного элемента (ΔR).

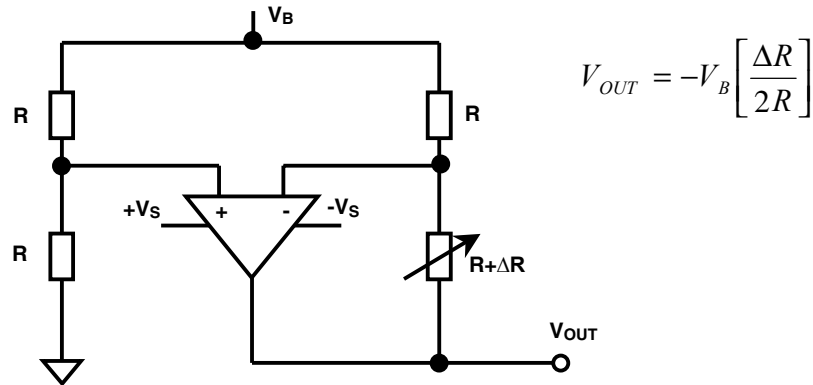


Рис.2.9. Линейризация четверть мостового датчика по Методу 1.

На Рис.2.10 показана линейризация 1/4 моста путем фиксации величины тока через чувствительный элемент с помощью операционного усилителя. Требуется биполярное питание и два операционных усилителя, а также точное согласование резисторов $R1$ и $R2$.

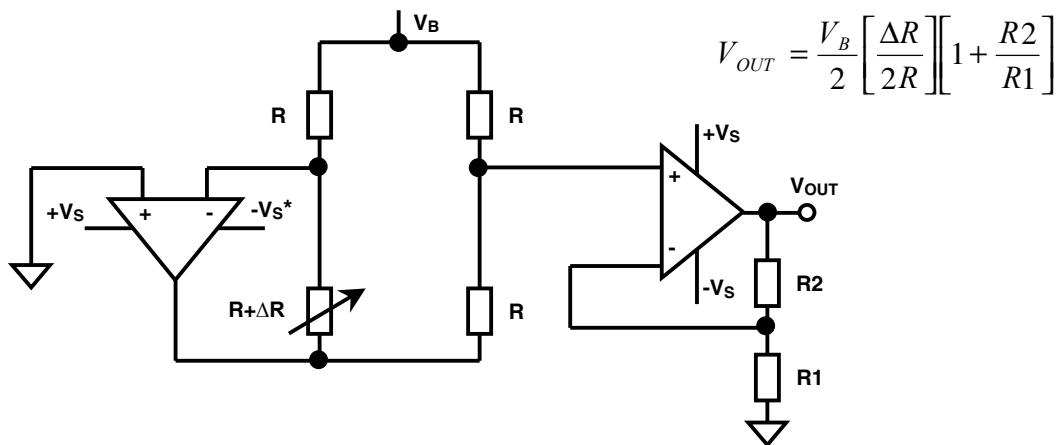


Рис.2.10. Линейризация четверть мостового датчика по Методу 2.

На Рис.2.11 показана линейризация 1/2 моста, подобная приведенной на Рис.2.9, но имеющая в два раза большую чувствительность. Требуется биполярное питание операционного усилителя и может потребоваться дополнительный операционный усилитель для усиления выхода.

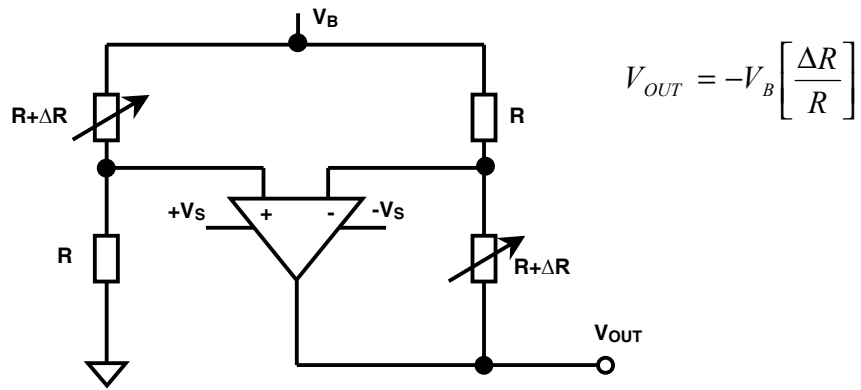


Рис.2.11. Линеаризация полумостового датчика по Методу 1.

На Рис.2.12 показана линеаризация 1/2 моста. Источник опорного напряжения ($V_{ИОН}$), операционный усилитель и измерительный резистор R_S составляют источник тока для возбуждения моста. Дополнительный инструментальный усилитель используется для окончательного усиления выхода.

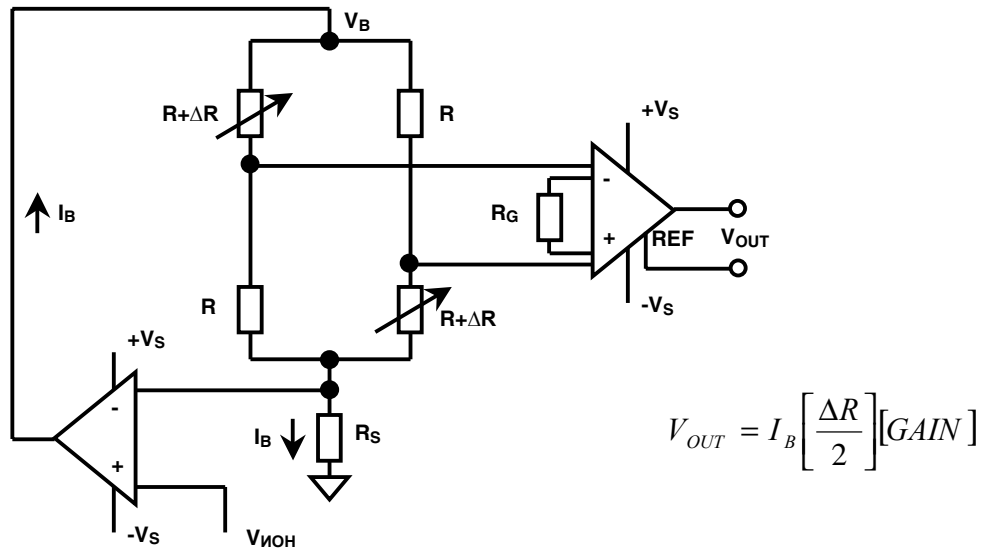


Рис.2.12. Линеаризация полумостового датчика по Методу 2 (Возбуждение полумоста источником тока).

Управление мостами

Наиболее серьезными проблемами при обслуживании дистанционно расположенных мостов являются конечная величина сопротивления соединительных проводов и шумовые наводки. На Рис.2.13 показан 1/4 мостовой 350Ω датчик деформации, подключенный к дистанционному чувствительному элементу скрученной парой медных проводов 30-го калибра длиной 100 фт. При температуре 25°C сопротивление 100 фт. такого провода составляет 10.5Ω . Температурный коэффициент провода $\text{TKC}=0.385\%/^\circ\text{C}$. Вычисленная ошибка коэффициента передачи и смещения нуля при увеличении температуры среды на $+10^\circ\text{C}$ при 10В возбуждении составит, соответственно, КПО = -0.26% от верхнего предела и СНО = $+23\%$ от верхнего предела (FS).

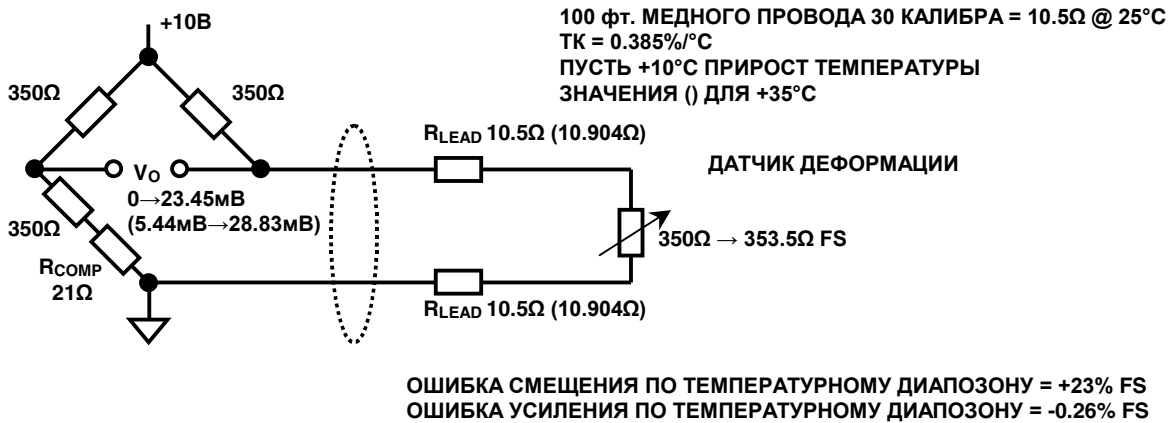


Рис.2.13. Ошибки, обусловленные сопротивлением соединительных проводов резистивного моста.

$R_{\text{COMP}} = 21\Omega$ компенсирует начальное смещение моста, вызываемое наличием соединительных проводов от чувствительного элемента. Цифры, приведенные в скобках «()» соответствуют температуре $+35^\circ\text{C}$. Отметим, что указанные ошибки не включают в себя ошибки, связанные с ТК собственно чувствительного элемента.

3-х проводное подключение чувствительного элемента существенно уменьшает ошибки, как показано на Рис.2.14.

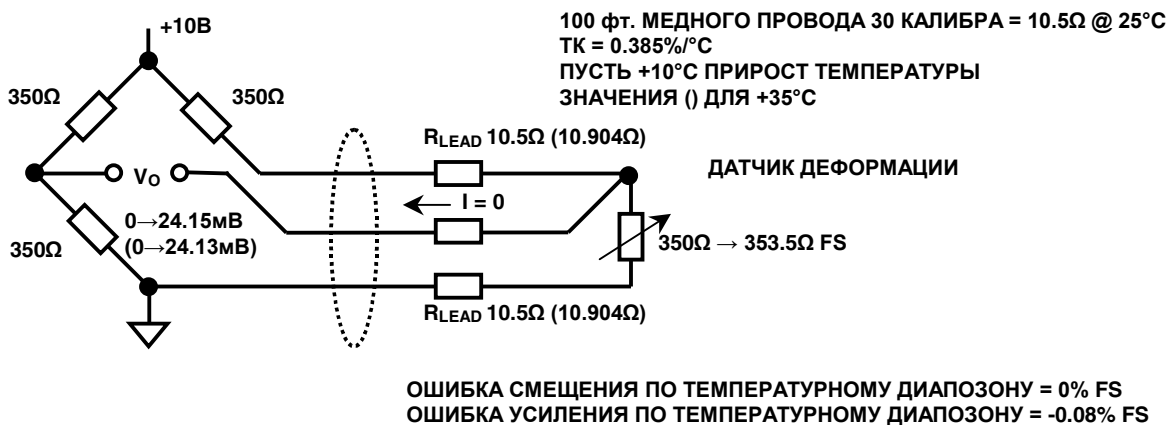


Рис.2.14. Ошибки, обусловленные сопротивлением соединительных проводов резистивного моста при 3-проводном соединении.

Предполагается использование высоко импеданного устройства для измерения выхода с моста (поэтому входной ток равен нулю). Вычисленная ошибка коэффициента передачи и смещения нуля при увеличении температуры среды на $+10^{\circ}\text{C}$ при 10В возбуждении составит, соответственно, КПО = -0.08% от верхнего предела и СНО = 0% от верхнего предела.

3-х проводное подключение дистанционного чувствительного элемента дает весьма хорошие результаты. Однако, в конструктивно законченных устройствах, например, элементе нагрузки, применяется полномостовая конфигурация. При дистанционном расположении такого элемента от нормирующей электроники, для сохранения высокой точности полного моста следует применять специальные методы.

Особое внимание уделяется поддержанию точности и стабильности напряжения возбуждения моста, поскольку выход моста прямо пропорционален возбуждению.

По этой причине большинство из устройств с полно мостовой конфигурацией соединяются по шести проводной схеме: два провода - выход моста, два - возбуждение моста и два - чувствительные провода. Такой метод (соединение Кельвина) показан на Рис.2.15. Подключение Кельвина ликвидирует падение напряжения возбуждения на соединительных проводниках. Но, следует указать, что ОУ должны иметь малые смещение, дрейф и шумы.

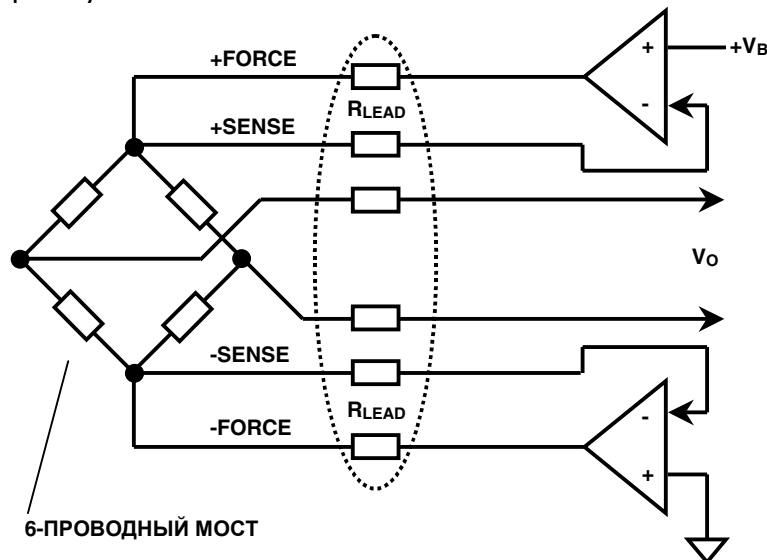


Рис.2.15. Минимизация ошибок, связанных с сопротивлением проводников при Кельвиновском (4-проводном) соединении.

На Рис.2.16 показан другой способ минимизации ошибок, обусловленных наличием сопротивления соединительных проводов, с помощью источника тока возбуждения. Требуется стабильность ИОН, измерительного резистора R_S и операционного усилителя.

На Рис.2.17 показан относительный метод минимизации ошибок, обусловленных наличием сопротивления соединительных проводов. Метод использует Кельвиновское 4-х проводное подключение питания моста и является мощным средством минимизации ошибок. Мост питается от однополярного источника питания. Измеряющий АЦП AD7730 использует напряжение на мосту в качестве собственного ИОН. При таком включении изменение напряжения на мосту не приводит к изменению выходного кода АЦП. AD7730 является 24-разрядным сигма-дельта АЦП и обеспечивает канал программируемым усилением, ФНЧ и самокалибровкой, что делает его незаменимым в приложениях, связанных с мостовыми датчиками. AD7730 обеспечивает дрейфы напряжения смещения $5\text{ нВ}/^{\circ}\text{C}$ и коэффициента передачи $2\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$, которые можно уменьшить, используя системную калибровку. (Обсуждение АЦП данного типа приводится Разделе 8).

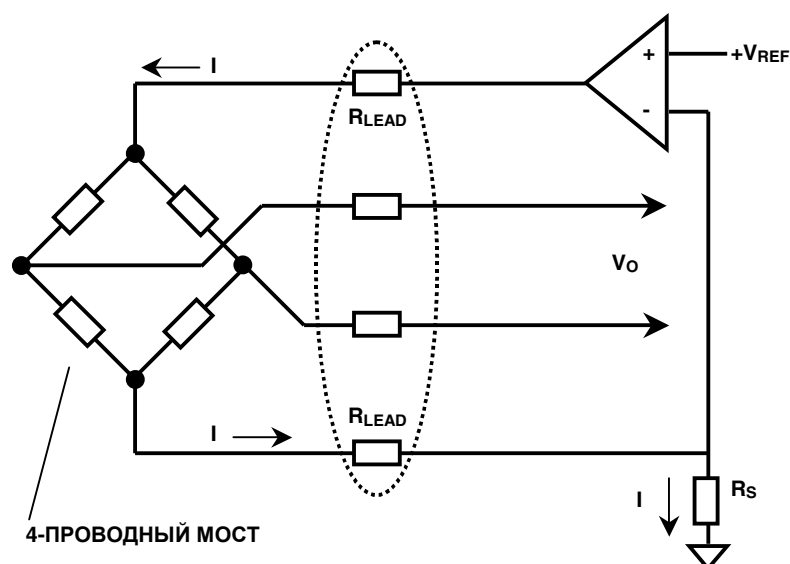


Рис.2.16. Минимизация ошибок при использовании источника постоянного тока возбуждения.

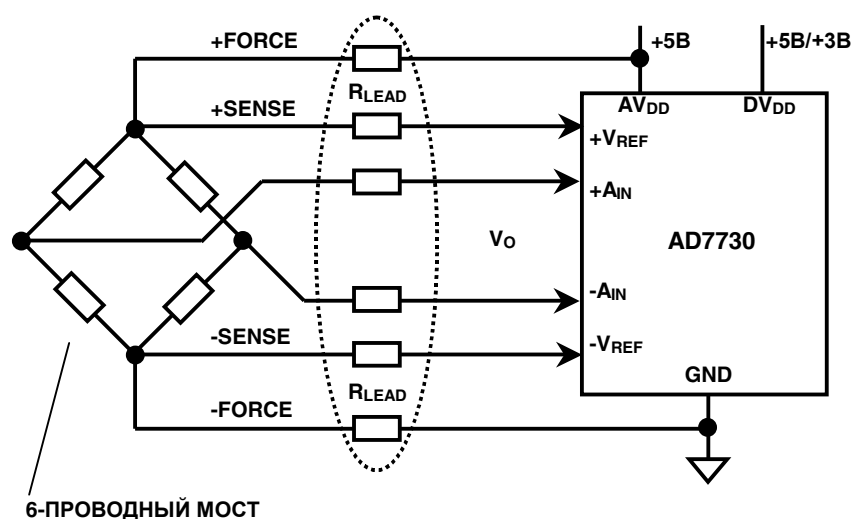


Рис.2.17. Управление дистанционным мостом, используя Кельвиновское относительное подключение к АЦП

Для поддержания точности измерения на уровне 0.1% или выше по верхнему пределу 20 мВ, требуется иметь суммарную ошибку менее чем 20 мкВ. На Рис.2.18 показаны неизбежные в системе типичные источники ошибок.

Во-первых, паразитные термопары со спаями, находящимися при разных температурах (печатный проводник - коваровый вывод операционного усилителя с ТК напряжения = 35 мкВ/°С). Существенно уменьшить величину ТКН, можно используя операционный усилитель в пластмассовом корпусе с медными выводами.

Во-вторых, напряжение и ток смещения входного операционного усилителя. Необходимо выбирать операционный усилитель с малыми дрейфом смещения и током смещения, такие как OP177 или AD707. В особых случаях могут потребоваться операционный усилитель со стабилизацией по прерыванию: AD8551/AD8552/AD8554.

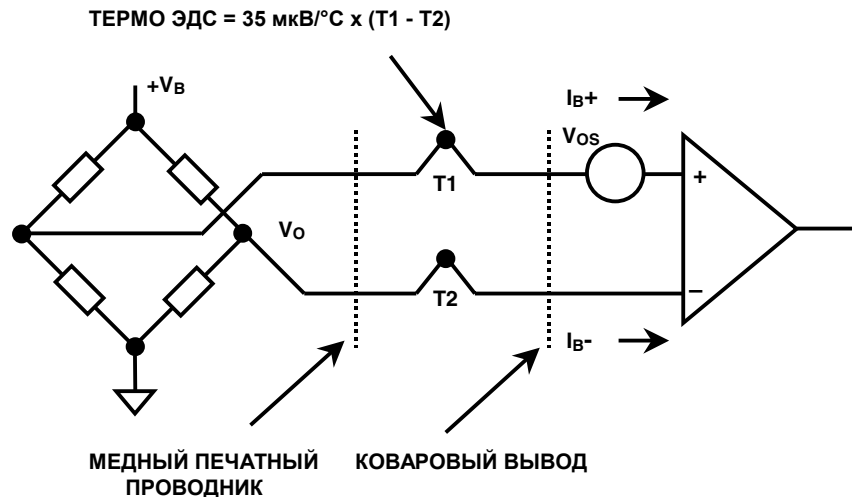


Рис.2.18. Типичные источники ошибок смещения

Возбуждение моста переменным током позволяет эффективно убирать напряжение, включенное последовательно с выходом моста. Метод прост. Как показано на Рис.2.19, выходное напряжение моста измеряется дважды. Сначала измеряется выход при прямой полярности возбуждения - V_A , затем полярность возбуждения меняется на обратную и выход измеряется вновь - V_B . Производится вычитание V_B из V_A , которое дает $2V_O$, а величина, ответственная за смещение E_{OS} исчезает.

Очевидно, что данный метод требует для измерения высокоточный АЦП, а также микроконтроллер для выполнения вычитания. Если требуется выполнение относительного измерения, то АЦП должен допускать смену полярности ИОН, что допускается AD7730.

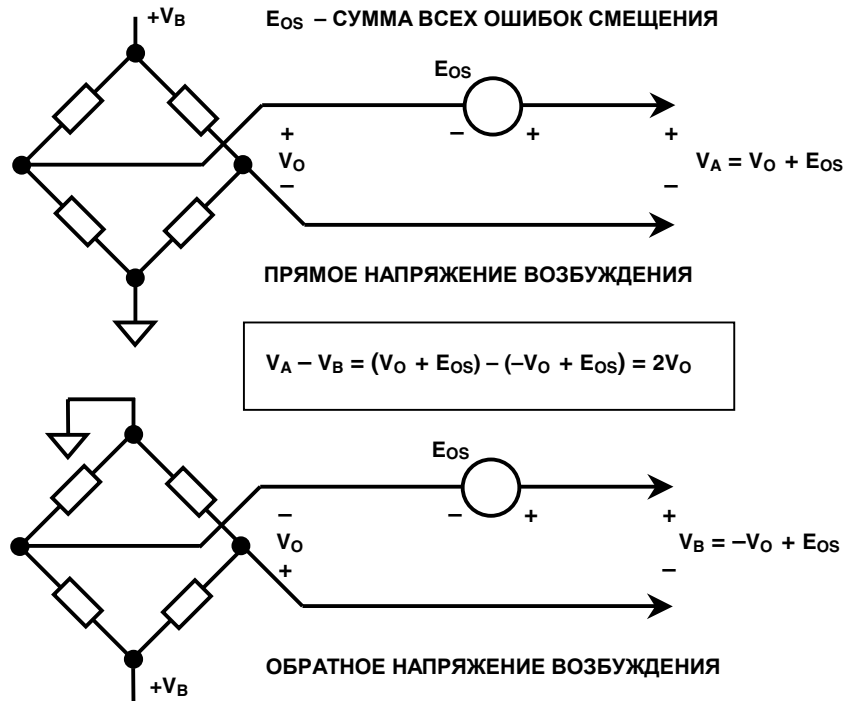


Рис.2.19. Возбуждение переменным током минимизирует ошибки смещения

Как было показано на Рис.2.20, в качестве устройства, возбуждающего мост можно применять P- и N-канальные полевые МОП-транзисторы. Имеются также специальные чипы управления, как MIC4427 от Micrel. Отметим, что поскольку канал включенного МОП-транзистора обладает сопротивлением, в данном приложении следует использовать схему Кельвина. АЦП AD7730 имеет встроенные схемы для генерации неперекрывающихся импульсов возбуждения.

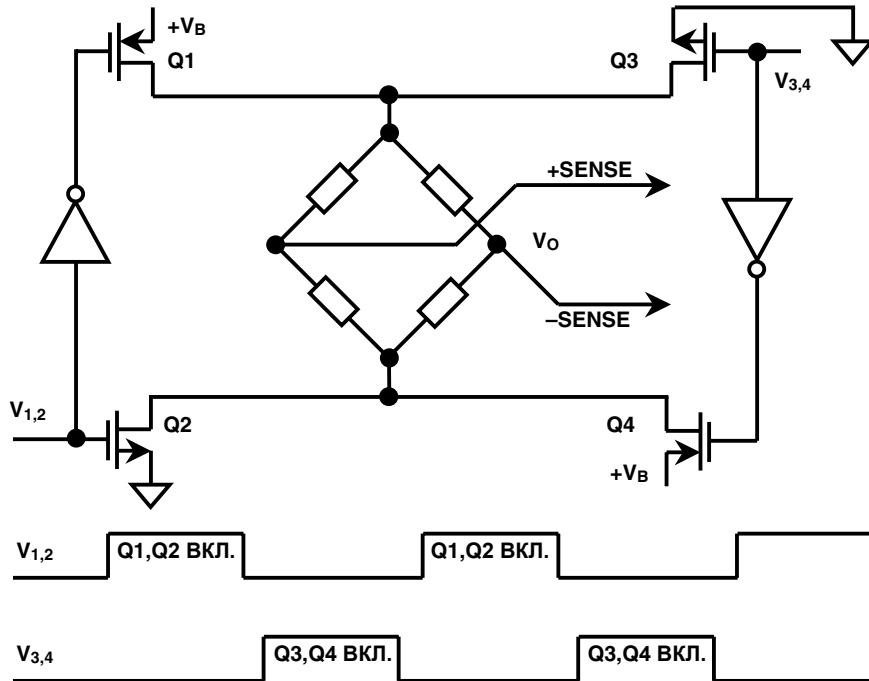


Рис.2.20. Упрощенная схема для возбуждения моста переменным током.

Литература

1. Ramon Pallas-Areny, John G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning* John Wiley, New York, 1991.
2. Dan Sheingold, Editor, *Transducer Interfacing Handbook* Analog Devices, Inc., 1980.
3. Walt Kester, Editor, *1992 Amplifier Applications Guide*, Section 2, 3 Analog Devices, Inc., 1992.
4. Walt Kester, Editor, *Amplifier Applications Guide*, Section 1, 6 Analog Devices, Inc., 1993.
5. AD7730 Data Sheet
Analog Devices, доступно на <http://www.analog.com>

РАЗДЕЛ 3

УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ НОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

РАЗДЕЛ 3: УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ НОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Уолт Кестер, Джеймс Брайнт, Уолт Юнг

- **Характеристики прецизионных операционных усилителей**
- **Анализ бюджета ошибок усилителя по постоянному току**
- **Операционные усилители с однополярным питанием**
- **Инструментальные усилители**
- **Усилители, стабилизированные прерыванием**
- **Изолированные усилители**

Введение

В разделе изучаются параметры усилителей, критичные при использовании в приложениях нормирования сигналов. Напряжения смещения прецизионных интегральных операционных усилителей должны быть не ниже 10 мкВ с дрейфом около 0.1 мкВ/°С. Операционные усилители, стабилизированные прерыванием, дают смещения и их дрейфы, не выделяемые на фоне собственных шумов. Типовыми являются разомкнутые коэффициенты передачи операционного усилителя (РКП) более 10^6 при КОСС и коэффициенте ослабления влияния источника питания (КОВИП) того же порядка величины. Применение таких прецизионных операционных усилителей с сохранением столь высоких параметров может составить существенную проблему разработчику, т.е. при выборе пассивных компонентов и топологии печатной платы.

Важно понимать, что указанные выше параметры по постоянному току не являются единственными определяющими при выборе усилителя. Не менее важными являются параметры по переменному току, даже при работе на низких частотах поскольку РКП, КОСС и КОВИП имеют весьма низкую частоту среза в области НЧ (НЧС) и низкая частота процесса может оказаться в соответствующей зоне ослабления, что повлечет увеличение ошибок по сравнению с расчетом для режима постоянного тока. Например, для усилителя с РКП= 10^7 по постоянному току и единичном усилении $f_U=1$ МГц частота среза НЧС составит 0.1 Гц!

По этой причине следует рассматривать разомкнутый коэффициент передачи на частоте реального сигнала. Соотношение для РКП (с однополюсной функцией передачи) на частоте сигнала $A_{VOL}(f_{SIG})$, частотой сигнала f_{SIG} и частотой единичного усиления f_U дается выражением:

$$A_{VOL}(f_{sig}) = \frac{f_u}{f_{sig}}$$

Для выше приведенного примера, $A_{VOL}(100 \text{ КГц}) = 10$ и $A_{VOL}(10 \text{ Гц}) = 10^5$.

Потеря усиления на частоте сигнала может внести искажения, что особенно неприятно для частот звукового диапазона. Потеря КОСС и КОВИП на частоте сигнала может внести ошибки.

Проблема выбора подходящего усилителя для конкретного приложения усложняется наличием большого числа усилителей различных технологий изготовления (биполярные, комплементарные биполярные, BiFET, CMOS, BiCMOS) и различной архитектуры (традиционные операционные усилители, инструментальные усилители, усилители, стабилизированные прерыванием, изолированные усилители и т.д.). К тому же, в настоящее время доступен широкий набор прецизионных усилителей, работающих с однополярным питанием и еще более усложняющих процесс конструирования из-за ограничения динамического диапазона входных и выходных сигналов, а также из-за увеличения влияния напряжения смещения и шумов.

- | | |
|--|-------------------|
| ◆ Входное напряжение смещения | <100 мкВ |
| ◆ Дрейф входного напряжения смещения | <1 мкВ/°С |
| ◆ Входной ток (<i>bias</i>) | <2 нА |
| ◆ Входной ток смещения (<i>offset</i>) | <2 нА |
| ◆ Разомкнутый коэффициент передачи по постоянному току | >1 000 000 |
| ◆ Полоса при единичном усилении, F_U | 500 КГц ... 5 МГц |
| ◆ Всегда проверяйте разомкнутый коэффициент передачи на частоте сигнала! | |
| ◆ Низкочастотный шум вида $1/f$ в полосе 0.1 Гц ... 10 Гц | <1 мкВ (p-p) |
| ◆ Широкополосный шум | <10 нВ/√Гц |
| ◆ КОСС, КОВИП | >100 дБ |
| ◆ Работа с одним источником питания | |
| ◆ Низкое рассеяние мощности | |

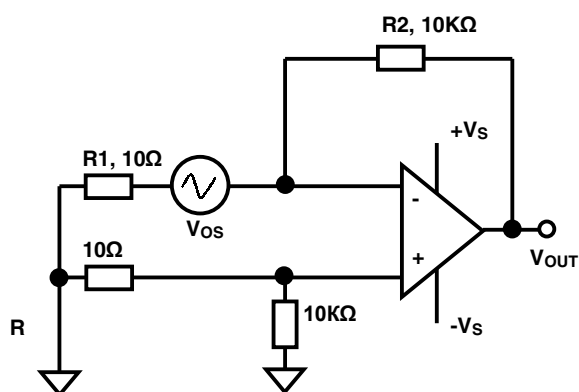
Рис.3.1. Характеристики усилителей для нормирования сигналов.

Характеристики прецизионных операционных усилителей

Входное напряжение смещения

Напряжение смещения является одним из наиболее существенных источников ошибок, которые следует учитывать при создании прецизионных усилительных схем. Оно является систематической ошибкой и может быть компенсировано либо вручную с помощью триммера, либо путем выполнения системной калибровки с использованием микропроцессора. Оба метода имеют недостатки, и современные прецизионные операционные усилители имеют начальное смещение не более 10 мкВ для биполярных устройств и еще меньше для операционных усилителей, стабилизированных прерыванием. Для операционного усилителя с низкой величиной смещения можно отказаться от ручной подстройки нуля и системной калибровки.

Измерение величины напряжения смещения в диапазоне нескольких микровольт требует, чтобы тестовые цепи не вносили ошибки в процесс более чем, собственно, измеряемое смещение. На Рис.3.2 показана схема для измерения напряжения смещения. Цепь усиливает входное напряжение смещения на величину шумового коэффициента усиления (1001). Измерение выполняется на выходе устройства с помощью точного цифрового вольтметра. Смещение, приведенное к входу (*referred to input, RTI*) рассчитывается делением выходного напряжения на шумовой коэффициент усиления. Малая величина сопротивления ($R1 \parallel R2$) дает пренебрежимо малый вклад в измеряемое напряжение смещения от протекающего входного тока. Например, входной ток 2 нА, протекающий через резистор 10 Ом дает ошибку измерения, приведенную к входу, всего в 0.02 мкВ.



$$V_{OUT} = \left[1 + \frac{R2}{R1} \right] V_{OS}$$

$$V_{OUT} = 1001 \cdot V_{OS}$$

$$V_{OS} = \frac{V_{OUT}}{1001}$$

ДЛЯ ОР177А:

$V_{OS} = 10 \text{ мкВ}$ (макс.)

ДРЕЙФ $V_{OS} = 0.1 \text{ мкВ/}^\circ\text{C}$ (макс.)

СТАБИЛЬНОСТЬ $V_{OS} = 0.2 \text{ мкВ/месяц}$ (сред.)

Рис.3.2. Схема измерения входного напряжения смещения.

Не смотря на свою простоту, схема может не реализовать точные результаты. Наибольшим потенциальным источником ошибки может быть паразитная ТЭДС термопары, образованной контактом двух разнородных металлов. Температурный коэффициент термочувствительности такой термопары может лежать в пределах от $2 \text{ мкВ/}^\circ\text{C}$ до более чем $40 \text{ В/}^\circ\text{C}$. Отметим, что для точного согласования термопарных узлов в неинвертирующую цепь усилителя добавлены два дополнительных резистора, равных соответствующим резисторам в цепи инверсного входа.

Точность измерения зависит от геометрии компонентов и топологии печатной платы. Помните, что подключение двух выводов компонента, такого как резистор, порождает две равных, но направленных противоположно термо-ЭДС (при условии подключения выводов к одному и тому же металлу, как, например, медь печатного проводника), которые компенсируют друг друга, *при условии, что оба вывода находятся при абсолютно одинаковой температуре*. Короткие соединения и короткие выводы компонентов помогают минимизировать температурные градиенты и увеличить точность измерения.

Движение воздуха должно быть минимальным, с тем чтобы термопарные узлы стабилизировались при одной и той же температуре. В некоторых случаях полезно помещать цепь в малый замкнутый объем для ликвидации воздействия внешнего тока воздуха. Схему следует располагать горизонтально на поверхности, для того чтобы конвекционные потоки были направлены вверх с платы, а не через компоненты, как было бы в случае, если плату монтировали вертикально.

Еще более актуальной задачей является измерение изменения напряжения смещения в диапазоне температур. Температурной камерой может служить небольшая коробка или пластиковый пакет с пенопластовым наполнением, который предотвращает появление температурных градиентов на паразитных термопарах в камере. Если требуется проведение испытаний в камере холода, то для этого рекомендуется сухой чистый азот. В случае термоциклирования рекомендуется нагреватель - холодильник «THERMOSTREAM», однако устройства данного типа порождают воздушные потоки, которые могут создать дополнительную проблему.

В дополнение к температурному дрейфу напряжения смещения наблюдается его изменение во времени. Этот эффект старения часто называют долговременной стабильностью и специфицируют его в микровольтах в месяц или микровольтах за 1000 часов, что вводит в заблуждение.

Данное явление пропорционально корню квадратному из промежутка времени. Например, скорость старения 1 мкВ/1000 часов становится 3 мкВ/Год (а не 9 мкВ/Год, как было бы в случае линейной связи). Для операционных усилителей OP177 и AD707 долговременная стабильность *после* первых 30 дней работы составляет около 0.3 мкВ/месяц. Исключая первый час работы, можно указать, что за первые 30 дней работы смещение изменится не более чем на 2 мкВ.

Многие прецизионные операционные усилители имеют специальные выводы для выполнения внешней корректировки нуля.

На Рис.3.3 приводится схема внешней подстройки нуля. Диапазон подстройки смещения прецизионного операционного усилителя не должен быть более двух - трех значений напряжения максимального смещения для обеспечения минимальной чувствительности по выводам корректировки. Коэффициент передачи напряжения операционного усилителя от выводов коррекции смещения до выхода может оказаться больше чем коэффициент по сигнальным входам! Поэтому важно поддерживать их свободными от наводок и шумов.

Нежелательно также иметь длинные проводники от выводов операционного усилителя до внешнего потенциометра коррекции. Для минимизации влияния тока источника питания, подключайте $R1$ непосредственно на вывод питания операционного усилителя, как показано на рисунке.

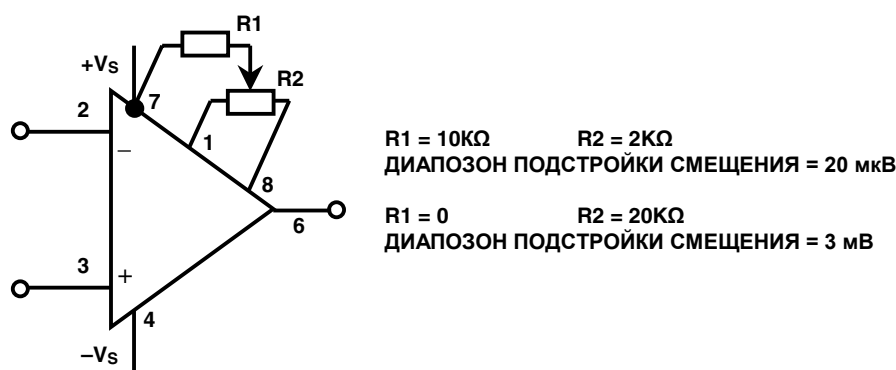


Рис.3.3. Схема корректировки смещения ОУ OP177/AD707.

Важно отметить, что величина температурного дрейфа напряжения смещения изменяется при выполнении корректировки (балансировки).

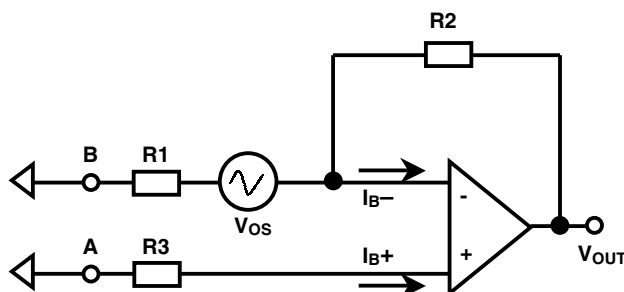
Биполярные операционные усилители в большинстве случаев имеют минимальную величину дрейфа при минимальном напряжении смещения. Поэтому балансировку нуля по выводам балансировки данного ОУ следует выполнять только для этого операционного усилителя, и ни в коем случае для всей системы в целом, что в противном случае приведет к увеличению дрейфа.

Дрейфовые параметры для операционного усилителя с JFET транзисторами на входе, по сравнению с биполярными операционными усилителями, еще хуже. Здесь происходит увеличение дрейфа на 4 мкВ/°С на каждый милливольт скомпенсированного напряжения смещения.

Вообще, лучше всего управлять величиной напряжения смещения путем выбора соответствующего устройства (тип и градация). Для устройств в малых корпусах (одиночных и мультиплицированных) часто отсутствуют выводы компенсации, что связано с простым ограничением числа выводов, и компенсацию напряжения смещения (с минимальным ущербом для дрейфовых характеристик) выполняют путем суммирования малого напряжения на входе к сигналу.

Модели для входного напряжения смещения и входного тока

Кроме входного напряжения смещения, входные токи операционного усилителя также дают свой вклад в ошибку смещения, как показано на обобщенной модели Рис.3.4. Для того чтобы было удобно сравнивать с входным сигналом, полезно приводить к входу (*refer to input - RTI*) все напряжения смещения. В равенствах на схеме даются все напряжения смещения, приведенные к входу (*RTI*) и приведенные к выходу (*RTO*).



$$\text{Коэф. передачи от A до Выхода} = \text{шумовому КП (NG)} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

$$\text{Коэф. передачи от B до Выхода} = -\frac{R2}{R1}$$

$$\text{Смещение (RTO)} = V_{OS} \left[1 + \frac{R2}{R1} \right] + I_{B+} \cdot R3 \left[1 + \frac{R2}{R1} \right] - I_{B-} \cdot R2$$

$$\text{Смещение (RTI)} = V_{OS} + I_{B+} \cdot R3 - I_{B-} \left[\frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \right]$$

Для компенсации входных токов :

$$\text{Смещение (RTI)} = V_{OS}, \text{ если } I_{B+} = I_{B-} \text{ и } R3 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}$$

Рис.3.4. Обобщенная модель напряжения смещения операционного усилителя.

Для прецизионных ОУ с согласованными биполярными транзисторами на входе (PNP или NPN), типовой входной ток составляет 50..400 нА. Выбирая *R1* равным параллельному соединению *R2* и *R3*, можно приблизительно скомпенсировать эффект влияния входного тока на смещение *RTI* и *RTO*. Остаточная часть обуславливается наличием тока смещения - разницей входных токов. Ток смещения обычно на порядок меньше входного. Данная схема, однако, не работает в случае ОУ с биполярными входными транзисторами со скомпенсированными входными токами (как OP177 и AD707) на Рис.3.5. Входные каскады с компенсацией входного тока обладают многими положительными качествами простого биполярного каскада: малая величина смещения и дрейфа, низкое напряжение шумов. Их входной ток мал и достаточно стабилен от температуры. Дополнительные источники тока уменьшают величину входного тока до 0.5..10 нА. Однако, знаки обоих токов могут быть разными и они не согласованы, хотя величины этих токов очень малы. Обычно величина *тока смещения* (разница входных токов по прямому и инверсному входам) ОУ с компенсацией входных токов того же порядка, что и величина входного тока.

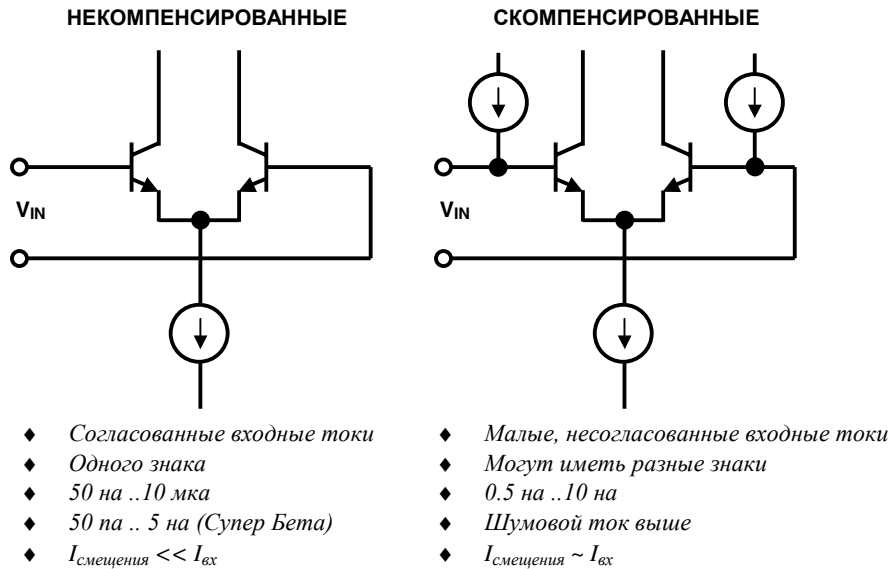


Рис.3.5. ОУ с компенсацией входного тока.

Нелинейность разомкнутого коэффициента передачи по постоянному току

Очевидно, что для сохранения высокой точности, *РКП* по постоянному току прецизионного усилителя A_{VOL} должно быть высоким. Это можно увидеть при анализе уравнения для замкнутого коэффициента передачи (*ЗКП*):

$$ЗКП = A_{VCL} = \frac{NG}{1 + \frac{NG}{A_{VOL}}}$$

Шумовое усиление (NG) является усилением, которое «видит» малый источник напряжения, будучи последовательно подключенным с входом операционного усилителя, и также является коэффициентом передачи сигнала в неинвертирующем включении. Если A_{VOL} бесконечен, то *ЗКП* в точности равен NG . Однако, если A_{VOL} конечен, то существует ошибка *ЗКП*, которая представляется выражением:

$$\% \text{ Ошибки Усиления} = \frac{NG}{1 + A_{VOL}} \cdot 100\%$$

Заметим, что процент ошибки *ЗКП* прямо пропорционален NG , поэтому эффект конечной величины A_{VOL} тем меньше, чем меньше усиление *ЗКП*. На первом примере Рис.3.6, где шумовой коэффициент передачи равен 10^3 , $РКП = 2 \cdot 10^6$, существует ошибка *ЗКП*, равная 0.05%. Если *РКП* при изменении нагрузки и выходного напряжения остается постоянным в диапазоне температур, то ошибку *ЗКП* можно учесть путем калибровки. Если *РКП* меняется, то *ЗКП* будет также меняться, внося тем самым, *неопределенность в коэффициент передачи*. Во втором примере величина A_{VOL} уменьшается до $3 \cdot 10^5$, давая тем самым ошибку *ЗКП* в 0,33% и внося *неопределенность в коэффициент передачи* 0,28%. В большинстве приложений при использовании соответствующего усилителя именно резисторы цепи будут являться основным источником *ЗКП*.

- ◆ «Идеальный» ЗКП $= NG$
- ◆ Действительный ЗКП $= \frac{NG}{1 + \frac{NG}{A_{VOL}}}$
- ◆ %Ошибки ЗКП $= \frac{NG}{NG + A_{VOL}} \cdot 100\%$
- ◆ Предположим $A_{VOL} = 2 \cdot 10^6$, $NG = 10^3$ %ошибки ЗКП $\sim 0,05\%$
- ◆ Предположим $A_{VOL} = 3 \cdot 10^5$, $NG = 10^3$ %ошибки ЗКП $\sim 0,33\%$
- ◆ Неопределенность ЗКП $= 0,33\% - 0,05\% = 0,28\%$

Рис.3.6. Изменения РКП по постоянному току вызывают неопределенность ЗКП.

Основными причинами изменения РКП операционного усилителя являются: изменение уровня выходного напряжения и изменение нагрузки на выходе. Изменение РКП в зависимости от уровня сигнала дает *нелинейность ЗКП*, которая не может быть учтена системной калибровкой. Большинство операционных усилителей имеют постоянную нагрузку на выходе, поэтому рассматривать зависимость A_{VOL} от нагрузки не актуально. Однако, зависимость A_{VOL} от уровня выходного сигнала увеличивается при увеличении тока нагрузки.

В зависимости от типа устройства нелинейность существенно меняется, что обычно не отражается в технических спецификациях (*Data Sheets*). Минимальная же величина A_{VOL} всегда указывается, и выбор операционного усилителя с высоким A_{VOL} позволит минимизировать вероятность возникновения ошибок нелинейности коэффициента передачи (КП). В зависимости от конструкции операционного усилителя, нелинейность коэффициента передачи может проистекать от многих источников. Один из наиболее вероятных источников - температурная обратная связь. Если температурный сдвиг является единственной причиной ошибки нелинейности, можно предположить, что может помочь уменьшение выходной нагрузки. Для проверки этого, измеряют нелинейность без нагрузки и затем ее сравнивают со значением в нагруженном состоянии.

На Рис.3.7 показана схема для измерения нелинейности РКП на постоянном токе с помощью осциллографа. Усилитель имеет $KП = -1$. РКП определяется как частное от деления изменения выходного напряжения на изменение напряжения смещения. Однако, при больших величинах A_{VOL} предел изменения выходного напряжения достигается при весьма малом (всего несколько микровольт) изменении входного. По этой причине включен делитель, состоящий из резистора (10Ω) и R_G ($1M\Omega$), устанавливающий напряжение V_Y равным:

$$V_Y = \left[1 + \frac{R_G}{10\Omega} \right] \cdot V_{OS} = 100,001 \cdot V_{OS}$$

Величина R_G выбирается таким образом, чтобы она дала величину V_Y достаточную для измерения при ожидаемой величине V_{OS} .

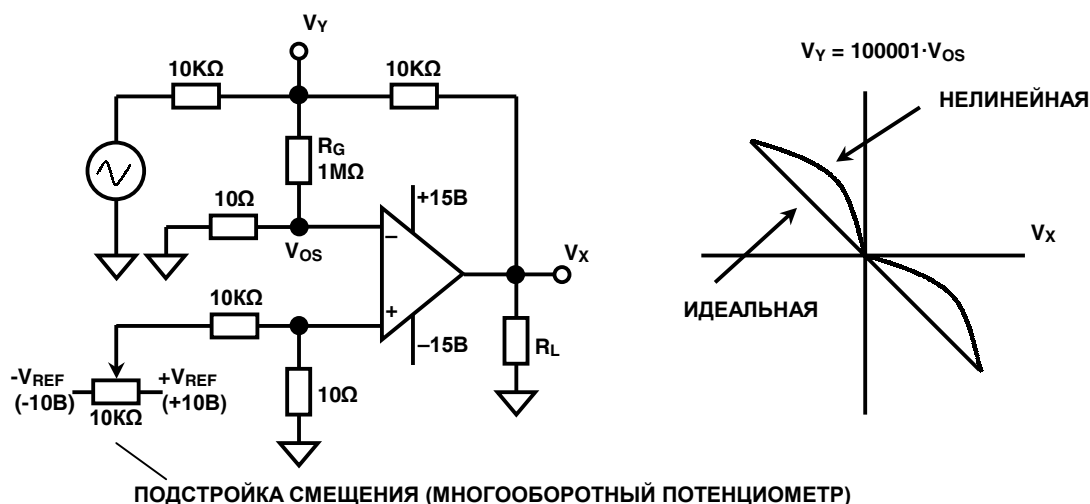


Рис.3.7. Схема для измерения нелинейности РКП.

Сигнал генератора пилообразного напряжения (ГПН) ± 10 В дает на выходе усилителя напряжение ± 10 В. Имеется потенциометр начальной балансировки усилителя в пределах ± 10 мВ, на каждый вывод которого для обеспечения стабильности подключен ИОН (AD688). Частота ГПН должна быть очень низкой, вероятно, не более десятой доли Гц, вследствие того, что частота среза РКП весьма низка (0.1 Гц для OP177).

Осциллограмма Рис.3.7 показывает зависимость V_Y от V_X . Если нелинейность отсутствует, то график будет иметь вид прямой постоянного наклона и A_{VOL} рассчитывается по следующему выражению:

$$A_{VOL} = \frac{\Delta V_X}{\Delta V_{OS}} = \left[1 + \frac{R_G}{10\Omega} \right] \cdot \left[\frac{\Delta V_X}{\Delta V_Y} \right] = 100,001 \cdot \left[\frac{\Delta V_X}{\Delta V_Y} \right]$$

В присутствии нелинейности A_{VOL} будет меняться с изменением выходного сигнала. Приблизительная величина нелинейности РКП рассчитывается исходя из максимальной и минимальной величины A_{VOL} в диапазоне выходного напряжения:

$$\text{Нелинейность РКП} = \frac{1}{A_{VOL,MIN}} - \frac{1}{A_{VOL,MAX}}$$

Нелинейность ЗКП вычисляется путем умножения нелинейности РКП на шумовой коэффициент передачи:

$$\text{Нелинейность ЗКП} = NG \cdot \left[\frac{1}{A_{VOL,MIN}} - \frac{1}{A_{VOL,MAX}} \right]$$

В идеальном случае зависимость V_{OS} от V_X имела бы постоянный наклон и величина обратная наклону была бы значением A_{VOL} . Горизонтальная прямая с нулевым наклоном указывает на бесконечно большую величину РКП. Для реального операционного усилителя наклон может меняться по диапазону выходных сигналов вследствие нелинейности, температурной обратной связи и т.д. Фактически наклон может даже изменить знак.

Рис.3.8 показывает график зависимости V_Y (и V_{OS}) от V_X для прецизионного операционного усилителя OP177 при двух значениях сопротивления нагрузки: $2\text{K}\Omega$ и $10\text{K}\Omega$. Обратный наклон рассчитывается по конечным точкам, средняя величина $A_{VOL} \sim 8 \cdot 10^6$, $A_{VOL,MIN} = 5,7 \cdot 10^6$, $A_{VOL,MAX} = 9,1 \cdot 10^6$, что соответствует нелинейности $PKП = 0.07 \text{ ppm}$. Для $NG = 100$, $ЗКП = 7 \text{ ppm}$.

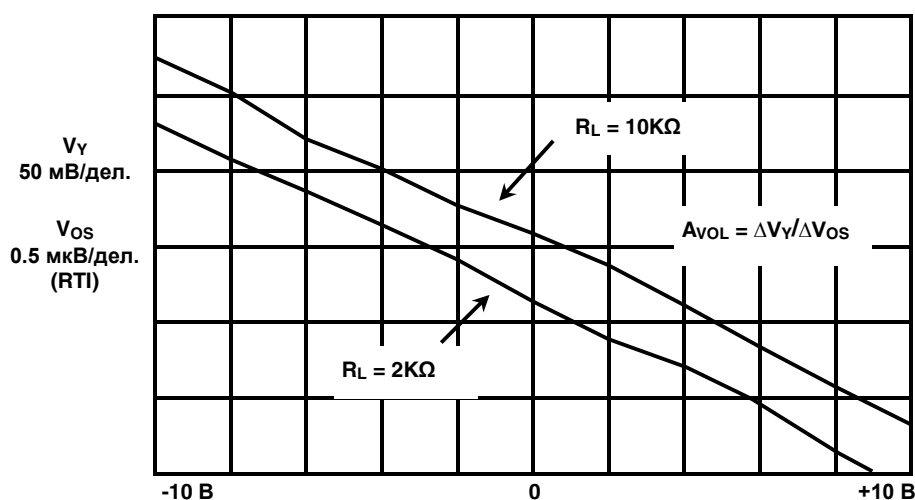


Рис.3.8. График нелинейности OP177.

Шум операционного усилителя

Существует три источника шумов в цепи с операционным усилителем: источник шумового напряжения ОУ, источник шумового тока ОУ и Джонсоновский шум резисторов цепи. Шум ОУ имеет два компонента: «белый» шум на средних частотах и « $1/f$ » шум - на низких частотах, спектральная плотность которого обратно пропорциональна корню квадратному из частоты. Следует отметить, что хотя шумовые источники напряжения и тока могут иметь одинаковое поведение своих шумовых характеристик, для данного операционного усилителя не обязательно совпадение частот среза $1/f$ для шумовых источников напряжения и тока (частота среза обычно указывается для источника шумового напряжения, как показано на Рис.3.9).

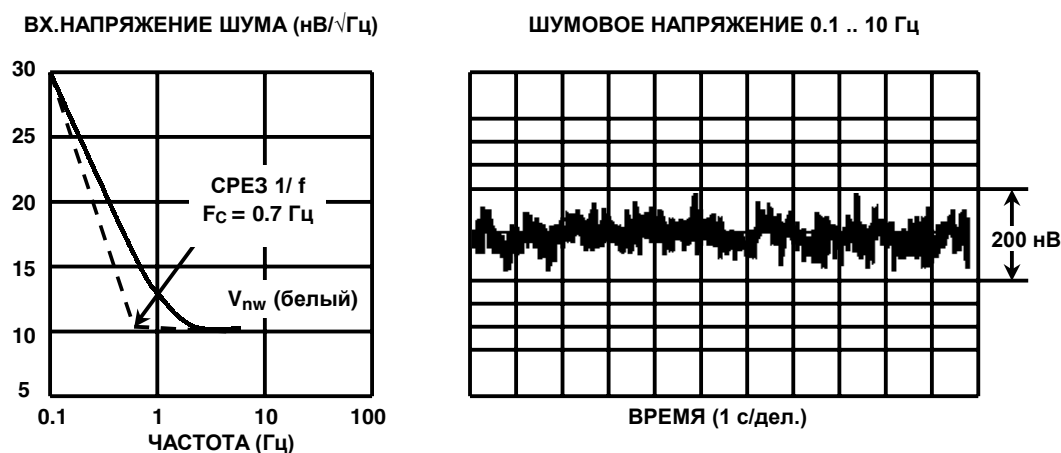


Рис.3.9. Входной источник шумового напряжения для ОУ OP177/AD707.

Низкочастотный шум известен, как шум вида $1/f$ (мощность шума подчиняется закону $1/f$, а шумовое напряжение или ток обратно пропорциональны корню из частоты). Частота, на которой спектральная плотность $1/f$ шума равна спектральной плотности «белого» шума известна как *частота среза шума* $1/f - F_C$ и является мерой качества операционного усилителя - чем ниже частота среза, тем лучше ОУ. Величина частоты среза меняется от долей Гц, как, например, для прецизионных ОУ (OP177/AD707) до нескольких сотен Гц, для ОУ с FET-входами (AD743/AD745) и до нескольких тысяч Гц для высокоскоростных ОУ.

Для операционных усилителей OP177/AD707 (Рис.3.9) частота среза равна 0.7 Гц, а величина белого шума составляет $10 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. Низкочастотный $1/f$ шум, как размах шумовой амплитуды от пика до пика ($p-p$) в полосе частот 0.1 Гц .. 10 Гц, показан на Рис.3.9. Отметим, что в итоге этот шум ограничивает разрешение прецизионной системы измерения, так как полоса до 10 КГц есть полоса, представляющая наибольший интерес. Равенство для определения полного действующего напряжения шума $V_{n,rms}$ в полосе от F_L до F_H выглядит следующим образом:

$$V_{n,rms}(F_H, F_L) = v_{nw} \sqrt{F_C \cdot \ln \left[\frac{F_H}{F_L} \right] + (F_H - F_L)}$$

где v_{nw} - спектральная плотность шума в области «белого шума» (обычно специфицированный на частоте 1 КГц), F_C - частота среза для $1/f$ шума, а F_L и F_H - полоса. На приведенном примере рассчитано, что шум в полосе от 0.1 Гц до 10 Гц составляет 36 нВ или приблизительно 238 нВ от пика до пика, что точно согласуется с правой осциллограммой (коэффициент 6,6 преобразует действующее значение в величину размаха от пика до пика).

Следует отметить, что при более высоких частотах член выражения, содержащий натуральный логарифм, становится малым и выражение для действующей величины шума приобретает вид:

$$V_{n,rms}(F_H, F_L) \approx v_{nw} \sqrt{F_H - F_L}$$

Если $F_H \gg F_L$

$$V_{n,rms}(F_H, F_L) \approx v_{nw} \sqrt{F_H}$$

Однако, некоторые операционные усилители (как OP07 и OP27) имеют кривую распределения шума слегка возрастающую на высоких частотах, поэтому кривую зависимости напряжения шума от частоты необходимо тщательно проверять на «плоскость» на высоких частотах при использовании последних допущений в расчетах.

На очень низких частотах, когда работа происходит исключительно в области $1/f$ шумов, т.е. $F_C \gg (F_H - F_L)$, выражение для среднеквадратичного напряжения шума приобретает вид:

$$V_{n,rms}(F_H, F_L) \approx v_{nw} \sqrt{F_C \cdot \ln \left[\frac{F_H}{F_L} \right]}$$

Нет способа избавиться фильтрацией от влияния шума $1/f$ при работе в полосе частот, включая постоянный ток, Устанавливая $F_L=0.001$, а $F_H=0.1$, получим среднеквадратичную величину шума $1/f$ составляющую около 18 нВ, а $p-p$ 119 нВ.

Дело обстоит так, что усреднение результатов по большому числу выборок в течение длительного периода времени не оказывает влияния на величину ошибки, вызванную шумом $1/f$. Единственным способом уменьшения данного типа шума является использование операционного усилителя, стабилизированного прерыванием, который не пропускает низкочастотные компоненты шума.

На Рис.3.10 приводится обобщенная шумовая модель операционного усилителя. Все некоррелированные источники шумов складываются в квадратурах:

$$\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2}$$

Таким образом, любое шумовое напряжение, которое в *четыре* или в *пять* раз больше любого другого, является доминирующим, и все прочие источники могут быть пропущены.

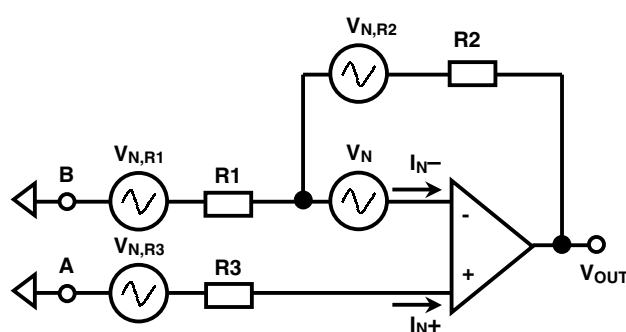
На приведенной схеме полный шум всех источников шумов изображен приведенным к входу (RTI). RTI шум полезен, поскольку его можно сравнивать непосредственно с уровнем входного сигнала. Полный шум, приведенный к выходу (RTO), можно вычислить простым умножением значения RTI шума на шумовой коэффициент передачи.

На рисунке предполагается, что цепь обратной связи полностью резистивная. Если она содержит реактивные элементы (конденсаторы), то шумовой коэффициент передачи не постоянен для данной полосы частот, и следует использовать более сложные методы для расчета полного шума [12]. Однако, для прецизионных приложений, где наиболее вероятно, что обратная связь резистивная, приведенные соотношения являются справедливыми.

Все резисторы имеют источники шума Джонсона (теплого) $\sqrt{4kTBR}$, где:

- ◆ R - сопротивление в Ω
- ◆ k - постоянная Больцмана $1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/°К
- ◆ T - абсолютная температура в К
- ◆ B - полоса в Гц

Простое для запоминания соотношение: резистор в 1000Ω генерирует тепловой шум $4\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ при температуре 25°C .



$$\text{Кэф. передачи от A до Выхода} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

$$\text{Кэф. передачи от B до Выхода} = -\frac{R2}{R1}$$

Рис.3.10. Обобщенная шумовая модель ОУ.

Значение RTI шума можно представить следующим выражением:

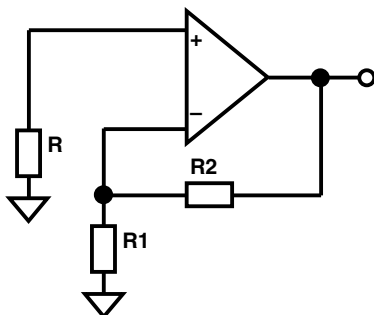
$$\sqrt{BW} \cdot \sqrt{V_N^2 + 4kTR3 + 4kTR1 \left[\frac{R2}{R1 + R2} \right]^2 + I_{N+}^2 R3^2 + I_{N-}^2 \left[\frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \right]^2 + 4kTR2 \left[\frac{R2}{R1 + R2} \right]^2}$$

где $\sqrt{BW} = 1,57 \cdot f_{CL}$

Напряжение шума для различных операционных усилителей может меняться от менее 1 нВ/√Гц до 20 нВ/√Гц и более. Биполярные ОУ обычно имеют меньшее шумовое напряжение по сравнению с JFET усилителями, хотя имеется возможность выполнить ОУ с JFET входом с низким уровнем напряжения шумов (AD743/AD745) за счет увеличения размера транзисторов и, следовательно, увеличения входной емкости (~20 пФ). Шумовой ток может меняться в более широких пределах, приблизительно, от 0.1 пА/√Гц (электрометрические ОУ JFET) до нескольких пА/√Гц (высокоскоростные биполярные ОУ). Для биполярных или JFET входных устройств, у которых весь входной ток течет через входной узел, шумовой ток является просто дробовым шумом (шумом Шоттки) от входного тока. Спектральная плотность дробового шума выражается как $\sqrt{2I_B q}$ А/√Гц, где I_B - входной ток (в Амперах), q - заряд электрона ($1.6 \cdot 10^{-19}$ К). Для усилителей с компенсацией входного тока и усилителей с токовой обратной связью шумовой ток вычислить невозможно, поскольку внешний входной ток является разностью двух внутренних токов.

Шумовой ток важен только тогда, когда он протекает через некоторое сопротивление, генерируя при этом шумовое напряжение. Соотношения под Рис.3.10 показывают вклад тока в общий шум. Таким образом, выбор ОУ с минимумом шумов зависит от импеданса внешних входных цепей. Рассмотрим ОР27, операционный усилитель с компенсацией входного тока, низким напряжением шумов (3 нВ/√Гц) и высоким шумовым током (1 пА/√Гц), как показано на схеме Рис.3.11. При выходном сопротивлении источника сигнала $R = 3 \text{ К}\Omega$ и шумовом токе (1 пА/√Гц), шумовое напряжение на нем равно напряжению шумов, но тепловой шум резистора 3 КΩ составит 7 нВ/√Гц и будет доминирующим. При выходном сопротивлении источника сигнала $R = 300 \text{ К}\Omega$ эффект от шумового тока увеличивается в сто раз (300 нВ/√Гц), в то время как шумовое напряжение не меняется, а тепловой шум резистора увеличивается всего в десять раз (пропорционально корню из величины сопротивления). Здесь шумовой ток будет доминирующим.

ШУМОВОЕ НАПРЯЖЕНИЕ = 3 нВ/√Гц
ШУМОВОЙ ТОК = 1 пА/√Гц
T = 25°C



ПРЕНЕБРЕГАЕТСЯ ВКЛАД
R1 И R2 В ОБЩИЙ ШУМ

ВКЛАД ОТ	ВЕЛИЧИНЫ R		
	0	3 КΩ	300 КΩ
Шум напряжения усилителя	3	3	3
Шум тока усилителя	0	3	300
Тепловой шум R	0	7	70

RTI ШУМ (нВ/√Гц)
ВЫДЕЛЕН ДОМИНАНТНЫЙ ИСТОЧНИК

Рис.3.11. Влияние различного импеданса источника сигнала на шумы ОУ.

Приведенный пример показывает, что выбор операционного усилителя с малыми шумами зависит от сопротивления источника входного сигнала, и при высоком импедансе шумовой ток всегда доминирует в схеме. Этот факт демонстрируется на Рис.3.12 для нескольких биполярных ОУ (OP07, OP27, 741) и ОУ с JFET (AD645, AD743, AD744).

При малых сопротивлениях цепи (обычно $< 1 \text{ K}\Omega$) усилители с небольшим шумовым напряжением будут очевидным выбором (как OP27), а их сравнительно большой шумовой ток не оказывает влияния из-за низкого сопротивления. При средних величинах сопротивления тепловой шум является доминирующим, в то время как при высоких сопротивлениях следует выбирать операционный усилитель с возможно более низким шумовым током (как AD549 или AD645).

До недавнего времени, усилители BiFET (с JFET входами) имели достаточно высокое шумовое напряжение (при весьма низком шумовом токе), и были пригодны в малощумящих приложениях только при высоких сопротивлениях цепи. AD645, AD743 и AD744 имеют весьма низкое значение как шумового напряжения, так и шумового тока. Характеристики AD645 на 10КГц – 10 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$ и 0.6 фА/ $\sqrt{\text{Гц}}$, а AD743/AD744 на 10КГц – 2.0 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$ и 6.9 фА/ $\sqrt{\text{Гц}}$. Эти операционные усилители дают возможность создавать схемы усилителей с низкими шумами в широком диапазоне выходных сопротивлений источников сигнала.

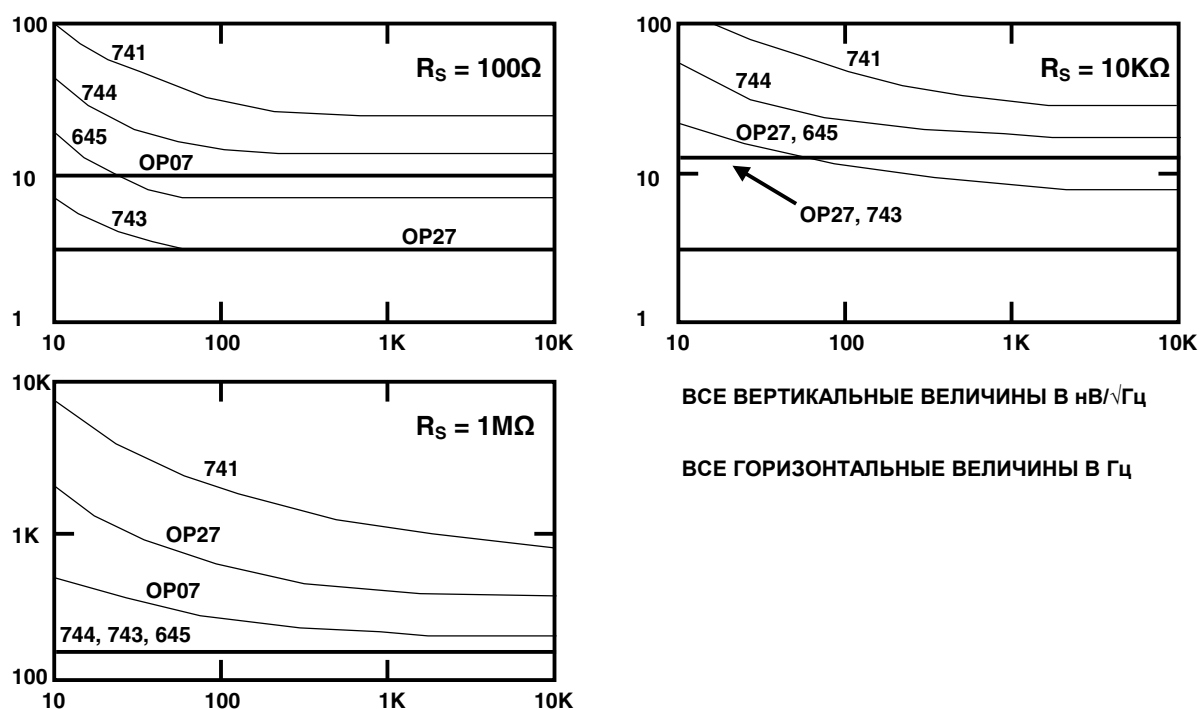


Рис.3.12. Различные ОУ оптимальны по шумам при разных величинах выходного сопротивления источника сигнала.

Ослабление синфазного сигнала и влияния источника питания

Если к обоим входам операционного усилителя прикладывать равное напряжение так, чтобы при этом не возникало дифференциальное напряжение, то напряжение на выходе появляться не должно. Фактически же изменение синфазного напряжения вызывает изменение напряжения выходного. *Коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС, CMRR)* есть отношение коэффициента передачи синфазного сигнала к коэффициенту передачи дифференциального сигнала ОУ.

Если дифференциальный сигнал на входе Y дает на выходе операционного усилителя сигнал в 1 В, и синфазный сигнал величины X дает тоже 1 В, то $K_{OCC} = X/Y$. Обычно K_{OCC} выражается в децибелах (дБ) и на низких частотах составляет 70 .. 120 дБ. При выражении величины в [дБ], последняя получила название *ослабление синфазного сигнала* (OCC , CMR). С повышением частоты OCC спадает, и во многих технических описаниях приводятся графические зависимости OCC от частоты, как продемонстрировано на Рис.3.13 для прецизионных операционных усилителей OP177/AD707.

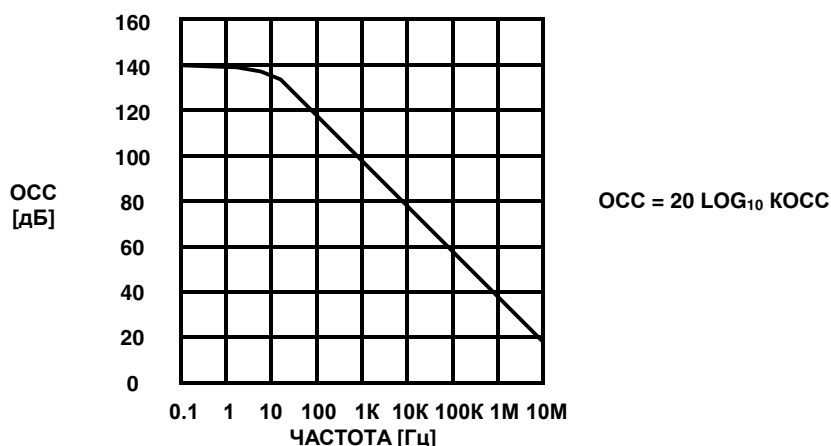
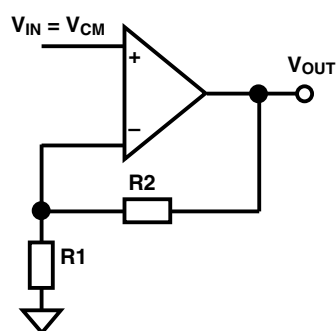


Рис.3.13. Ослабление синфазного сигнала для ОУ OP177/AD707.

K_{OCC} дает соответствующую ошибку напряжения смещения на выходе при включении операционного усилителя в неинвертирующем режиме, как показано на Рис.3.14. Операционный усилитель в инвертирующем включении не имеет выходной ошибки, связанной с K_{OCC} , так как оба входа находятся при потенциале «земли» или виртуальной «земли», поэтому синфазное напряжение отсутствует, а присутствует только некомпенсированное напряжение смещения, если оно есть.



$$\text{Ошибка (RTI)} = \frac{V_{CM}}{K_{OCC}} = \frac{V_{IN}}{K_{OCC}}$$

$$V_{OUT} = \left[1 + \frac{R2}{R1} \right] \cdot \left[V_{IN} + \frac{V_{IN}}{K_{OCC}} \right]$$

$$\text{Ошибка (RTO)} = \left[1 + \frac{R2}{R1} \right] \cdot \left[\frac{V_{IN}}{K_{OCC}} \right]$$

Рис.3.14. Расчет ошибки смещения, обусловленной наличием K_{OCC} .

Если напряжение источника питания меняется, то на выходе операционного усилителя не должно быть сигнала, хотя в действительности он появляется. Определение характеристики *коэффициента ослабления влияния источника питания* ($K_{ОВИП}$, $PSRR$) дается подобно K_{OCC} . Если дифференциальный сигнал на входе Y дает на выходе операционного усилителя ту же величину выходного сигнала, что и изменение величины X напряжения источника питания, то $K_{ОВИП} = X/Y$. Когда величина $K_{ОВИП}$ выражается в децибелах, она называется *ослаблением влияния источника питания* ($ОВИП$, PSR).

При определении *КОВИП* предполагают, что оба источника питания меняются на одну и ту же величину, но в противоположные стороны, в противном случае будет введено также синфазное напряжение и анализ будет существенно осложнен. Именно этот эффект обуславливает разницу *КОВИП* для положительного и отрицательного источников. В случае однополярного операционного усилителя *КОВИП* определяются для положительного источника. Для многих операционных усилителей с однополярным питанием приводятся спецификации для питания обоих знаков. На Рис.3.15 приводится *ОВИП* для *OP177/AD707*.

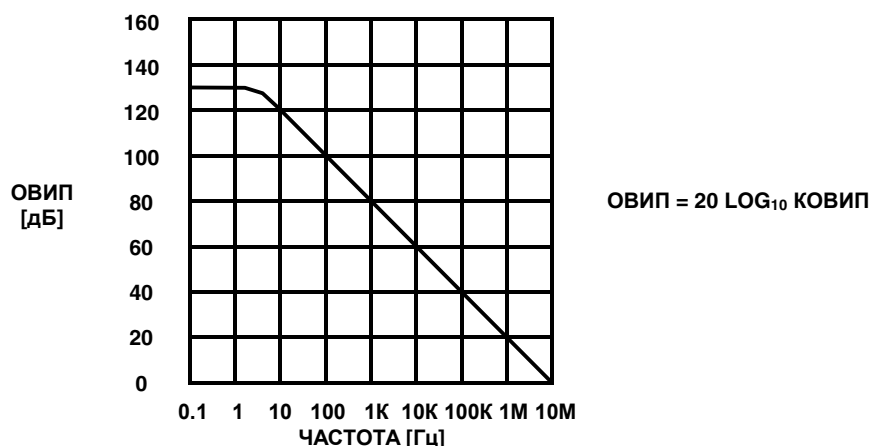


Рис.3.15. Ослабление влияния источника питания для ОУ *OP177/AD707*.

КОСС операционного усилителя зависит от частоты, поэтому источники питания должны быть тщательно развязаны, как показано на Рис.3.16. На низких частотах несколько операционных усилителей можно развязывать конденсатором 10 .. 50 мкФ (по одному конденсатору на каждый источник), при условии, что длина печатного проводника не превысит 10 см. На высоких частотах каждая микросхема должна быть блокирована малоиндуктивными конденсаторами (0.1 мкФ), по одному на каждый источник (выводы и печатные проводники должны быть минимальной длины). Эти конденсаторы так же должны обеспечивать путь для обратного возврата высокочастотного тока в нагрузку операционного усилителя. Развязывающие конденсаторы следует подключать к малой импедансной шине «земли» большой площади. Хорошим вариантом является выбор конденсаторов для поверхностного монтажа, не имеющих высокоиндуктивных выводов.

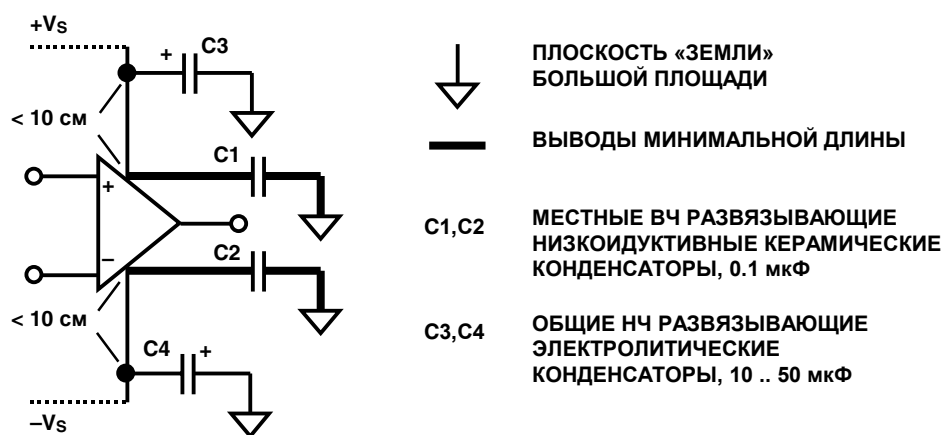
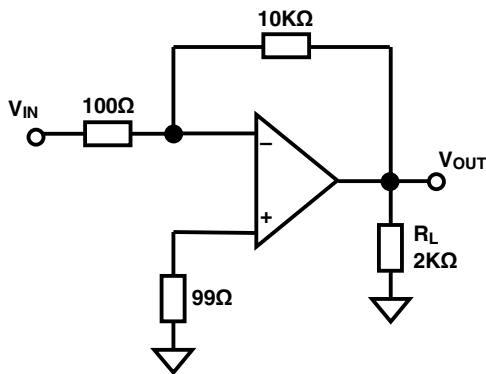


Рис.3.16. Правильный способ развязки ОУ на низких и высоких частотах.

Анализ бюджета ошибок усилителя на постоянном токе

На Рис.3.17 показан анализ бюджета ошибок операционного усилителя OP177 при комнатной температуре. Усилитель с коэффициентом усиления 100 находится в инверсном включении. Предполагается входной сигнал, равный 100 мВ, и соответствующий ему выходной – 10 В. Источники ошибок нормализованы к верхнему пределу и выражены в миллионных долях (*parts per million - ppm*).

Заметим, что ошибки от V_{OS} и I_{OS} и ошибка усиления от конечной величины A_{VOL} могут быть учтены с помощью системной калибровки. Однако ошибку из-за нелинейности РКП учесть калибровкой нельзя, и она дает ошибку относительной точности, часто называемую *ошибкой разрешения*. Шум $1/f$ является другим источником вклада в ошибку разрешения. Шум этого типа всегда присутствует в системе и дает свой вклад в неопределенность измерения. Полная относительная точность цепи при комнатной температуре составляет 9 ppm, что приблизительно эквивалентно разрешению в 17 бит.



СПЕЦИФИКАЦИЯ @ 25°C:

$V_{OS} = 10 \text{ мкВ}$ [макс.]
 $I_{OS} = 1 \text{ нА}$ [макс.]
 $A_{VOL} = 5 \cdot 10^6$ [мин.]
 Нелинейность $A_{VOL} = 0.07 \text{ ppm}$
 Шум $1/f$ 0.1 .. 10 Гц = 200 нВ

МАКСИМАЛЬНАЯ ОШИБКА, +25°C: $V_{IN} = 100 \text{ мВ}$, $V_{OUT} = 10 \text{ В}$,

V_{OS}	10 мкВ 100мВ	100 ppm
I_{OS}	100Ω·1 нА – 100 мВ	1 ppm
A_{VOL}	$(100/5 \cdot 10^6) \times 100 \text{ мВ}$	20 ppm
нелинейность. A_{VOL}	100x0.07 ppm	7 ppm
0.1 .. 10 Гц	200 нВ – 100 мВ	2 ppm
Общая ошибка	≈ 13 разрядов	130 ppm
Ошибка разрешения	≈ 17 разрядов	9 ppm

Рис.3.17. Бюджет ошибок по постоянному току прецизионного ОУ OP177А.

Операционные усилители с однополярным питанием

В соответствии с требованиями рынка, в последнее время операционные усилители с однополярным питанием стали чрезвычайно актуальными. От современных устройств данного типа требуют, чтобы их технические характеристики были не хуже, чем у операционных усилителей с биполярным питанием. Вследствие широкого использования ОУ с однополярным питанием в портативной аппаратуре, ключевым параметром является малая потребляемая мощность при безусловном сохранении показателей точности.

Однополярное питание дает:

- ◆ Меньшая мощность потребления
- ◆ Применение в портативных и батарейных приложениях
- ◆ Использование единственного источника

Учитывать при конструировании:

- ◆ Уменьшенный диапазон вых. сигналов увеличивает чувствительность к ошибкам, вызываемым напряжением смещения, входным током, конечной величиной РКП, шумами и т. д.
- ◆ Использование источников с высокими цифровыми шумами из-за их совместного использования
- ◆ Вход и выход от «питания- до- питания» для увеличения динамического диапазона сигналов
- ◆ Точностные показатели обычно хуже, чем у ОУ с биполярным питанием
- ◆ Многие ОУ специфицированные для применения с однополярным питанием не имеют входов и выходов «от питания до питания»

Рис.3.18. Усилители с однополярным питанием.

Наиболее очевидное влияние на работу оказывает уменьшенный динамический диапазон по входу и выходу. И как результат этого - большая чувствительность к внутренним и внешним ошибкам. В 12-разрядной системе с динамическим диапазоном выхода 10 В напряжение смещения прецизионного биполярного операционного усилителя 0.1 мВ дает ошибку менее 0.004 от младшего разряда. Однако, в системе с однополярным питанием, с технологией «от питания до питания», при напряжении смещения 1 мВ и динамическом диапазоне 5 В, ошибка составит 0.8 от младшего разряда, а при динамическом диапазоне 2.5 В - 1.6 от младшего разряда.

Для поддержания малого тока потребления от батареи, в цепях операционного усилителя используют резисторы больших номиналов. Поскольку входные токи операционного усилителя текут через высокоомные резисторы, они порождают значительные величины напряжений смещения, равные или большие собственных смещений операционного усилителя.

Точность коэффициента передачи некоторых операционных усилителей с однополярным питанием уменьшена, поэтому требуется их тщательный выбор. Многие однополярные операционные усилители для прецизионных приложений имеют РКП $\sim 25000 \dots 30000$ при небольшой (более 10 К Ω) нагрузке. Отдельные устройства, как семейство OP113/OP213/OP413 в действительности имеют весьма высокое значение РКП (более 10^6).

В процессе разработки, с однополярными операционными усилителями возможны многие компромиссы между: скоростью и мощностью, шумами и мощностью, точностью, скоростью и мощностью и т.д. Если даже шум постоянен (что вряд ли возможно), отношение сигнал/шум (C/\mathcal{W} , SNR) уменьшится, поскольку уменьшается амплитуда сигнала.

Кроме перечисленных ограничений, существуют многие другие особенности конструирования, которые являлись до сих пор вторичными в случаях биполярного питания, и стали важными только в случаях однополярного. Например, уменьшение отношения C/\mathcal{W} , вследствие уменьшения динамического диапазона сигналов. Опорный потенциал «земли» больше не является простым вариантом выбора одного из опорных напряжений, и для некоторых устройств такой выбор может пройти, а для других - нет. По мере уменьшения потребления от источника питания, напряжение шума усилителя возрастает, а его полоса уменьшается. В приложениях с низким потреблением и однополярным питанием получение достаточной полосы и требуемой точности при ограниченном выборе операционных усилителей представляет существенную проблему при разработке системы.

Большинство разработчиков схем в качестве опорного сигнала без обсуждения принимают потенциал «земли». Большинство аналоговых цепей отсчитывают диапазоны своих входных/выходных напряжений от потенциала «земли». В биполярных приложениях потенциал 0 В, разделяющий источники, очень удобен, так как запас в каждую сторону симметричен и равен питанию. В то же время, 0 В является обычным напряжением «земляной шины» с низким импедансом.

В цепях с однополярным питанием и технологией «от питания до питания» можно выбирать точку «земли» везде, где она лежит в пределах диапазона питания, так как не существует специального стандарта. Выбор потенциала «земли» зависит от типа обрабатываемых сигналов и характеристик усилителя. Например, выбор отрицательной шины питания в качестве «земли» может оптимизировать динамический диапазон операционного усилителя, выходной сигнал которого достигает 0 В. С другой стороны, может потребоваться сдвиг уровня сигнала для его согласования с входом другого устройства (как АЦП), которое не может работать с уровнем 0 В на входе.

Первые операционные усилители с однополярным питанием разрабатывались по биполярной технологии, оптимизировавшей характеристики $n-p-n$ транзисторов. $p-n-p$ транзисторы были либо с продольной структурой, либо плоскостные, более узкополосные по сравнению с $n-p-n$. Для производства однополярных ОУ нового поколения с технологией «от питания до питания» требуется полностью комплиментарный процесс. Эти новые усилительные устройства содержат параллельные $n-p-n$ и $p-n-p$ каскады для достижения размаха входного сигнала от потенциала земли до положительного питания, а выходные каскады реализуются на биполярных $n-p-n$ и $p-n-p$ транзисторах с общим эмиттером или на n -канальных и p -канальных полевых транзисторах с общим истоком. Для них напряжение насыщения или сопротивление включенного состояния определяют верхнюю границу выходного сигнала как функцию тока нагрузки.

Характеристики входного каскада однополярного операционного усилителя (как OCC , входное напряжение смещения и его температурный коэффициент с шумами) являются определяющими в точности устройства для низковольтных приложений. Операционные усилители с входами «от питания до питания» должны разрешать малые сигналы даже в тех случаях, когда входы находятся под потенциалом «земли», а в некоторых случаях близко к положительному потенциалу источника питания. Подходящими кандидатами являются усилители, имеющие $KOCC$ не менее 60 дБ во всем диапазоне напряжений от 0 В до плюса питания. Не существует необходимости, чтобы усилители сохраняли $KOCC$ для синфазных сигналов выше питания, *все что требуется, так это только, чтобы они не саморазрушались во время кратковременных выбросов.*

Также весьма подходящими кандидатами для прецизионных приложений будут операционные усилители с напряжениями смещения менее 1 мВ и дрейфом смещения менее 2 мкВ/°С. Так как динамический диапазон *входных сигналов* и отношение С/Ш *на входе* в равной степени, важны с динамическим диапазоном *выходных сигналов* и отношением С/Ш *на выходе*, прецизионные однополярные ОУ с технологией «от питания до питания» должны иметь уровень шума, приведенный ко входу меньше 5 мкВ от пика до пика в диапазоне частот 0.1 .. 10Гц.

Необходимость в выходных каскадах с передачей сигналов «от питания до питания» определяется требованием сохранять величину динамического диапазона в низковольтных приложениях. Однополярные усилители должны иметь динамический диапазон выходных напряжений, отстоящий от величины питания по каждой из шин не более чем на 100 мВ (при номинальной нагрузке). Динамический диапазон выходного напряжения в большой степени зависит от топологии выходного каскада и тока нагрузки. Чем меньше V_{OL} (нижний предел) и выше V_{OH} (верхний предел), тем лучше.

Поскольку подавляющее большинство систем сбора данных требуют, по крайней мере, 12- или 14-разрядной точности, то операционные усилители с РКП более 30000 при всех нагрузках являются удачным выбором для прецизионных приложений.

Входные каскады однополярных операционных усилителей

Существует определенное требование для операционных усилителей, чтобы размах синфазного напряжения на входе включал в себя значения обеих шин питания. Несомненно, это требование полезно в некоторых приложениях, но следует признать, что число таких приложений очень мало.

Для многих приложений с одним источником питания требуется, чтобы входной сигнал достигал только одной из двух шин, обычно «земли». Хорошим примером этого являются приложения, связанные с измерением в первичных или вторичных силовых цепях. Усилители, которые будут работать при нулевом напряжении на входе, достаточно легко создать, используя дифференциальные пары *p-n-p* транзисторов (или *n*-канальные JFET пары), как показано на Рис.3.19. Диапазон входных синфазных сигналов такого каскада достигает значения приблизительно на 200 мВ ниже отрицательной шины источника питания и на 1 В ниже положительной.

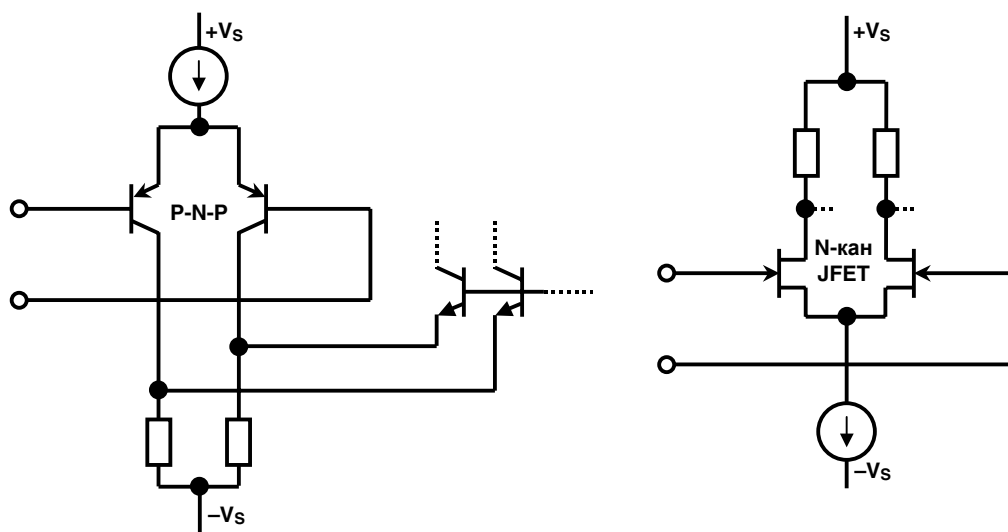


Рис.3.19. Конфигурации входных каскадов, позволяющих входному сигналу опускаться до отрицательной шины питания.

Входной каскад можно так же строить на $n-p-n$ транзисторах (или p -канальных JFET парах), в этом случае входной синфазный сигнал будет достигать положительной шины питания и будет на 1 В выше отрицательной. Такое требование типично для приложений, связанных с измерением тока в первичных силовых цепях на низких частотах. Входные каскады OP282/OP482 используют p -канальные JFET пары, и входной синфазный сигнал достигает положительной шины питания. Прочие схмотехнические топологии для измерения в первичных силовых цепях (как в AD626) используют для ослабления синфазного сигнала прецизионные резисторы.

Входные каскады с действительной технологией «от питания до питания» требуют применения двух сложных составных пар транзисторов (см. Рис.3.20), одна пара - биполярные $n-p-n$ транзисторы (либо n -канальные JFET), другая пара - $p-n-p$ транзисторы (либо p -канальные JFET). Эти две пары имеют *разные* напряжения смещения и входные токи, и когда входной синфазный сигнал меняется, смещение и входной ток усилителя также изменяются. Фактически, когда оба источника тока активны во всем диапазоне входных синфазных сигналов, входное напряжение смещения усилителя представляет собой *среднее* напряжение смещение $n-p-n$ и $p-n-p$ пар транзисторов. В тех конструкциях, где источники тока переключаются в некоторой точке диапазона входного синфазного сигнала, напряжение смещения определяется $n-p-n$ парой для сигналов в области положительной шины питания и $p-n-p$ парой в области отрицательной шины. Следует отметить, что подобные каскады можно разрабатывать на основе КМОП транзисторов, как в случае OP250/OP450 и AD8531/8532/8534.

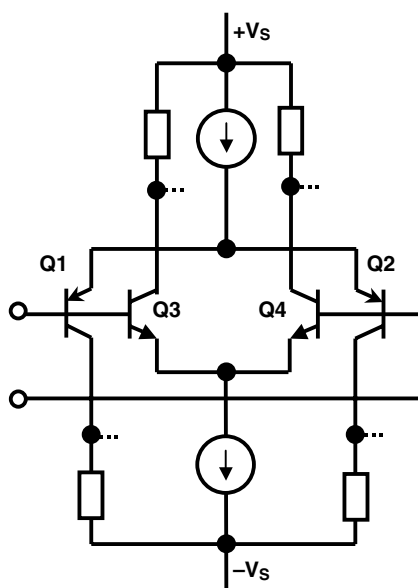


Рис.3.20. Действительный каскад с технологией «от питания до питания».

Входной ток операционного усилителя, являющийся функцией коэффициента передачи тока транзисторов, является также функцией приложенного входного синфазного напряжения, что приводит к ухудшению КОСС и изменению входного синфазного импеданса по диапазону синфазных напряжений в сравнении со стандартными усилителями с биполярным питанием. На данные характеристики следует обращать внимание при выборе ОУ такого типа, в особенности при их неинвертирующем включении. Напряжение смещения, входной ток и ОСС могут быть весьма приемлемыми в одной части диапазона синфазных сигналов, но абсолютно неудовлетворительными в другой при переходах от $n-p-n$ устройств к $p-n-p$ устройствам и наоборот.

У некоторых операционных усилителей, например, семейство OP191/OP291/OP491 и OP279, порог переключения от одной пары транзисторов к другой находится при синфазном напряжении на 1 В ниже положительной шины питания. *p-n-p* дифференциальный входной каскад приблизительно активен от 200 мВ ниже отрицательной шины питания до 1 В ниже положительной шины. По данному диапазону синфазных сигналов напряжение смещения, входной ток, *OCC*, шумы напряжения/тока ОУ определяются, главным образом, характеристиками *p-n-p* транзисторной пары. Однако, при переключении входное напряжение смещения может резко измениться, из-за того что оно представляет собой среднее значение напряжений смещения *p-n-p* и *n-p-n* транзисторных пар. Входные токи усилителя изменят полярность и величину в момент включения *n-p-n* пары.

Операционные усилители, например, OP184/OP284/OP484, используют входной каскад с технологией «от питания до питания», в котором обе транзисторные пары *n-p-n* и *p-n-p* активны во всем диапазоне синфазных сигналов, и порога переключения не существует. Входное напряжение смещения усилителя является средним из напряжений смещения *p-n-p* и *n-p-n* каскадов.

Усилитель дает плавное изменение входного напряжения смещения по всему диапазону входного синфазного напряжения, что достигается тщательной лазерной подгонкой резисторов входного каскада. Это же происходит и со входным током. Исключение составляют крайние точки (не доходя 1 В до уровней питания), где напряжение смещения и входной ток резко изменяются вследствие открытия паразитных *p-n* переходов.

Когда обе дифференциальные пары транзисторов активны по всему диапазону входного синфазного напряжения, переходная характеристика усилителя более быстра в области середины диапазона синфазного сигнала (в два раза выше для биполярных транзисторов и в $\sqrt{2}$ раз в случае JFET транзисторов). Переходная проводимость входного каскада определяет скорость нарастания выходного напряжения и частоту единичного усиления усилителя, следовательно, время отклика слегка уменьшится в крайних точках диапазона синфазного сигнала, когда, либо *p-n-p* каскад (сигнал приближается к положительной шине питания), либо *n-p-n* каскад (сигнал идет в сторону отрицательной шины) вводятся в режим отсечки. Пороги, при которых переходная проводимость изменяется, отстоят приблизительно на 1 В от каждой шины питания.

По этой причине для приложений, требующих действительных входов «от питания до питания», следует тщательно оценивать операционный усилитель с тем, чтобы отобранные усилители гарантировали нужные для работы: входное напряжение смещения, входной ток, *OCC* и шумы (тока и напряжения).

Выходные каскады ОУ с однополярным питанием

Выходные каскады первых операционных усилителей представляли собой *n-p-n* эмиттерные повторители с источниками тока или резисторами на «землю», как показано в левой части Рис.3.21. В действительности, скорости нарастания получались выше для положительных перепадов сигналов, нежели для отрицательных. В то время как современные операционные усилители имеют пуш-пульные выходные каскады различного типа, многие из них обладают асимметричностью и имеют скорость нарастания выходного сигнала в одну сторону выше, чем в другую. Асимметрия вводит искажения в сигналы переменного тока и проистекает из технологического процесса, дающего более быстрые *n-p-n* транзисторы, чем *p-n-p* транзисторы. Асимметрия может также привести к тому, что выходной сигнал будет приближаться к одной из шин питания ближе, чем к другой.

Для многих приложений требуется, чтобы выходной сигнал достигал только одной шины, обычно отрицательной («земли» в системах с однополярным питанием). Резистор на отрицательной шине позволит выходу приблизиться к данной шине (при условии, что импеданс нагрузки достаточно высок или нагрузка подключается к этой же шине), но весьма медленно. Использование источника тока на полевом транзисторе вместо резистора позволит увеличить скорость, но при этом увеличится сложность каскада.

В новом комплиментарном биполярном процессе (CB) возможно получение согласованных высокоскоростных *p-n-p* и *n-p-n* транзисторов. Каскад с комплиментарным эмиттерным повторителем показан справа на Рис.3.21, он имеет много преимуществ, включая низкое выходное сопротивление. Однако, размах выходного напряжения не достигает обеих шин питания на величину падения напряжения на эмиттер-базовых переходах транзисторов. При работе с однополярным питанием +5 В динамический диапазон выхода составляет обычно +1 В .. +4 В.

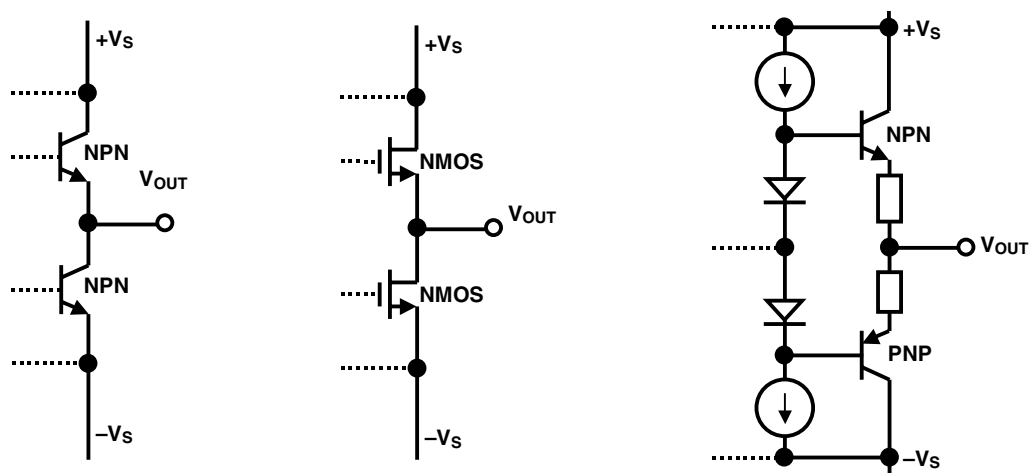


Рис.3.21. Традиционные выходные каскады.

Выходные каскады на комплиментарных транзисторах «общий - эмиттер // общий - исток», показанные на Рис.3.22, позволяют выходу подойти совсем близко к шинам питания, но данные каскады имеют существенно больший импеданс в разомкнутом состоянии по сравнению с эмиттерными повторителями. На практике, однако, местное замыкание обратной связи дает низкий выходной импеданс, в особенности на частотах ниже 10 Гц.

Комплиментарный каскад с общим эмиттером (левая схема на Рис.3.22) не может обеспечить размах выхода до шин питания на величину напряжения насыщения (V_{CESAT}). При малых токах нагрузки (менее 100 мкА) насыщение может составить от 5 до 10 мВ, при увеличении тока нагрузки насыщение может возрасти до нескольких сотен милливольт (при 50 мА – 500 мВ).

С другой стороны, картина похожа и для комплиментарного каскада на КМОП JFET элементах, которые дают выход до шин питания только без нагрузки. При наличии вытекающего или втекающего тока выходное напряжение уменьшится на величину падения на сопротивлении открытого канала транзистора (около 100Ω для прецизионных операционных усилителей и 10Ω для операционных усилителей с высокой нагрузочной способностью).

По этой причине, очевидно, что не существует такого каскада в природе, как каскад с действительным выходом «от питания до питания», следовательно, заголовок Рис.3.22 (Выходные каскады с выходом почти «от питания до питания») отражает истинное положение вещей.

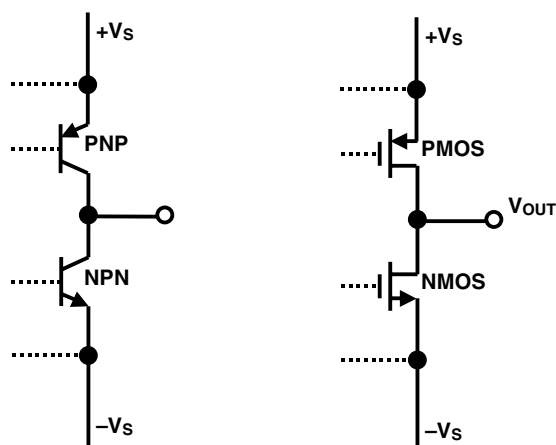


Рис.3.22. Каскады с выходом почти «от питания до питания».

Рис.3.23 суммирует рабочие характеристики ряда операционных усилителей с однополярным питанием, пригодных для прецизионных приложений. Устройства перечисляются в порядке возрастания тока от источника питания. Для сравнения версий сдвоенных и счетверенных устройств приводится характеристика нормированного тока на один усилитель $I_{SY}/\text{усилитель}$. Приводится диапазон входных и выходных напряжений (при питании +5В). Входные напряжения (0, 4 В) для *p-n-p* входных пар, исключая AD820/822/824 с *n*-канальными JFET на входе. Выходные каскады с *n-p-n* эмиттерными повторителями и источниками тока «от земли» обозначаются как «5 мВ, 4 В» (OP193/293/493, OP113/213/413). Выходные каскады, обозначаемые как «R/R» используют КМОП схему с общим истоком (OP181/281/481) или как *CB* схему с общим эмиттером (OP196/296/496, OP191/291/491, OP184/284/484, AD820/822/824).

В заключение следует указать, что при выборе ОУ для однополярных приложений «от питания до питания» следует учитывать следующие моменты:

Первое, входное напряжение смещения и входной ток являются функцией приложенного синфазного напряжения (для ОУ с «действительным значением от питания до питания»). Устройства, использующие этот класс ОУ, следует проектировать так, чтобы минимизировать результирующие ошибки. Инверсное включение с виртуальной «землей» на прямом входе ОУ предотвращает появление ошибок, поддерживая величину синфазного напряжения на входе постоянной. Если инверсное включение операционного усилителя невозможно, следует использовать ОУ, подобные OP184/284/484, которые не имеют порога переключения по синфазному входному напряжению.

Устройство, №	V_{OS} , макс [мкВ]	ТК [мкВ/°С]	A_{VOL}	Шум 1 КГц [нВ/√Гц]	Вход	Выход	I_{SY}/U_C [мкА]
OP181/281/481	1500	10	5M	70	0, 4 В	«R/R»	4
OP193/293/493	75	0.2	200K	65	0, 4 В	5 мВ, 4 В	15
OP196/296/496	300	1.5	150K	26	R/R	«R/R»	50
OP191/291/491	700	1.1	25K	35	R/R	«R/R»	400
*AD820/822/824	400	2	500K	16	0, 4 В	«R/R»	800
OP184/284/484	65	0.2	50K	3.9	R/R	«R/R»	1250
OP113/213/413	125	0.2	2M	4.7	0, 4 В	5 мВ, 4 В	1750

ПРИМЕЧАНИЕ: * Вход JFET

Спецификация для +25°C, $V_S = +5V$, если не оговаривается отдельно.

Рис.3.23. Рабочие характеристики прецизионных ОУ с однополярным питанием.

Второе, так как входные токи не всегда малы и могут иметь различную полярность, следует очень тщательно выбирать выходной импеданс источника сигнала, для минимизации дополнительной ошибки из-за напряжения смещения, наведенного этими токами. При этом рассмотрите возможность использования операционного усилителя с плавно меняющимися входными токами по всему диапазону входного синфазного напряжения.

Третье, выходной каскад операционного усилителя с технологией «от питания до питания» имеет усиление, зависящее от величины нагрузки, что влияет на РКП усилителя и, следовательно, на точность усиления при замкнутой петле обратной связи. В прецизионных приложениях операционных усилителей с РКП более 30000 при нагрузке не менее 10 К Ω являются достойным выбором. Для приложений, не требующих диапазона «от питания до питания», можно выбрать семейство операционных усилителей OP113/OP213/OP413 и OP193/OP293/OP493 с усилением по постоянному току 200000 или более.

И последнее, в независимости от того, какие требования предъявляются, диапазон выходных сигналов «от питания до питания» является функцией элементов выходного каскада усилителя и тока нагрузки. На величину динамического диапазона влияют: напряжение насыщения и сопротивление насыщения в случае биполярных транзисторов и сопротивление канала во включенном состоянии в случае КМОП каскада.

Технология производства ОУ

На Рис.3.24 приводится широкий спектр процессов, используемых при производстве операционных усилителей. Первые операционные усилители делались по стандартной *NPN* биполярной технологии. При этом *PNP*-транзисторы получались низкочастотными и использовались в основном для построения генераторов тока и сдвига уровней.

Существенная гибкость при создании схем на операционных усилителях была реализована с появлением высокоскоростных согласованных *PNP*-транзисторов. Данные комплементарные биполярные процессы (*CB*) широко используются в современных прецизионных, а так же в широкополосных операционных усилителях. Высокоскоростные *PNP*-транзисторы имеют граничные частоты, составляющие более половины величины граничных частот *NPN*-транзисторов.

Добавление *JFET* транзисторов в операционные усилители, выполненных по комплементарной биполярной технологии даст операционные усилители с (*CBFET*) процессом, который характеризуется высоким входным сопротивлением. Данные усилители пригодны для таких приложений как электрометрические или фотодиодные предусилители.

КМОП (*CMOS*) операционные усилители, за малым исключением, обычно имеют достаточно большие напряжения смещения, их температурные дрейфы и шумовые напряжения. Однако, их входные токи весьма малы. Усилители обладают малым током потребления и стоимостью, однако, улучшенные технические характеристики можно получить от устройств с *BiFET* и *CBFET* технологиями.

Добавление биполярных или комплементарных устройств к КМОП процессу (*BiMOS* или *SBCMOS*) даст операционный усилитель большей гибкости, линейности и меньшей потребляемой мощности. Биполярные элементы обычно используются во входных каскадах для увеличения усиления и линейности, а КМОП устройства в выходном каскаде для обеспечения динамического диапазона «от питания до питания».

В заключение следует отметить, что существует универсального процесса, оптимального для всех ОУ. Выбор типа ОУ зависит от конкретного приложения.

- ◆ Биполярные ОУ (на основе *NPN*): все началось именно с этих устройств!
- ◆ Комплиментарные биполярные ОУ (*CB*): «от питания до питания», прецизионные, высокоскоростные
- ◆ Биполярные + JFET (*BiFET*): высокий входной импеданс, высокоскоростные
- ◆ Комплиментарные биполярные + JFET (*CBFET*): высокий входной импеданс, «от питания до питания», высокоскоростные

- ◆ Комплиментарные MOSFET (*CMOS, КМОП*): низкая стоимость, низкие технические характеристики
- ◆ Биполярные + КМОП (*BiCMOS*): биполярный входной каскад улучшает линейность, низкое потребление, выход «от питания до питания»
- ◆ Комплиментарный биполярный + КМОП (*CBCMOS*): вход и выход «от питания до питания», высокая линейность, низкое потребление

Рис.3.24. Обзор технологических особенностей ОУ.

Инструментальные усилители

Инструментальный усилитель представляет собой блок с замкнутой обратной связью, который имеет дифференциальный вход и однополярный выход по отношению к опорной точке устройства (см. Рис.3.25). Входные импедансы плеч сбалансированы и высоки – $1 \text{ Г}\Omega$ и выше. В противоположность операционному усилителю, резисторы обратной связи инструментального усилителя отвязаны от сигнальных входов. Коэффициент передачи инструментального усилителя устанавливается либо с помощью внутренних резисторов, либо подключением внешних через выводы микросхемы. Диапазон изменения коэффициента передачи инструментального усилителя лежит в области $1 \dots 10000$.

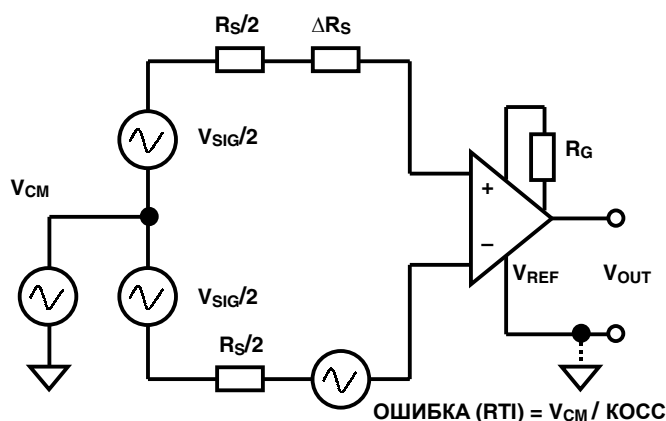
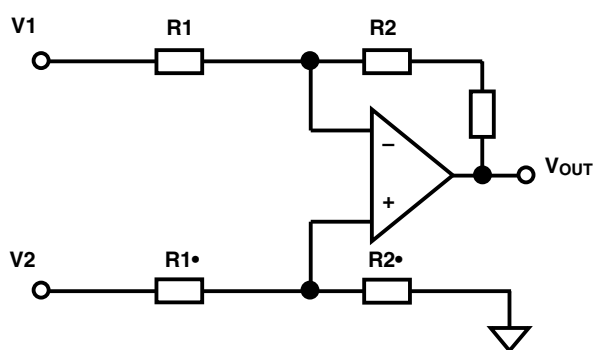


Рис.3.25. Инструментальный усилитель.

Для обеспечения эффективной работы необходимо, чтобы инструментальный усилитель усиливал микровольтовые входные сигналы, ослабляя одновременно вольтовые синфазные сигналы. Для этого требуется, чтобы ослабление синфазного сигнала инструментального усилителя было от 70 дБ до 100 дБ, причем, чем выше усиление, тем выше *ОСС*.

Следует отметить, что для большинства практических приложений спецификации *ОСС* по постоянному току недостаточно. Для промышленных приложений наиболее общим источником наводки являются силовые цепи промышленной частоты 50/60 Гц. Гармоники промышленной частоты могут также составить значительную проблему. При дифференциальных измерениях этот тип помехи обычно порождает синфазные сигналы. По этой причине спецификация *ОСС* по переменному току более важна, чем по постоянному. Дисбаланс выходных импедансов источников сигналов может ухудшить *ОСС* некоторых типов инструментальных усилителей. ADI полностью специфицирует *ОСС* для своих усилителей на частотах 50/60 Гц при дисбалансе импедансов источников сигналов в $1 \text{ К}\Omega$.

ОСС операционных усилителей на низкой частоте, включенных по схеме «вычитателя» (см. Рис.3.26), обычно является функцией точности окружающих его резисторов, а не собственно операционного усилителя. Рассогласование в отношении величин резисторов всего лишь в 0.1% уменьшит значение *ОСС* по постоянному току до 66 дБ. Другая проблема применения простого вычитателя на операционном усилителе состоит в том, что входные импедансы относительно низки и несбалансированы. Так входной импеданс со стороны $V1$ составляет $R1$, а со стороны $V2$ равен $R1' + R2'$. Данная конфигурация может быть весьма проблематичной с точки зрения *ОСС*, так как даже малая разница в импедансах источников (около 10Ω) ограничит рабочую величину *ОСС*.



$$OCC = 20 \cdot \log_{10} \left[\frac{1 + \frac{R2}{R1}}{Kr} \right]$$

где, Kr – общая ошибка $R2 - R1$

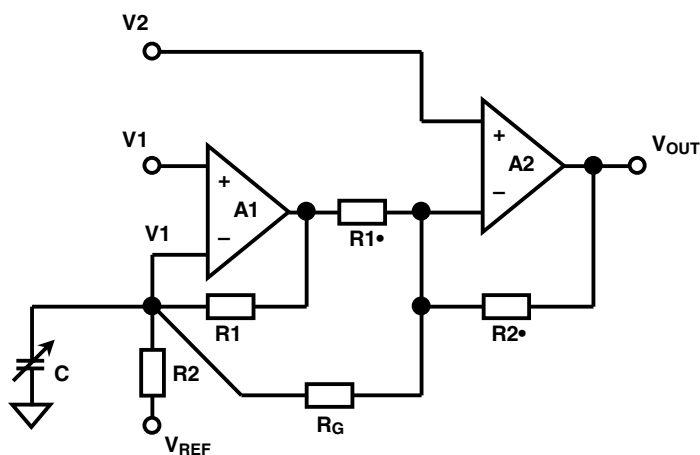
$$V_{OUT} = (V_2 - V_1) \cdot \frac{R2}{R1}$$

для высокого OCC критично выполнение $\frac{R2}{R1} = \frac{R2'}{R1'}$

Рис.3.26. Вычитатель на операционном усилителе.

Схемы инструментальных усилителей

На Рис.3.27 показана схема инструментального усилителя на двух операционных усилителях, обходящая некоторые недостатки простого вычитателя. Для лучшего согласования в большинстве случаев используются двойные интегральные микросхемы. Коэффициент передачи инструментального усилителя можно устанавливать внешним резистором R_G . Входной импеданс схемы большой, что позволяет иметь высокий и несбалансированный выходной импеданс источников сигналов. OCC по постоянному току ограничивается рассогласованием отношений $R1/R2$ и $R1'/R2'$. Если имеет место рассогласование любого из четырех резисторов, то OCC на постоянном токе ограничивается величиной:



$$OCC = 20 \cdot \log_{10} \left[\frac{GAIN \times 100}{\% \text{ошибки}} \right]$$

$$G = 1 + \frac{R2}{R1} + \frac{2 \cdot R2}{R_G}$$

$$V_{OUT} = (V_2 - V_1) \cdot \left[1 + \frac{R2}{R1} + \frac{2 \cdot R2}{R_G} \right] + V_{REF}$$

для высокого OCC критично выполнение $\frac{R2}{R1} = \frac{R2'}{R1'}$

Рис.3.27. Инструментальный усилитель на двух ОУ.

Существует очевидное преимущество данной схемы благодаря способу усиления сигнала. Усиление пропорционально увеличивает OCC .

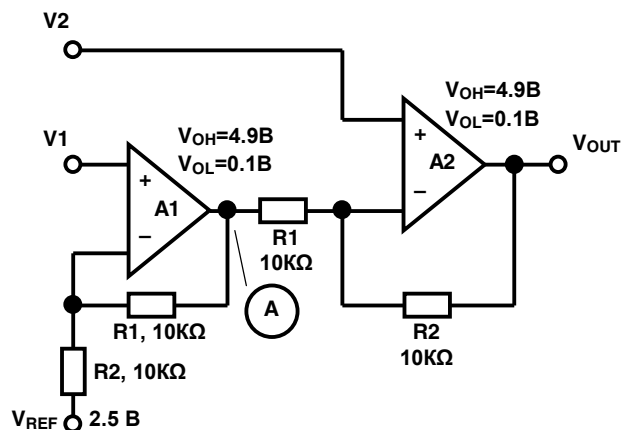
Интегральные инструментальные усилители особенно хороши в условиях согласования отношения сопротивлений и согласования температурных коэффициентов резисторов, определяющих коэффициент передачи. Тонкопленочные резисторы, формируемые на кремнии, имеют начальный разброс $\pm 20\%$, после лазерной подгонки разброс уменьшается до 0.01% (100 ppm). К тому же относительный температурный коэффициент тонкопленочных резисторов весьма мал, менее $3 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ($0.0003\%/^\circ\text{C}$).

При использовании биполярного питания V_{REF} обычно подключают прямо на «землю». При однополярном питании V_{REF} подключают к малоимпедансному источнику напряжения, равному половине питания. Усиление до узла «А» равно $R1/R2$, а от «А» до выхода - $R2/R1$. Предполагая точное согласование резисторов, коэффициент передачи от V_{REF} до выхода составит единицу. Отметим, что точка подключения V_{REF} должна иметь очень низкий импеданс, иначе OCC ухудшится.

Главный недостаток данной схемы состоит в том, что диапазон входных синфазных напряжений должен быть согласован с усилением. Усилитель $A1$ должен усилить сигнал $V1$ в $(1+R2/R1)$ раз. Если $R1 \gg R2$ (при малом усилении – Рис.3.27), $A1$ будет насыщен, и если синфазный сигнал очень велик, то он не оставит места для нужного дифференциального сигнала. Для высокого усиления ($R1 \ll R2$) существует больше места в узле «А», что допускает большую величину входного синфазного напряжения.

OCC по переменному току данной конфигурации обычно хуже, поскольку сигнал от $V1$ до V_{OUT} приобретает дополнительный фазовый сдвиг из-за $A1$. К тому же оба усилителя работают с разными замкнутыми коэффициентами передачи (следовательно, и с различными полосами). Как показано на рисунке, добавление малого подстроечного конденсатора «С» несколько улучшает OCC по переменному току.

На Рис.3.28 показана схема с низким усилением ($G = 2$), однополярным питанием и без R_G . Синфазный и дифференциальный входные сигналы должны быть ограничены до величин, не насыщающих $A1$ или $A2$. В приведенном примере операционные усилители остаются линейными в пределах 0.1 В до шин питания, а нижний и верхний пределы обозначены, соответственно, V_{OH} и V_{OL} . Используя равенство, рассчитаем диапазон для $V1$ от 1.3 В до 2.4 В без насыщения $A1$. (V_{REF} подключен к среднему потенциалу между V_{OH} и V_{OL} - плюс 2.5 В).



$$V_{REF} = \frac{V_{OH} + V_{OL}}{2}$$

Рис.3.28. Ограничения при однополярном питании: $V_s = +5\text{В}$, $G = 2$.

$$V_{1,MIN} \geq \frac{1}{G} [(G-1) \cdot V_{OL} + V_{REF}] \geq 1.3B$$

$$V_{1,MAX} \leq \frac{1}{G} [(G-1) \cdot V_{OH} + V_{REF}] \leq 3.7B$$

$$[V_2 - V_1]_{MAX} \leq \frac{V_{OH} - V_{OL}}{G} \leq 2.4B$$

На Рис.3.29 приводится схема инструментального усилителя на двух ОУ с высоким ($G = 100$) усилением и однополярным питанием. Используя те же равенства, отметим, что теперь V_1 будет лежать в пределах от 0.124 В до 4.876 В. (опорное напряжение 2.5 В).

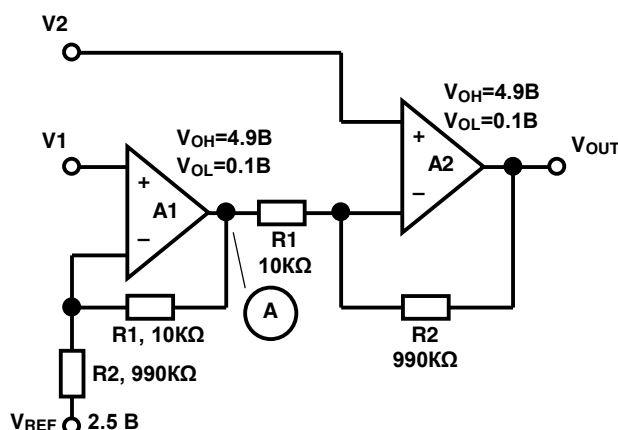


Рис.3.29. Ограничения при однополярном питании: $V_S = +5B$, $G = 100$.

$$V_{1,MIN} \geq \frac{1}{G} [(G-1) \cdot V_{OL} + V_{REF}] \geq 0.124B$$

$$V_{1,MAX} \leq \frac{1}{G} [(G-1) \cdot V_{OH} + V_{REF}] \leq 4.876B$$

$$[V_2 - V_1]_{MAX} \leq \frac{V_{OH} - V_{OL}}{G} \leq 0.048B$$

Приведенные выше рассуждения показывают, что вне зависимости от усиления, инструментальный усилитель на двух ОУ при однополярном питании не позволит работать с нулевым синфазным сигналом на входе. Данный недостаток можно преодолеть, используя схему, реализованную в инструментальном усилителе AD627 (см. Рис.3.30). Каждый операционный усилитель состоит из входного PNP эмиттерного повторителя и усилительного каскада, обозначаемых как $Q1/A1$ и $Q2/A2$, соответственно. Транзисторы сдвигают входные сигналы в «плюс» приблизительно на 0.5 В, что обеспечивает возможность синфазному входному напряжению опуститься на 0.1 В ниже отрицательной шины источника питания. Максимально допустимое положительное входное напряжение будет на 1 В ниже положительной шины источника.

Инструментальный усилитель AD627 дает динамический диапазон выходных сигналов «от питания до питания» и работает в широком диапазоне питающих напряжений (от +2.7 В до ±18 В). Без внешнего резистора R_G усиление равно пяти. С помощью внешнего резистора можно довести усиление до тысячи. $OCC = 85$ дБ на частоте 60 Гц и дисбалансе выходных сопротивлений источников сигналов 1 КГц при однополярном питании и $G = 5$.

Частотная характеристика *OCC* AD627 - плоская для более высоких частот, чего можно было бы достигнуть для стандартных инструментальных усилителей на двух ОУ. Детальные технические спецификации можно найти по адресу <http://www.analog.com>. Основные характеристики AD627 приведены на Рис.3.31.

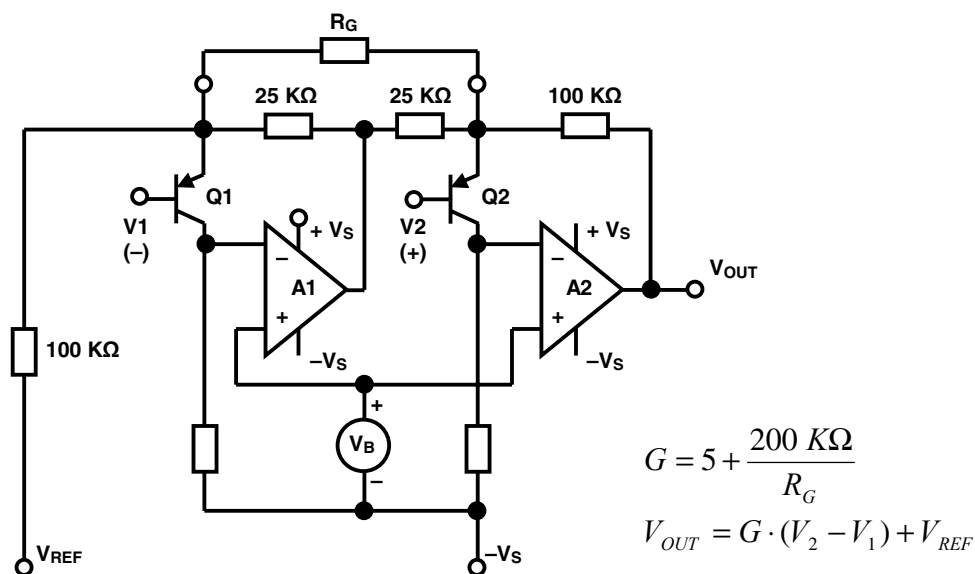


Рис.3.30. Архитектура ИУ AD627.

- ◆ Широкий диапазон питающих напряжений: +2.7 В .. ±18 В
- ◆ Диапазон входных напряжений: от $-V_S = 0.1$ В до $+V_S = 1$ В
- ◆ Ток потребления: 85 мкА
- ◆ Диапазон коэффициентов передачи: 5 .. 1000
- ◆ Максимальное входное напряжение смещения (AD627B): 75 мкВ
- ◆ Максимальный ТК напряжения смещения (AD627B): 100ppm/°C
- ◆ Нелинейность усиления: 10ppm
- ◆ *OCC*: 85 дБ @ 60 Гц, 1KΩ дисбаланса источников сигналов ($G = 5$)
- ◆ Входное напряжение шумов: 3 мкВ ($p-p$), 0.1 Гц .. 10 Гц ($G = 5$)

Рис.3.31. Основные характеристики ИУ AD627.

На Рис.3.32 приводится архитектура инструментального усилителя на трех ОУ с высокоимпедансными и действительно сбалансированными входами. Усиление инструментального усилителя устанавливается с помощью R_G , который может быть внутренним, внешним, изменяемым программно или по выводам микросхемы. В данной конфигурации *OCC* зависит от согласованности отношений R_3/R_2 и R_3'/R_2' . Коэффициент передачи синфазного сигнала равен единице (через R_G не текут токи, обусловленные синфазным напряжением на входе). Таким образом, теоретически *OCC* растет прямо пропорционально усилению.

Можно прикладывать синфазные сигналы большой величины при любом усилении (учитывая пределы $A1$ и $A2$). Наконец, вследствие симметрии конфигурации, ошибки входных усилителей из-за синфазных сигналов эффективно ликвидируются вычитателем.

Все указанное объясняет популярность инструментального усилителя на трех операционных усилителях.

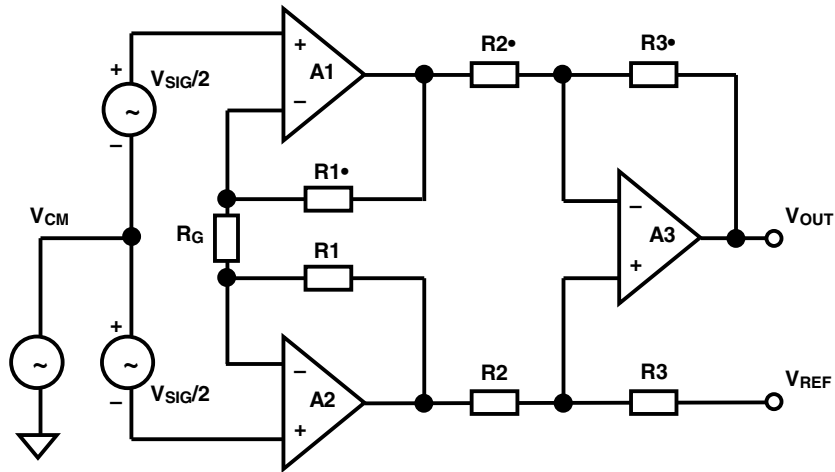


Рис.3.32. Инструментальный усилитель на трех ОУ.

$$V_{OUT} = V_{SIG} \cdot \frac{R3}{R2} \cdot \left[1 + \frac{2R1}{R_G} \right] + V_{REF}$$

$$OCC \leq 20 \cdot \log_{10} \left[\frac{GAIN \times 100}{\% \text{ошибки}} \right] \quad \text{если } R2 = R3, \quad G = 1 + \frac{2R1}{R_G}$$

Классическая конфигурация из трех операционных усилителей используется в ряде монолитных интегральных схем (ИС). Кроме прекрасного согласования усилителей, тонкопленочные резисторы, подогнанные с помощью лазера, обеспечивают высокую степень согласования при меньшей стоимости, в сравнении с дискретными компонентами. На Рис.3.33 приведен пример упрощенной схемы ИУ AD620.

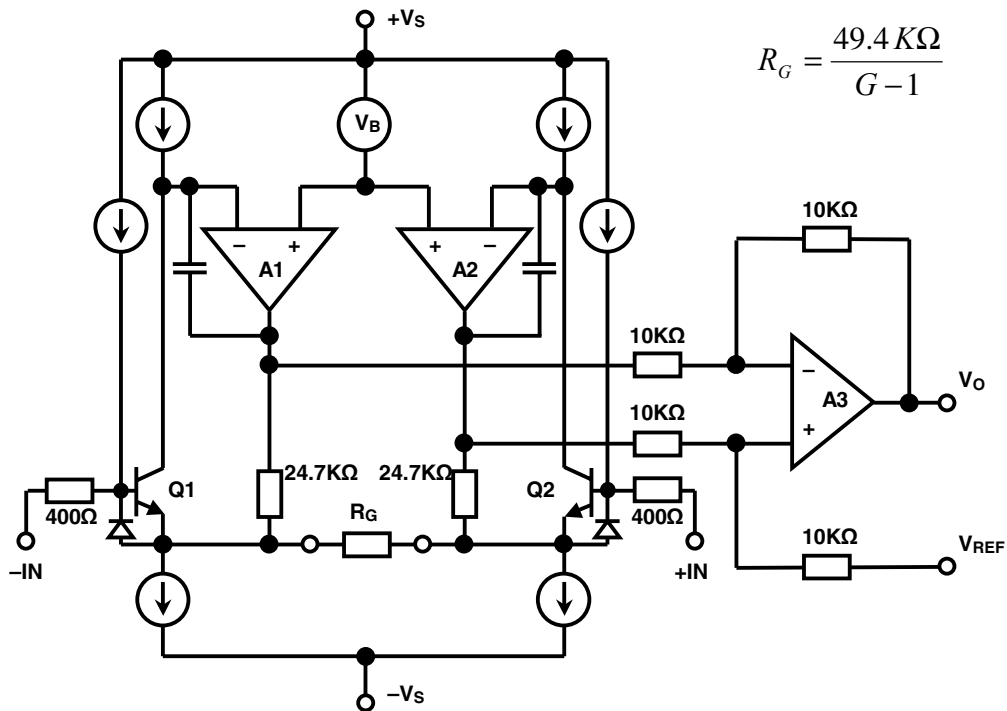


Рис.3.33. Упрощенная схема ИУ AD620.

AD620 специфицируется для диапазона питающих напряжений от ± 2.3 В до ± 18 В. Входное напряжение шумов составляет всего $9 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ при 1 КГц . Благодаря входным супер-бета транзисторам, входной ток составляет всего 1 нА .

С помощью внутренних 400Ω токоограничивающих резисторов и эмиттер-базовых диодов обеспечивается защита входов от выбросов. Усиление задается единственным внешним резистором R_G . Соответствующие внутренние резисторы подогнаны так, чтобы с помощью 1% или 0.1% внешних резисторов можно было получить стандартную сетку коэффициентов передачи.

Как и в случае инструментального усилителя на двух ОУ, при работе с однополярным питанием необходимо четко представлять распределение внутренних узловых потенциалов. На Рис.3.34 показана обобщенная схема инструментального усилителя с однополярным питанием $+5 \text{ В}$. На схеме обозначены максимально допустимое напряжение (V_{OH}) и минимально допустимое напряжение (V_{OL}). Отметим, что усиление синфазного напряжения до выходов $A1$ и $A2$ составляет единицу, и что сумма синфазного напряжения и напряжения сигнала на этих выходах должна находиться в области допустимых выходных напряжений усилителя. Очевидно, что схема не может работать с синфазными напряжениями 0 В и $+5 \text{ В}$ из-за насыщения $A1$ или $A2$. Как и в предыдущем случае, опорное напряжение устанавливается в посередине между V_{OH} и V_{OL} для возможности работы с биполярными входными сигналами.

В то время как существует достаточное число прецизионных операционных усилителей с однополярным питанием, как OP213, OP241 и OP284, и несколько качественных инструментальных усилителей, ИУ с высокими эксплуатационными характеристиками все еще специфицируются для биполярного питания.

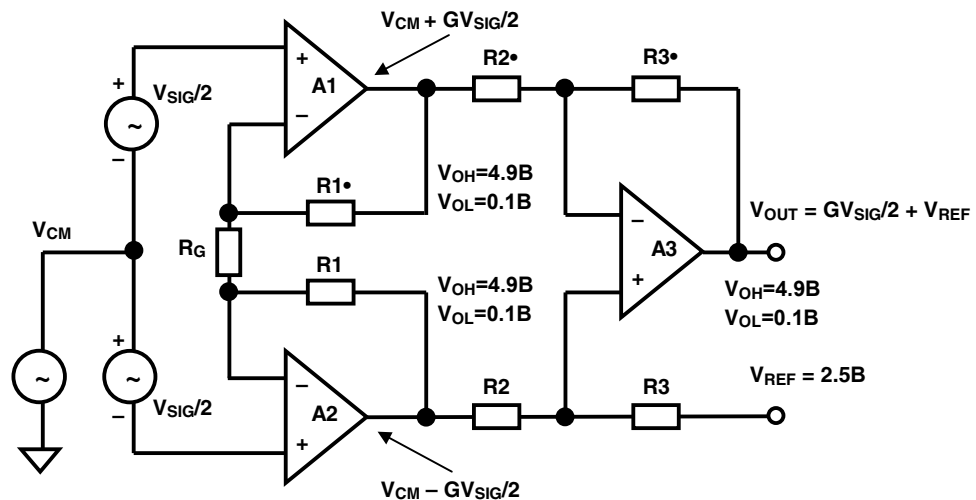


Рис.3.34. Ограничения для ИУ на трех ОУ при однополярном питании $+5 \text{ В}$.

Один из способов сохранить высокую точность при однополярном питании состоит в том, что некоторые наиболее популярные датчики (напр. деформации) дают выходные сигналы приблизительно в середине диапазона питания, при этом не требуется, чтобы входы усилителя работали при напряжениях на шинах питания (0 , питание).

При таких условиях прецизионное по постоянному току устройство можно получить из инструментального усилителя биполярного питания с опорным входом, смещенным на половину питания, за которым следует ОУ с динамическим диапазоном выхода «от питания до питания». Рис.3.35 демонстрирует данное решение для питания $+5 \text{ В}$. В этой схеме используется недорогой прецизионный ИУ AD620 на входе и сдвоенный JFET ОУ AD822 с выходом «от питания до питания».

Делитель $R3$ и $R4$ устанавливает среднюю точку питания $+2.5$ В, плавно подстраиваемую потенциометром $P1$. Данное напряжение буферизуется $1/2$ операционного усилителя $A2$ и подается (с малым импедансом) на опорный вход инструментального усилителя. Опорный вход AD620 имеет входное сопротивление 10 К Ω при токе до 200 мкА. Другая половина AD822 включена инвертором с усилением 3 с тем, чтобы можно было дать на выходе ± 2.5 В «от питания до питания», при том, что от AD620 требуется всего ± 0.83 В. При этом, гарантируется весьма высокая линейность такого устройства. Отметим, что выходное напряжение следует измерять по отношению к $+2.5$ В опорного напряжения, а не относительно «земли».

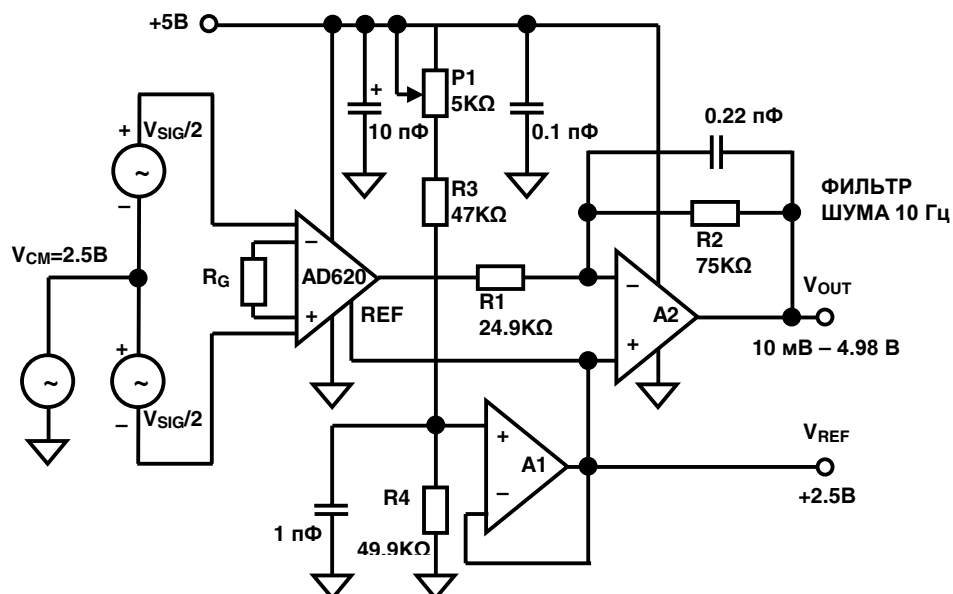


Рис.3.35. Прецизионный составной ИУ с однополярным питанием и выходом «от питания до питания».

Общее выражение для усиления этого составного инструментального усилителя является произведением коэффициентов усиления AD620 и инвертирующего усилителя:

$$G = \left[\frac{49.4 \text{ K}\Omega}{R_G} + 1 \right] \cdot \left[\frac{R_2}{R_1} \right]$$

Для данного примера общий коэффициент передачи - 10 получен при ближайшем стандартном значении $R_G = 21.5$ К Ω . В таблице (Рис.3.36) суммируются рабочие соотношения от величины R_G .

В данном приложении для сохранения линейности входные сигналы должны лежать в пределах $+2$ В .. $+3.5$ В. Например, при полном усилении 10 и диапазоне синфазных напряжений 2.25 В .. 3.25 В остается резерв ± 0.25 В, чтобы входной дифференциальный сигнал обеспечил на выходе ± 2.5 В от V_{REF} .

Для буферного каскада было выбрано инвертирующее включение с тем, чтобы обеспечить подстройку выходного напряжения смещения путем подачи тока на вход суммирования $A2$. Данный ток смещения можно получить с помощью внешнего ЦАП, либо с резистора, подключаемого к опорному источнику.

AD822 дает очень чистую переходную характеристику и низкосигнальную полосу более 100 КГц для достижения коэффициента усиления до 300.

Отметим очень высокую линейность в диапазоне выходных напряжений от 0.1 В до 4.9 В. Рекомендуется установка конденсатора, шунтирующего резистор обратной связи A2, для уменьшения величины полосы до требуемой для сокращения величины шума.

Усиление	R_G [Ω]	V_{OS} (RTI) [мкВ]	TK [мкВ/°C]	Нелинейность [ppm]	Полоса [КГц]
10	21.5K	1000	1000	< 50	600
30	5.49K	430	430	< 50	600
100	1.53K	215	215	< 50	300
300	499	150	150	< 50	120
1000	149	150	150	< 50	30

Рис.3.36. Основные характеристики прецизионного составного ИУ на AD620/AD822 с однополярным питанием +5В.

Хорошее решение предлагается монолитным ИУ AD623 для приложений, в которых требуется работа при нулевом напряжении на входах при однополярном питании (Рис.3.37). PNP эмиттерные повторители сдвигают уровни $Q1/Q2$, что дает возможность входному сигналу опускаться ниже отрицательной шины на 150 мВ и не доходить 1.5 В до положительной. AD623 полностью специфицируется для однополярного питания +3 В .. +12 В и ± 2.5 В .. ± 6 В биполярного (подробности на <http://www.analog.com>).

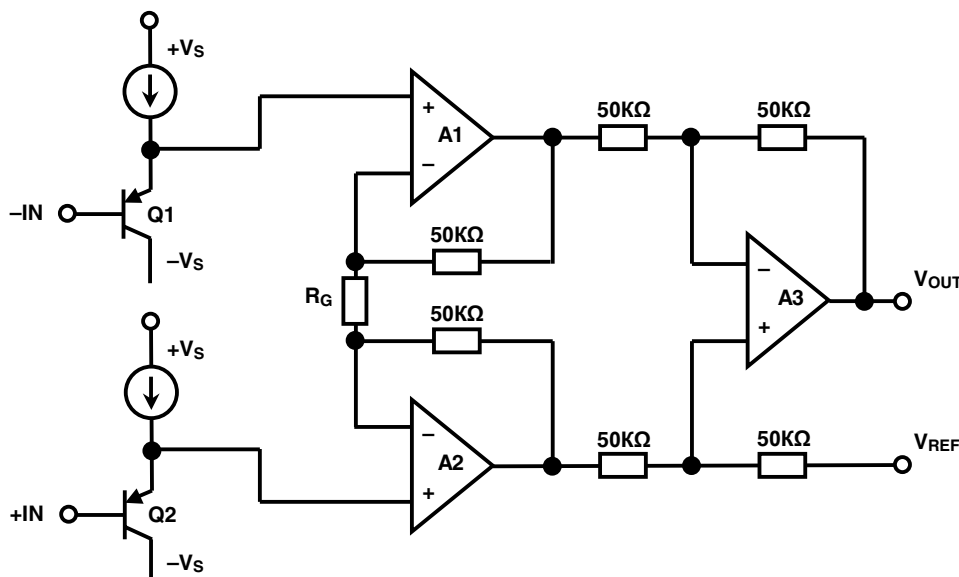


Рис.3.37. Архитектура AD623 - ИУ с однополярным питанием.

- ◆ Широкий диапазон питающих напряжений: +3 В .. ± 6 В
- ◆ Диапазон входных напряжений: от $-V_S = 0.15$ В до $+V_S = 1.5$ В
- ◆ Максимальный ток потребления: 575 мкА
- ◆ Диапазон усиления: 1 .. 1000
- ◆ Максимальное входное напряжение смещения (AD623B): 100 мкВ
- ◆ Максимальный дрейф напряжения смещения (AD623B): 1 мкВ/°C
- ◆ Нелинейность усиления: 50ppm
- ◆ ОСС: 105 дБ @ 60 Гц, 1KΩ дисбаланса источников сигналов ($G \geq 100$)
- ◆ Входное напряжение шумов: 3 мкВ ($p-p$), 0.1 Гц .. 10 Гц ($G = 1$)

Рис.3.38. Основные характеристики ИУ AD623.

Источники ошибок инструментального усилителя по постоянному току

Спецификации инструментального усилителя по постоянному току и шумам несколько отличаются от спецификаций обычных операционных усилителей. Усиление ИУ обычно устанавливается посредством единственного резистора. Если резистор внешний, то его величина рассчитывается по формуле или выбирается из таблиц в технических спецификациях, в зависимости от требуемого усиления.

Подгонка абсолютной величины резисторов на пластине с помощью лазера позволяет пользователю устанавливать одним данным резистором точное значение усиления. Абсолютная точность и температурный коэффициент этого резистора напрямую влияют на точность и величину дрейфа усиления инструментального усилителя. Так как внешний резистор никогда не согласован с внутренними по температурным коэффициентам, то его следует выбирать из металлопленочных резисторов с минимальным ТКС ($<25\text{ppm}/^\circ\text{C}$), предпочтительно 0.1% или лучше. Многие инструментальные усилители, часто специфицируемые для широкого диапазона усиления 1 .. 1000 или 1 .. 10000, будут работать и при более высоком усилении, но изготовители не гарантируют указанное разрешение при таком усилении. На практике, по мере уменьшения величины резистора, задающего усиление, все более заметными становятся ошибки, связанные с сопротивлением проводников. Данные ошибки вместе с шумами и дрейфами могут сделать невозможным получение столь высокого усиления в пределах одного каскада. К тому же входное напряжение смещения, переданное на выход с высоким усилением, может стать весьма заметным. Например, входное напряжение смещения 0.5 мВ станет 5 В на выходе, если усиление равно 10000. Для высокого усиления хорошей практикой является применение ИУ в качестве предусилителя, за которым следует окончательный усилитель.

В инструментальных усилителях с коэффициентом усиления, программируемым по выводам ИС (как AD621), резисторы, определяющие усиление, внутренние и хорошо взаимно согласованы, что учитывается в спецификациях точности и дрейфа усиления. Во всем остальном AD621 похож на AD620 с внешним резистором.

Спецификация ошибки усиления представляет собой максимальное отклонение коэффициента усиления от значения, вычисленного по формуле. Монолитные инструментальные усилители, как AD624C, имеют весьма низкую ошибку усиления, (подгонка при производстве), с максимальной величиной 0.02% при $G = 1$ и 0.25% при $G = 500$, что типично для высококачественных инструментальных усилителей. Ошибка усиления растет с увеличением усиления. Если результаты далее оцифровываются и подаются на микропроцессор, становится возможным скорректировать ошибки усиления, путем измерения опорного напряжения с последующим умножением на константу.

Нелинейность определяется как максимальное отклонение от прямой линии на графике зависимости выходного сигнала от входного. Прямая проводится через конечные точки действительной функции передачи. Нелинейность усиления для высококачественных инструментальных усилителей обычно составляет 0.01% (100ppm) или ниже и относительно нечувствительна к усилению в рекомендуемых пределах.

Полное входное напряжение смещения инструментального усилителя состоит из двух компонент (см. Рис.3.39). Входное напряжение смещения V_{OSI} представляет собой одну такую компоненту входного смещения, которая появляется на выходе с коэффициентом передачи G . Выходное напряжение смещения V_{OSO} представляет собой компоненту независимую от усиления. При малом усилении доминирует выходное напряжение смещения, в то время как при большом усилении преобладает входное смещение. Дрейф выходного напряжения смещения специфицируется обычно при $G = 1$ (эффект входного незначителен), в то время как дрейф входного напряжения смещения дается при высоком усилении (когда эффектом от выходного смещения пренебрегают).

Ошибка полного выходного смещения, приведенная к входу (RTI), равна $V_{OSI} + (V_{OSO}/G)$. В технических описаниях инструментального усилителя V_{OSI} и V_{OSO} специфицируются отдельно, или дается RTI входное напряжение смещения для нескольких величин коэффициента усиления.

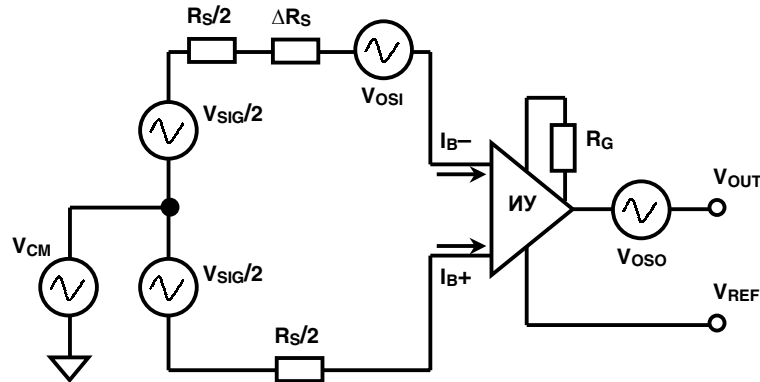


Рис.3.39. Модель напряжения смещения ИУ.

$$I_{OS} = |I_{B+} - I_{B-}|$$

$$\text{Смещение (RTI)} = \frac{V_{OSO}}{G} + V_{OSI} + I_B \Delta R_S + I_{OS} \cdot (R_S + \Delta R_S)$$

$$\text{Смещение (RTO)} = V_{OSO} + G \cdot [V_{OSI} + I_B \Delta R_S + I_{OS} \cdot (R_S + \Delta R_S)]$$

Входные токи так же могут дать ошибки смещения в цепях с инструментальным усилителем. Если сопротивления источников сигналов R_S разбалансированы на величину ΔR_S (что имеет место в случае мостовых датчиков), то из-за входного тока появляется дополнительная ошибка входного напряжения смещения, равная $I_B \Delta R_S$ (полагая, что $I_{B+} \sim I_{B-} = I_B$). Эта ошибка появляется на выходе, умноженной на коэффициент усиления.

Ошибка, связанная с синфазным сигналом, является функцией, как усиления, так и частоты. Analog Devices специфицирует ОСС инструментального усилителя при дисбалансе импеданса источников сигнала $1 \text{ K}\Omega$ и на частоте 60 Гц . RTI ошибка получается делением синфазного напряжения V_{CM} на КОСС.

Ослабление влияния источника (ОВИП) так же является функцией усиления и частоты. Для инструментального усилителя характеристика влияния каждого источника в отдельности является установившейся практикой. На Рис.3.40 учтены все источники ошибок по постоянному току, приведенными к входу.

Источники ошибок	Значение RTI
Точность усиления (ppm)	Точность усиления x FS на входе
Нелинейность усиления (ppm)	Нелинейность усиления x FS на входе
Входное напряжение смещения, V_{OSI}	V_{OSI}
Выходное напряжение смещения, V_{OSO}	V_{OSO}/G
Входной ток I_B , текущий по ΔR_S	$I_B \Delta R_S$
Входной ток смещения I_{OS} , текущий по R_S	$I_{OS}(R_S + \Delta R_S)$
Входное синфазное напряжение V_{CM}	$V_{CM}/\text{КОСС}$
Изменение напряжения питания ΔV_S	$\Delta V_S/\text{КОВИП}$

Рис.3.40. Ошибки ИУ по постоянному току, приведенные ко входу (RTI).

Источники шумов инструментального усилителя

На Рис.3.41 изображена шумовая модель инструментального усилителя. Существует два источника шумового напряжения на входе. Первый источник шума V_{NI} , последовательный с входом, как для стандартного операционного усилителя. Данный шум появляется на выходе с коэффициентом передачи G инструментального усилителя. Второй источник шума - выходной шум V_{NO} , последовательный с выходом инструментального усилителя. Данный шум можно отнести к входу, разделив его на коэффициент усиления G .

Изображены два источника шума, связанные с входными шумовыми токами I_{N+} и I_{N-} . Даже если величины I_{N+} и I_{N-} равны, они не коррелированы, и поэтому их шумы следует складывать в квадратурах (*root-sum-square* - *RSS*). I_{N+} течет через одну половину R_S , а I_{N-} через другую. Они генерируют два шумовых напряжения с амплитудами $I_N R_S / 2$. Каждый из этих источников появляется на выходе инструментального усилителя с коэффициентом передачи G .

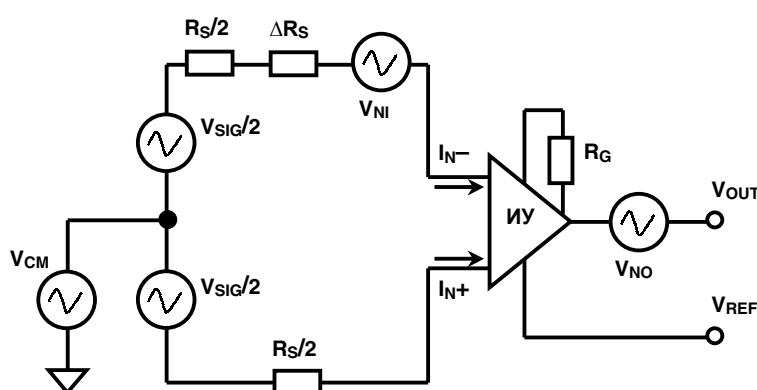


Рис.3.41. Шумовая модель инструментального усилителя.

Полный выходной шум рассчитывается по формуле:

$$\text{Шум (RTO)} = \sqrt{BW} \cdot \sqrt{V_{NI}^2 + G^2 \cdot \left(V_{NO}^2 + \frac{I_{N+}^2 R_S^2}{4} + \frac{I_{N-}^2 R_S^2}{4} \right)}$$

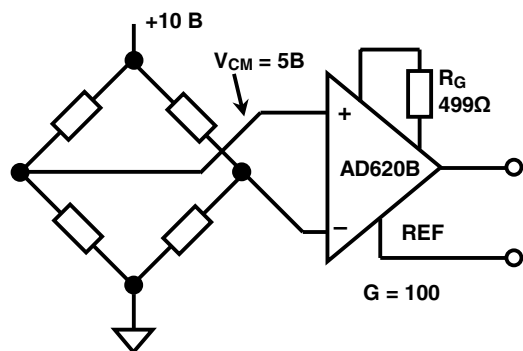
$$\text{Шум (RTO)} = \sqrt{BW} \cdot \sqrt{V_{NO}^2 + G^2 \cdot \left(V_{NI}^2 + \frac{I_N^2 R_S^2}{2} \right)}, \text{ если } I_N = I_{N+} = I_{N-},$$

$$\text{Шум (RTI)} = \sqrt{BW} \cdot \sqrt{\frac{V_{NO}^2}{G^2} + \left(V_{NI}^2 + \frac{I_N^2 R_S^2}{2} \right)}$$

В технических описаниях на инструментальные усилители часто приводится полное шумовое напряжение, приведенное к входу, как функция усиления. Спектральная плотность этого шума представляет собой вклад от обоих источников: входного (V_{NI}) и выходного (V_{NO}). Спектральная плотность входного тока специфицируется отдельно. Как и в случае ОУ, для вычисления величины *RMS* следует учесть все источники шумов инструментального усилителя, приведенные к входу в полосе частот, определяемой при замкнутой петле обратной связи. Полосу можно определить из спецификаций по кривым частотного отклика, как функции усиления.

Анализ бюджета ошибок ИУ с мостовым датчиком

Рис.3.42 демонстрирует 350Ω мостовой элемент нагрузки, с выходным сигналом 100 мВ при возбуждающем напряжении 10 В. Коэффициент усиления AD620 равен 100 при использовании задающего резистора 490Ω. Таблица демонстрирует вклад каждого источника ошибок в итоговую некомпенсированную ошибку 2145ppm. Ошибки ОСС, смещения и усиления можно скомпенсировать с помощью системной калибровки. Оставшиеся ошибки - нелинейность усиления и 0.1Гц .. 10Гц шум - ликвидировать калибровкой невозможно, и поэтому предел разрешения системы составит 42.8ppm (точность около 14 разрядов).



СПЕЦИФИКАЦИЯ @ 25°C, ±15В:
 $V_{OS1} + V_{OS0}/G = 55 \text{ мкВ}$ [макс.]
 $I_{OS} = 0/5 \text{ нА}$ [макс.]
 Шум 1/f 0.1 .. 10 Гц = 280 нВ (р-р)
 ОСС = 120 дБ @ 60 Гц

МАКСИМАЛЬНАЯ ОШИБКА, +25°C: $V_{IN} = 100 \text{ мВ}$, $V_{OUT} = 10 \text{ В}$,

V_{OS}	55 мкВ 100мВ	550 ppm
I_{OS}	350Ω·0.5 нА – 100 мВ	1 ppm
Ошибка усиления	0.15%	1500 ppm
Ошибка нелинейности	40 ppm	40 ppm
Ошибка ОСС	120 дБ 1 ppm·5 В – 100 мВ	50 ppm
0.1 .. 10 Гц	280 нВ – 100 мВ	2.8 ppm
Общая ошибка	≈ 9 разрядов	2145 ppm
Ошибка разрешения	≈ 14 разрядов	42.8 ppm

Рис.3.42. Бюджет ошибок ИУ AD620В по постоянному току с мостовым датчиком.

Таблицы разрешения различных измерительных усилителей

Рис.3.43 дает данные для выбора прецизионных инструментальных усилителей, изначально предназначенных для работы с биполярным питанием. Следует заметить, что AD620 может работать с однополярным питанием +5 В (см. Рис.3.35), но ни его входы, ни выход не могут работать с сигналами «от питания до питания».

	Точность усиления	Нелинейность усиления	V_{OS} , [макс.]	V_{OS} , ТС	ОСС [мин.]	0.1 .. 10 Гц р-р шум
AD524C	0.5% / P	100 ppm	50 мкВ	0.5 мкВ/°C	120 дБ	0.3 мкВ
AD620B	0.5% / R	40 ppm	50 мкВ	0.6 мкВ/°C	120 дБ	0.28 мкВ
AD621B ¹	0.05% / P	10 ppm	50 мкВ	1.6 мкВ/°C	100 дБ	0.28 мкВ
AD622	0.5% / R	40 ppm	125 мкВ	1 мкВ/°C	103 дБ	0.3 мкВ
AD624C ²	0.25% / R	50 ppm	25 мкВ	0.25 мкВ/°C	130 дБ	0.2 мкВ
AD625C	0.02% / R	50 ppm	25 мкВ	0.25 мкВ/°C	125 дБ	0.2 мкВ
AMP01A	0.6% / R	50 ppm	50 мкВ	0.3 мкВ/°C	125 дБ	0.12 мкВ
AMP02E	0.5% / R	60 ppm	100 мкВ	2 мкВ/°C	115 дБ	0.4 мкВ

/P – программируются через вывод
 /R – программируются через резистор

¹ G = 100
² G = 500

Рис.3.43. Прецизионные ИУ: данные для $V_S = \pm 15В$, $G = 1000$

Инструментальные усилители, специально разработанные для однополярного питания, приведены на Рис.3.44. Следует заметить, что хотя спецификации на рисунке приводятся для одного +5 В питания, все усилители способны работать с одно- и биполярным питанием, что описано в технических спецификациях на устройства. Инструментальные усилители AD623/627 могут работать с однополярным +3 В питанием.

	Точность усиления	Нелинейность усиления	V_{OS} , [макс.]	V_{OS} , ТС	ОСС [мин.]	0.1 .. 10 Гц р-р шум	Ток питания
AD623B	0.5% / R	50 ppm	100 мкВ	1 мкВ/°С	105 дБ	1.5 мкВ	575 мкА
AD627B	0.35% / R	10 ppm	75 мкВ	1 мкВ/°С	85 дБ	1.5 мкВ	85 мкА
AMP04E	0.4% / R	250 ppm	150 мкВ	3 мкВ/°С	90 дБ	0.7 мкВ	290 мкА
AD626B ¹	0.6% / P	200 ppm	2.5 мВ	6 мкВ/°С	80 дБ	2 мкВ	700 мкА

¹/P – программируются через вывод

/R – программируются через резистор

дифференциальный усилитель $G = 100$

Рис.3.44. ИУ однополярного питания: данные для $V_S = +5В$, $G = 1000$

Защита входов ИУ от выбросов напряжения

Являясь интерфейсными усилителями в системах сбора данных, инструментальные усилители часто подвергаются перегрузкам входными напряжениями, т.е. напряжениями, превышающими динамический диапазон устройств при заданном усилении. Предел по «абсолютному максимуму» на входе, указываемый изготовителем, должен строго соблюдаться. Как и в случае операционных усилителей, абсолютный максимум входного напряжения многих инструментальных усилителей равен $\pm V_S$ (питанию). Если необходимо, для предотвращения перегрузки используются последовательные резисторы и фиксирующие диоды Шоттки (для ограничения тока). Некоторые инструментальные усилители содержат встроенные цепи защиты в виде последовательных (тонкопленочных) резисторов или последовательных защитных полевых транзисторов (FET). Инструментальные усилители типа AMP02 и AD524 используют последовательные цепи защиты на FET транзисторах, имеющих низкий импеданс при нормальных условиях и высокий при перегрузках.

Для ограничения максимального дифференциального входного напряжения может потребоваться установка на входах инструментального усилителя подавителей напряжения (*Transient Voltage Suppressor - TVS*). Это особенно полезно в случае инструментального усилителя на трех операционных усилителях, имеющих при высоком усилении малые величины R_G . Более детально вопрос обсуждается в Разделе 10.

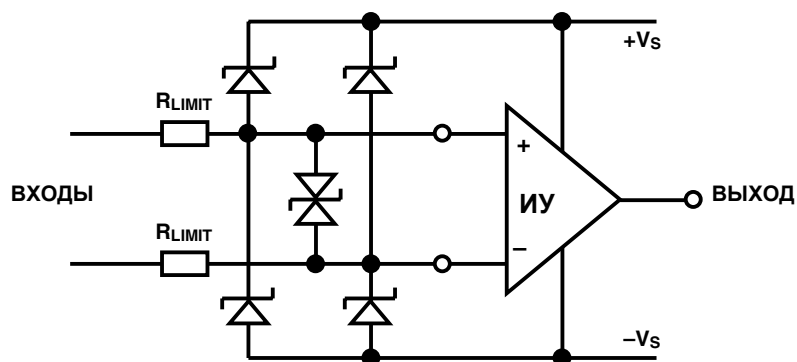


Рис.3.45. Рассмотрение входной перегрузки по напряжению для ИУ.

Усилители, стабилизированные прерыванием

Для работы с самым минимальным смещением и дрейфом применение усилителей стабилизированных прерыванием (УП) может быть единственным решением. Лучшие биполярные усилители имеют смещение порядка 10 мкВ и дрейф 0.1 мкВ/°С. С помощью усилителей с прерыванием получаются напряжения смещения менее 5 мкВ и дрейфы, которые не поддаются измерению, хотя имеются и некоторые недостатки УП.

Основная схема усилителя стабилизированного прерыванием изображена на Рис.3.46. Когда ключи находятся в положении «Z» (автообнуление), конденсаторы $C2$ и $C3$ заряжаются, соответственно, до напряжения смещения входа и выхода. Когда ключи в состоянии «S» (передача, выборка), V_{IN} передается к V_{OUT} через $R1$, $R2$, $C2$, усилитель, $C3$ и $R3$. Частота коммутации лежит в пределах от нескольких сотен Гц до нескольких КГц, и следует заметить, что поскольку данная система является системой с коммутацией, частота входного сигнала должна быть много меньше половины частоты коммутации для того, чтобы избежать появления ошибок из-за комбинационных частот (*aliasing*). $R1C1$ является НЧ фильтром комбинационных частот. Предполагается, что по достижению установившегося состояния, только малая часть заряда будет переноситься во время цикла переключения. $C4$ и R_L следует выбирать такими, чтобы уменьшение величины V_{OUT} было малым во время цикла автообнуления.

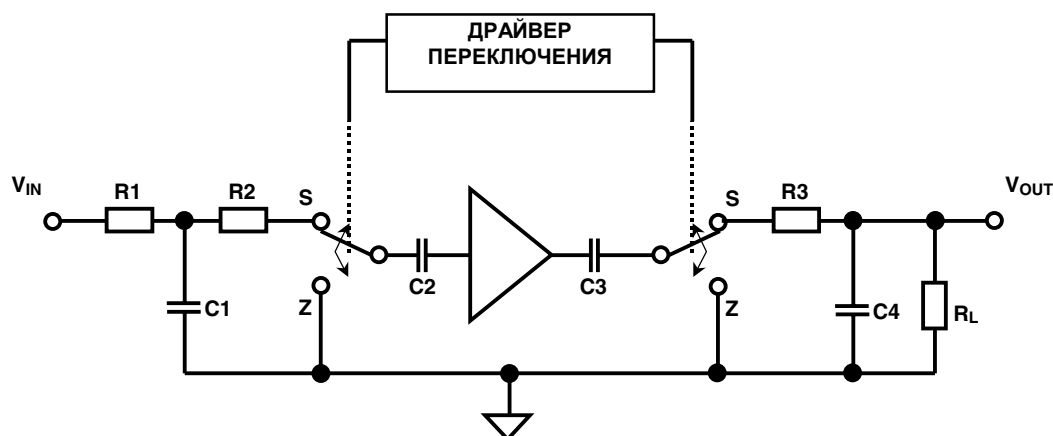


Рис.3.46. Классический усилитель с прерыванием.

Классический усилитель стабилизированный прерыванием из-за входного фильтра комбинационных частот может пропускать только очень низкие частоты. Архитектура УП, изображенная на Рис.3.47 часто используется при создании усилителей, стабилизированных прерыванием. Здесь $A1$ - основной усилитель, $A2$ - обнуляющий усилитель. В цикле передачи (ключи в положении «S») обнуляющий усилитель, $A2$, отслеживает входное напряжение смещения $A2$ и приводит к нулю его выход, прикладывая соответствующее напряжение коррекции к выводам управления нулем $A1$. Заметим, тем не менее, что $A2$ также имеет входное напряжение смещения, так что он должен сначала скорректировать собственные ошибки перед тем как обнулять смещение $A1$. Это производится в цикле автообнуления (ключи установлены в положение «Z»): путем кратковременного отключения $A2$ от $A1$, замыкания его входов накоротко и подключения выходов к собственным выводам управления нулем. Во время цикла автообнуления напряжение коррекции для $A1$ поддерживается $C1$. Аналогично $C2$ хранит напряжение коррекции для $A2$ в цикле передачи. В интегральных схемах современных усилителей стабилизированных прерыванием конденсаторы хранения $C1$ и $C2$ выполняются на том же чипе.

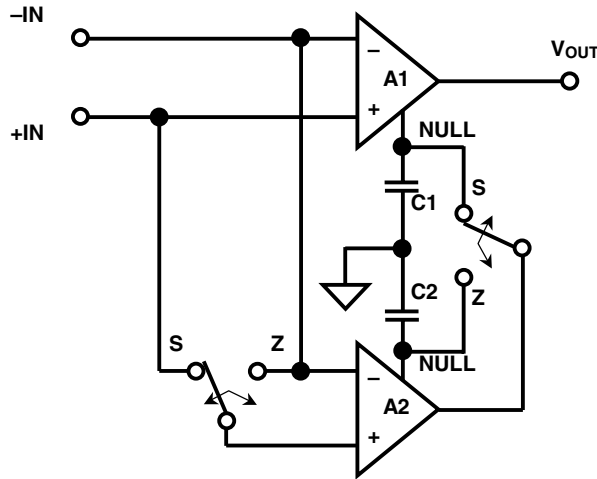
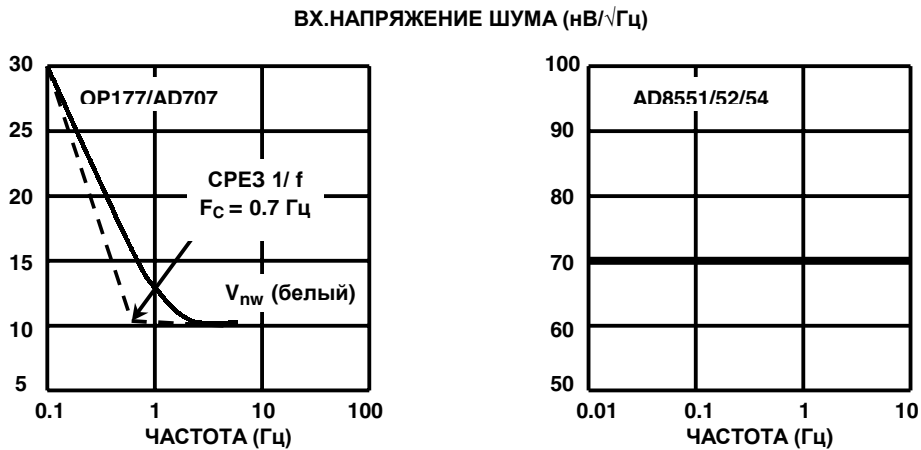


Рис.3.47. Усилитель, стабилизированный прерыванием.

Отметим, что в данной архитектуре входной сигнал всегда присутствует на выходе через *A1*. Таким образом, полоса *A1* определяет полосу пропускания для всего устройства в целом, и спектр частот входного сигнала не ограничивается половиной частоты коммутации, как в случае классического усилителя стабилизированного прерыванием. В действительности, переключение производит малые наводки на частоте коммутации, которые смешиваются с входными сигналами и дают искажения в пределах частотного диапазона. Интересно рассмотреть работу усилителя стабилизированного прерыванием в условиях низкочастотного шума вида $1/f$. Если частота коммутации существенно выше частоты излома входного шума $1/f$, УП обнуляет данный шум. Теоретически усилители, стабилизированные прерыванием не имеет шума вида $1/f$. Однако процесс коммутации УП дает широкополосный шум, обычно существенно больший, чем шум биполярного ОУ.



Полоса шума	Биполярные операционные усилители (OP177/AD707)	Усилители, стабилизированные прерыванием (AD8551/52/54)
0.1 Гц .. 10 Гц	0.238 мкВ (p-p)	1.45 мкВ (p-p)
0.01 Гц .. 1 Гц	0.135 мкВ (p-p)	0.46 мкВ (p-p)
0.001 Гц .. 0.1 Гц	0.120 мкВ (p-p)	0.145 мкВ (p-p)
0.0001 Гц .. 0.01 Гц	0.118 мкВ (p-p)	0.046 мкВ (p-p)

Рис.3.48. Сравнение шума: биполярного ОУ и УП

На Рис.3.48. приведен шум прецизионного биполярного операционного усилителя (OP177/AD707) в сравнении с шумом усилителя стабилизированного прерыванием (AD8551/52/54). В таблице приводятся результаты расчета шума от пика до пика для различных полос частот. Отметим, что по мере уменьшения частоты шум усилителя стабилизированного прерыванием падает, в то время как шум биполярного операционного усилителя приближается к пределу, определяемому частотой излома шумовой характеристики $1/f$ и белым шумом собственно ОУ (см. Рис.3.9). При очень низкой частоте шумовое разрешение УП лучше, чем у биполярного операционного усилителя.

Семейство усилителей стабилизированных прерыванием AD8551/8552/8554 обеспечивают работу с однополярным питанием с сигналами «от питания до питания» по входу и выходу, обладают низким напряжением смещения и низким дрейфом смещения. Конденсаторы хранения встроены внутри ИС и не требуется никаких внешних конденсаторов, кроме обязательных блокирующих. Основные характеристики приводятся на Рис.3.49. Следует особо отметить, что для сохранения высоких показателей по смещению и дрейфу, применяя данные усилители, следует обращать особое внимание на отсутствие паразитных термопар. Дальнейшее обсуждение паразитных термопар можно найти в Разделе 10.

- ◆ Однополярное питание: +3 В .. +5 В
- ◆ Входное напряжение смещения: 5 мкВ
- ◆ Дрейф входного напряжения смещения: 0.04 мкВ/°С
- ◆ ОСС, ОВИП: 120 дБ
- ◆ Максимальный ток потребления: 800 мкА
- ◆ Время восстановления после перегрузки: 100 мкс
- ◆ Входное шумовое напряжение: 50 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$
- ◆ Производство усиление-на-полосу: 1.5 МГц
- ◆ Один (AD8551), двойной (AD8552), четверной (AD8554)

Рис.3.49. Основные характеристики УП AD8551/8552/8554 с сигналами «от питания до питания» по входу и выходу

Изолированные усилители

Существует много приложений, где желательно или даже необходимо применять данный метод (для датчиков, не имеющих гальванической связи с системой, для того чтобы избежать появления опасных напряжений или токов в оставшейся части системы, для того чтобы разорвать контур «земли»). Систему такого типа называют «изолированной», а схема, пропускающая сигнал без гальванического соединения известна как схема с «барьером изоляции». Защита через барьер изоляции работает в обоих направлениях. Применение данного метода очевидно там, где датчик может случайно подвергнуться действию высокого напряжения, а система, которую он обслуживает, должна быть защищена. Возможно, необходимо изолировать датчик от случайного высокого напряжения, появляющегося в обслуживаемой системе, с целью защиты аппаратуры датчика (примерами могут служить: необходимость предотвращения взрыва газов от искрения на датчике или защита пациента от поражения электрическим током при снятии кардиограмм и т.д.). Наиболее интересен случай кардиографии, поскольку защита может потребоваться для *обоих* направлений: пациент должен быть защищен от случайного поражения током, но в случае остановки сердца пациента, аппаратура должна быть защищена от действия весьма высокого напряжения (> 7 КВ) дефибриллятора.

- ◆ Датчик находится (или может случайно оказаться) под действием потенциала относительно остальной аппаратуры.
- ◆ Датчик может не выдерживать опасного напряжения, возникшего в другой части схемы (мониторинг пациента и взрывобезопасное оборудование для использования во взрывоопасных схемах).
- ◆ Необходимо разорвать контур «земли».

Рис.3.50. Приложения для изолированных усилителей.

Подобно тому, как помеха или *нежелательная* информация может быть передана электрическим или магнитным полем, или электромагнитным излучением, данное явление можно использовать для передачи *желаемой* информации в пределах изолированной системы. В наиболее общем случае, изолированные усилители используют трансформаторы (магнитное поле), другие используют малые высоковольтные конденсаторы (электрическое поле). Оптические изоляторы, которые содержат светоизлучающий диод и фотоприемник, обеспечивают изоляцию с помощью света (некоторого вида электромагнитного излучения). Разные типы изоляторов работают по разному, некоторые достаточно линейны для прецизионного пропускания через барьер изоляции аналоговых сигналов, для других требуется предварительное преобразование сигналов в цифровую форму, если требуется иметь высокую точность, общим решением будут конверторы напряжение–частота.

Трансформаторы обеспечивают точность 12-16 разрядов при полосе несколько сотен КГц, но максимальное напряжение изоляции редко превосходит 10 КВ, а часто оно много меньше. Изолированные усилители с емкостной связью менее точны - 12 разрядов, имеют меньшую полосу и более низкое напряжение изоляции, но они более дешевы. Оптические изоляторы дешевы и быстры, и могут быть сделаны на достаточно высокие напряжения изоляции (4 – 7 КВ), но они обладают высокой нелинейностью и не пригодны для прямой передачи прецизионных аналоговых сигналов.

Линейность и напряжение изоляции не единственные параметры, которые необходимо учитывать при выборе системы изоляции. Чрезвычайно существенна потребляемая мощность.

Входная и выходная часть системы должны питаться, и если в изолированной части нет батареи питания (что возможно, но редко является удобным), то данная часть должна быть обеспечена некоторым видом изолированного питания. Системы с трансформаторной изоляцией могут с легкостью использовать для изолированного питания трансформатор (сигнальный или отдельный), но данный прием не пригоден для передачи заметной мощности при емкостной или оптической изоляции. Системы, использующие последние два способа изоляции должны иметь другую конфигурацию получения изолированного питания, что является существенным аргументом в пользу выбора трансформаторных изолированных усилителей: они всегда содержат изолированный источник питания.

Изолированный усилитель содержит входную цепь, которая гальванически изолирована от источника питания и выходной цепи. Емкость между входным каскадом и остальной схемой минимальна, поэтому нет протекания постоянного тока, а передача переменного тока - минимальна. Изолированные усилители предназначены для применения в приложениях, требующих соблюдение безопасности, выполнения точных измерений напряжений и токов на низкой (до 100 КГц) частоте в присутствии высоких синфазных напряжений (до нескольких КВ) с высоким ослаблением синфазного сигнала. Они весьма полезны при передаче по линиям связи высокоимпедансных сигналов в присутствии помех высокого уровня и для обеспечения безопасности при стандартных измерениях, где утечки должны поддерживаться на уровнях существенно ниже допустимых минимумов. Основным применением является электрическое оборудование, связанное с медицинской аппаратурой, обычные и ядерные электростанции, автоматическое испытательное оборудование и промышленные системы управления.

На Рис.3.51 изображена схема 3-портового изолированного усилителя, входная и выходная цепи которого, а также источник питания изолированы друг от друга. Рисунок демонстрирует архитектуру изолятора AD210. Изолятор данного типа требует подключение к двум зажимам внешнего источника питания постоянного тока. Внутренний генератор (50 КГц) превращает постоянный ток в переменный для питания входного и отдельно выходного каскадов. Несущая модулируется входным каскадом и через трансформатор подается на выходной каскад, где демодулируется фазовым демодулятором (используя несущую в качестве опорной частоты), фильтруется и буферизуется. AD210 дает возможность с помощью внешнего резистора устанавливать усиление от 1 до 100. Полоса устройства – 20 КГц, напряжение изоляции 2500 В действующих и ± 3500 В пиковых.

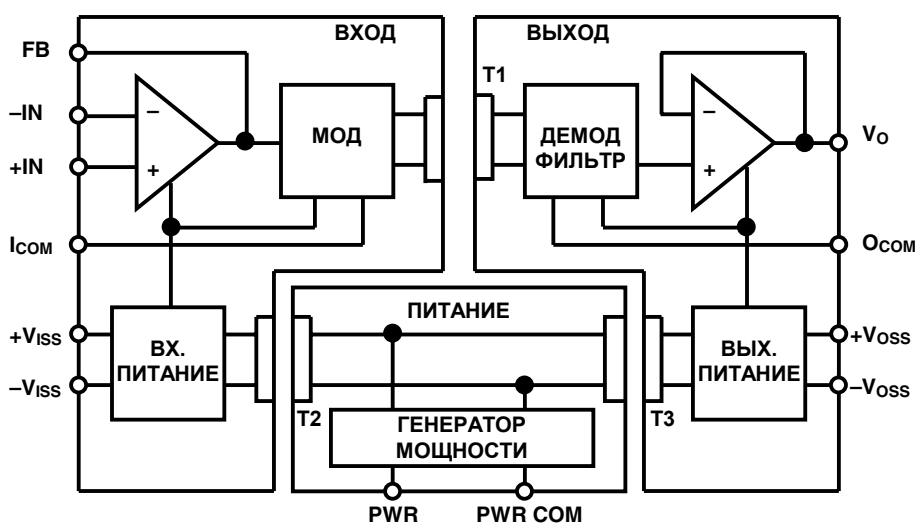


Рис.3.51. 3-портовый изолированный усилитель AD210.

AD210 - 3-портовый изолированный усилитель: цепь питания изолирована как от входного каскада, так и от выходного, и поэтому питание можно соединять либо с одним каскадом, либо с другим, либо вовсе не соединять ни с каким. Устройство использует трансформаторную изоляцию при напряжении изоляции 3500 В с разрешением 12 разрядов. Основные характеристики приведены на Рис.3.52.

- ◆ Трансформаторная связь
- ◆ Высокое синфазное напряжение изоляции
2500 В действующее постоянно
±3500 В: импульсное постоянно
- ◆ Широкая полоса: 20 КГц (по полной мощности)
- ◆ Максимальная ошибка нелинейности: 0.012%
- ◆ Усиление входного усиления: 1..100
- ◆ Источник, изолированный от входа и выхода: ±15 В, ±5 мА

Рис.3.52. Основные характеристики изолированного усилителя AD210.

Типовое приложение изолированного усилителя AD210 приводится на Рис.3.53. AD210 используется совместно с инструментальным услителем AD620 в системе измерения тока для управления двигателем. Будучи изолированным, вход AD210 можно подключать непосредственно к силовым линиям 110 В или 230 В действующего без защиты, а изолированное напряжение ±15 В питает AD620, который измеряет падение напряжения на малом токоизмерительном резисторе. Инструментальный усилитель AD620 используется для улучшения точности измерения: поскольку $V_{OS} = 15$ мВ для AD210, а AD620 имеет $V_{OS} = 30$ мкВ и его меньший дрейф. Если более высокое смещение и высокий дрейф в системе допустимы, то AD620 можно не применять, а AD210 использовать непосредственно с ЗКП = 100.

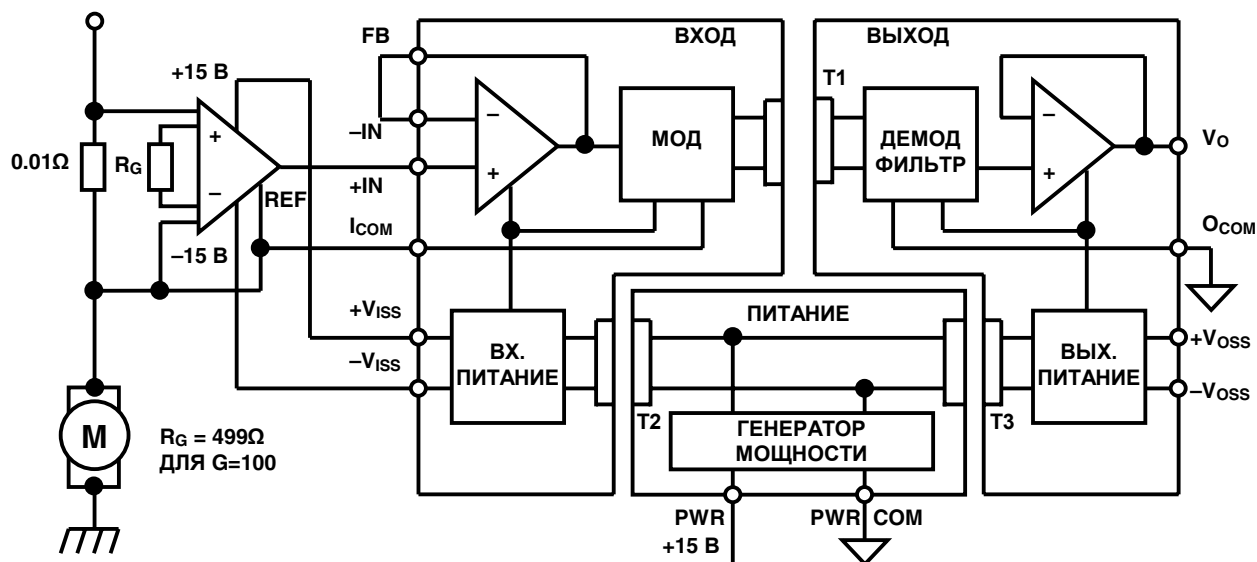


Рис.3.53. Измерение тока для системы управления двигателем.

Литература

1. Walter G. Jung, *IC Op amp Cookbook*, Third Edition, Prentice-Hall, 1986, ISBN: 0-672-22453-4.
3. *Amplifier Applications Guide* Analog Devices, Inc., 1992.
4. *System Applications Guide* Analog Devices, Inc., 1994.
5. *Linear Design Seminar* Analog Devices, Inc., 1995.
6. *Practical Analog Design Techniques* Analog Devices, Inc., 1995.
7. *High Speed Design Techniques* Analog Devices, Inc., 1996.
8. James L. Melsa, Donald G. Schultz, *Linear Control Systems* McGraw-Hill, 1969, pp. 196-220.
9. Thomas M. Fredrickson, *Intuitive Operational Amplifiers* McGraw-Hill, 1988.
10. Paul R. Gray, Robert G. Meyer, *Analysis and Design of Analog, Integrated Circuits*, Second Edition, John Wiley, 1984.
11. J. K. Roberge, *Operational Amplifiers-Theory and Practice*, John Wiley, 1975.
12. Lewis Smith, Dan Sheingold, *Noise and Operational Amplifier Circuits*, Analog Dialogue 25th Anniversary Issue, pp. 19-31, 1991.
13. D. Stout, M. Kaufman, *Handbook of Operational Amplifier Circuit Design*, New York, McGraw-Hill, 1976.
14. Joe Buxton, *Careful Design Tames High-Speed Op Amps*, Electronic Design, April 11, 1991.
15. J. Dostal, *Operational Amplifiers*, Elsevier Scientific Publishing, New York, 1981.
16. Sergio Franco, *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, Second Edition, McGraw-Hill, 1998.
17. Charles Kitchin, Lew Counts, *Instrumentation Amplifier Application Guide*, Analog Devices, 1991.
18. *AD623, AD627 Instrumentation Amplifier Data Sheets*, Analog Devices, <http://www.analog.com>
19. Eamon Nash, *A Practical Review of Common Mode and Instrumentation Amplifiers*, Sensors Magazine, July 1998, pp.26 - 33.
20. Eamon Nash, *Errors and Error Budget Analysis in Instrumentation Amplifiers*, Application Note AN-539, Analog Devices.

РАЗДЕЛ 4

ИЗМЕРЕНИЕ ДЕФОРМАЦИИ, СИЛЫ, ДАВЛЕНИЯ И ПОТОКА

РАЗДЕЛ 4: ДЕФОРМАЦИЯ, СИЛА, ДАВЛЕНИЕ И ПОТОК

Уолт Кестер

■ Тензометрические датчики**■ Цепи нормирования сигналов с измерительных мостов**

Наиболее массовыми электрическими элементами, используемыми для измерения величины силы, являются резистивные и полупроводниковые тензометрические датчики, а также пьезоэлектрические преобразователи. Тензометрический датчик измеряет силу косвенным методом - путем измерения деформации калиброванного элемента, вызванной действием данной силы. Для измерения давления, можно конвертировать его соответствующим преобразователем в силу, а затем измерить ее тензометрическим методом. Скорость потока можно измерить с использованием дифференциального метода измерения, который также использует технологию тензометрических датчиков.

- | | |
|--------------|--|
| ◆ Деформация | Тензодатчик, пьезоэлектрический преобразователь |
| ◆ Сила | Элемент нагрузки (динамометр) |
| ◆ Давление | Диафрагма преобразует в силу, измеряемую тензодатчиком |
| ◆ Поток | Методы измерения дифференциального давления |

Рис.4.1. Измерение механических величин с помощью тензодатчиков.

Резистивный тензодатчик представляет собой основание с закрепленным на нем резистивным элементом. Под действием силы основание с закрепленным элементом меняет свои размеры (сжимается или растягивается), следовательно, резистивный элемент также изменяет свое сопротивление. Вероятно, тензодатчик является наиболее известным преобразователем силы в электрическую величину.

На Рис.4.2 изображен ненаклеиваемый тензодатчик, состоящий из проволоочки, натянутой между двумя стойками. Сила, воздействуя на проволоочку (площадью сечения = A , длиной = L , с удельным сопротивлением = ρ), вызовет удлинение или сжатие последней, что приведет к пропорциональному увеличению или уменьшению ее сопротивления:

$$R = \frac{\rho \cdot L}{A}$$

$$\frac{\Delta R}{R} = GF \cdot \frac{\Delta L}{L}$$

где, GF характеризует тензочувствительность (значение 2.0..4.5 - для металлов и более 150 для полупроводников).

Безразмерная величина $\Delta L/L$ является мерой силы, приложенной к проволоочке, и выражается в микроstrain ($1 \mu\epsilon = 10^{-6}$ см/см), что является тем же самым, что и миллионная часть (ppm) (в отечественной литературе применяется более естественный термин - *eод* - единицы относительной деформации, численно равный количеству микроstrain). Из равенства следует, что чем больше тензочувствительность, тем больше величина изменения сопротивления и, следовательно, выше чувствительность датчика.

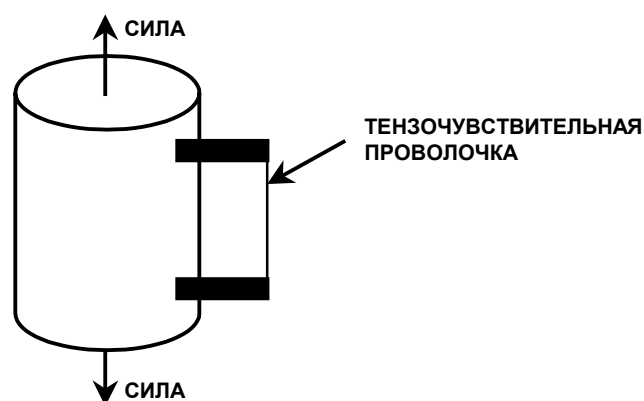


Рис.4.2. Ненаклеиваемый проволочный тензодатчик.

Наклеиваемый тензодатчик состоит из тонкой проволочки или проводящей фольги, закрепленной на плоской пластине. Эта конструкция затем приклеивается на основание. Датчик обычно устанавливается так, чтобы его наиболее длинная сторона была ориентирована в направлении измеряемой силы. Обычно наклеиваемые датчики используются много чаще ненаклеиваемых.

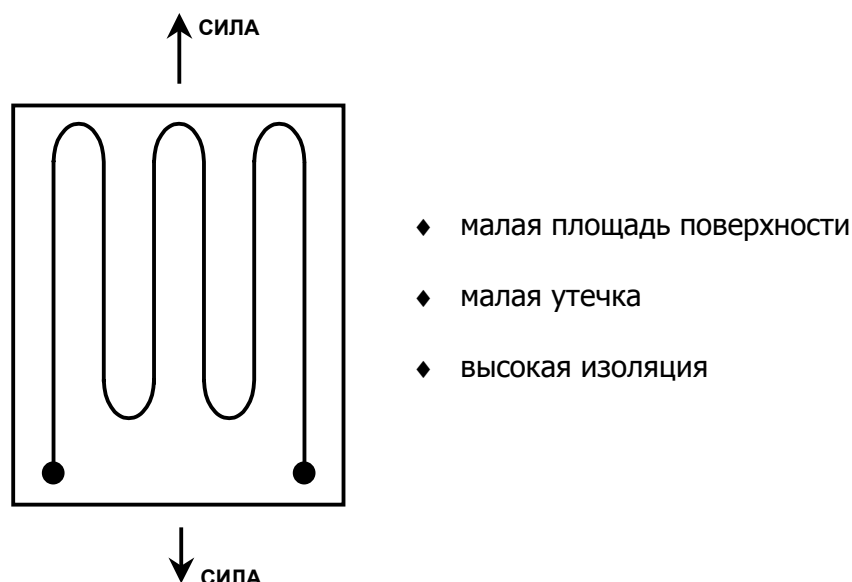


Рис.4.3. Наклеиваемый проволочный тензодатчик.

Фольговые датчики являются наиболее популярной версией наклеиваемых тензодатчиков. Они изготавливаются методом фототравления и используют те же металлы, что и проволочные датчики (константан, нихром, сплав никеля с железом и т.д. см. Рис.4.4). Проволочные датчики имеют малую поверхность связи с образцом (основанием), что уменьшает токи утечки при высоких температурах и дает большее напряжение изоляции между чувствительным элементом и образцом. С другой стороны, фольговые чувствительные элементы имеют большое отношение площади поверхности к площади поперечного сечения (чувствительность) и более стабильны при критических температурах и длительных нагрузках. Большая площадь поверхности и малое поперечное сечение также обеспечивают хороший температурный контакт чувствительного элемента с образцом, что уменьшает саморазогрев датчика.



Рис.4.4. Металлофольговый тензодатчик.

Полупроводниковые тензодатчики используют пьезорезистивный эффект, возникающий в некоторых полупроводниковых материалах, таких как кремний и германий, и используются для получения большей чувствительности устройства и его выходного сигнала. Можно сделать так, чтобы полупроводниковые датчики имели при их деформировании либо положительный, либо отрицательный сигнал. Их можно сделать достаточно малых размеров при сохранении высокого номинала сопротивлений. Полупроводниковые тензомосты обладают в 30 раз большей чувствительностью чем металлофольговые, но они зависят от температуры и трудно поддаются компенсации. Изменение их сопротивления от деформации также нелинейное. Для прецизионных измерений их не используют столь же широко, как более стабильные металлофольговые; однако, в приложениях, где вариации температуры малы, а величина чувствительности важна, они могут иметь определенные преимущества. Применяемый инструментарий подобен аппаратуре металлофольговых датчиков, только менее критичен при выборе, что определяется большими уровнями сигналов и меньшей точностью преобразователей.

Параметр	Металлический тензодатчик	Полупроводниковый тензодатчик
Диапазон измерения	0.1 .. 40,000 $\mu\epsilon$	0.001 .. 3000 $\mu\epsilon$
Тензочувствительность	2.0 .. 4.5	50 .. 200
Сопротивление, Ω	120, 350, 600, .. , 5000	1000 .. 5000
Допуск резисторов	0.1% .. 0.2%	1% .. 2%
Размер, мм	0.4 .. 150 (стандарт 3 ..6)	1 .. 5

Рис.4.5. Сравнение металлических и полупроводниковых тензодатчиков.

Пьезоэлектрические преобразователи силы применяются там, где сила, которая будет измеряться, носит динамический характер (т.е. меняющаяся в измеряемом интервале времени, порядка нескольких мс). Данные устройства используют эффект изменения заряда, имеющий место в некоторых материалах, когда они подвергаются механическим напряжениям. Фактически, пьезоэлектрические преобразователи являются преобразователями сдвига (смещения) с достаточно большим зарядом на выходе при малом механическом сдвиге, и они часто используются как преобразователи силы, считая, что в упругих материалах сдвиг пропорционален приложенной силе.

Пьезоэлектрические устройства дают значительное выходное напряжение в таких устройствах как, например, акселерометры. Их выходной импеданс большой и для нормирования сигналов требуются зарядочувствительные усилители с малой входной емкостью. Детальное обсуждение проводится в Разделе 5.

Тензодатчики можно использовать для измерения силы, как показано на Рис.4.6. Здесь приложенная сила слегка отклоняет консольную балку. Для измерения используются четыре тензорезистора, закрепленных на балке: два на верхней поверхности и два на нижней. Датчики включаются по полномостовой схеме. Данная схема дает максимум чувствительности и линейности (Раздел 2) и обеспечивает, в первом приближении, компенсацию температурного дрейфа индивидуальных резисторов.

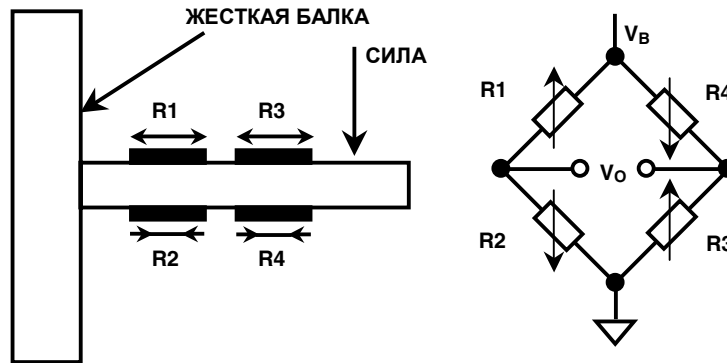


Рис.4.6. Тензометрический балочный динамометр.

Тензодатчики являются низкоимпедансными устройствами; поэтому они требуют значительной мощности возбуждения для получения приемлемых уровней выходного напряжения. Типовой тензомостовой датчик имеет (в общем случае) импеданс 350Ω и специфицируется как устройство, имеющее чувствительность, выражаемую в милливольты полной шкалы на вольт напряжения возбуждения. На Рис.4.7 показан элемент нагрузки (динамометр), состоящий из четырех тензорезисторов.

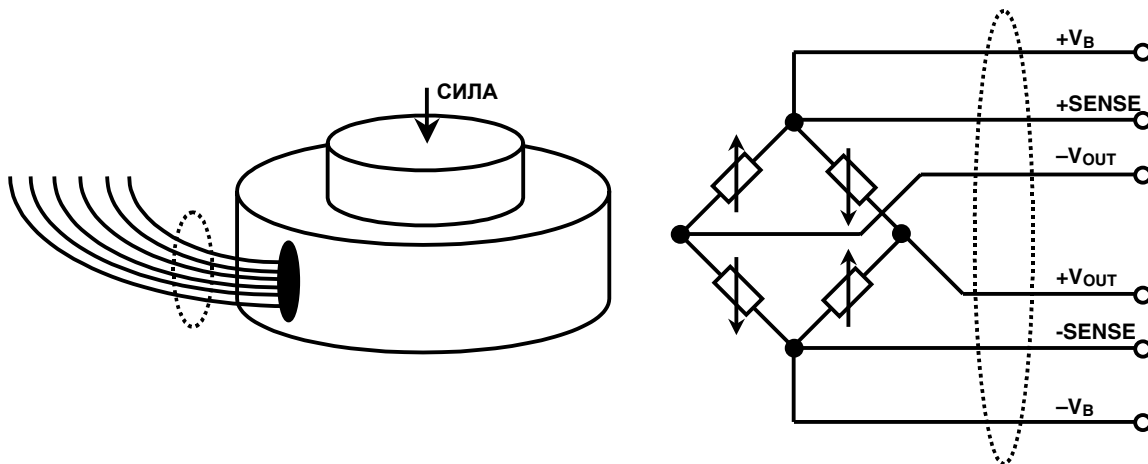


Рис.4.7. 6-проводной динамометр.

При возбуждении 10 В и коэффициенте преобразования 3 мВ/В, верхний предел (сигнал полной шкалы при номинальной нагрузке) составит 30 мВ. Выходной сигнал можно увеличить за счет большого возбуждения, однако существенным ограничением такого приема является эффект саморазогрева моста: увеличатся ошибки измерения и может даже произойти разрушение устройства.

Многие динамометры имеют «чувствительные» выводы, которые позволяют компенсировать падение части постоянного напряжения возбуждения на питающих проводах. Некоторые элементы нагрузки имеют дополнительные внутренние резисторы для термокомпенсации.

Давления в жидкостях и газах измеряются электрическими методами с помощью различных преобразователей давления. Большое число механических конвертеров (включая диафрагмы, капсулы, сильфоны и манометрические трубки) используется для измерения давления путем измерения связанных с ним изменений длины, расстояния или перемещения.

Выход полученного механического интерфейса подается на электрический конвертор, как тензодатчик или пьезоэлектрический преобразователь. В противоположность тензодатчикам, пьезоэлектрические преобразователи давления обычно используются при высокочастотном измерении давления (приложения, связанные с гидроакустикой и кристаллическими микрофонами).

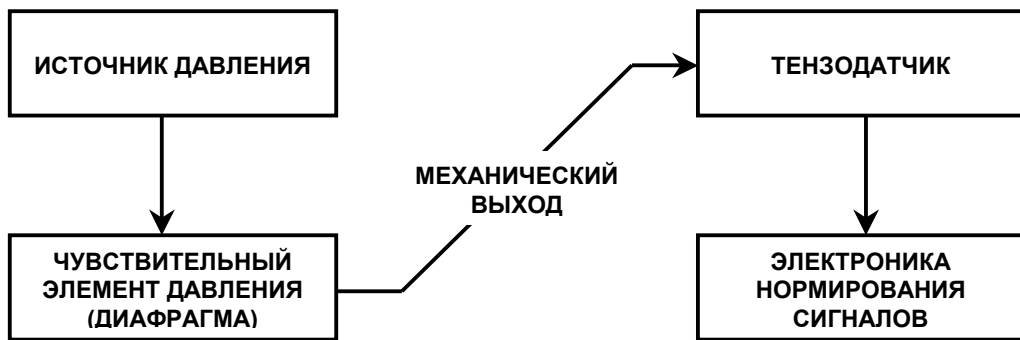


Рис.4.8. Датчики давления.

Существует много способов определения потока (поток массы, объемный поток, ламинарный поток, турбулентный поток). Наиболее важным является измерение количества протекающего (проходящего) вещества и если плотность жидкости постоянна, то измерение потока по объему, который измерить легче. Обычно используемый класс преобразователей, которые косвенно измеряют скорость потока, включает в себя измерители давления.

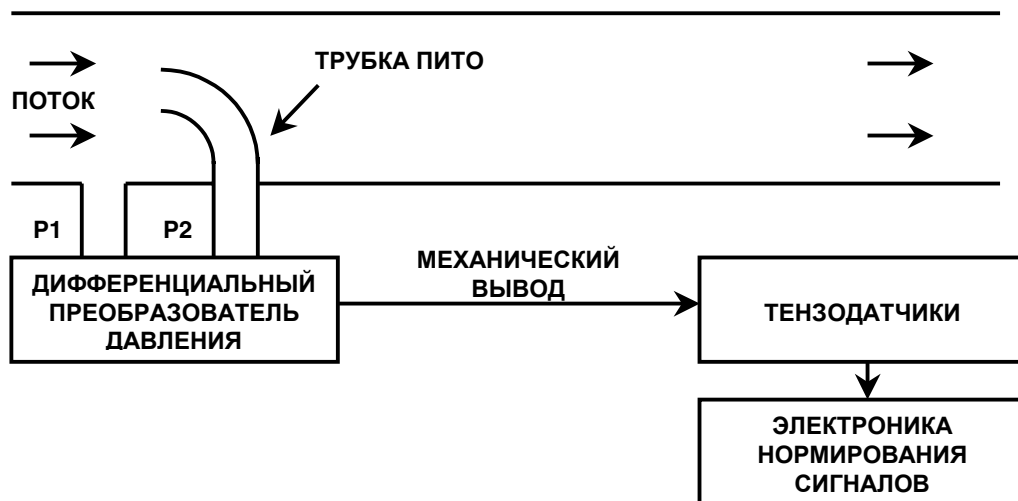


Рис.4.9. Трубка Пито, используемая для измерения скорости потока.

Поток можно измерить, узнав дифференциальное давление между двумя точками в протекающей среде: одна статическая, другая в потоке. Трубки Пито один из видов устройств, используемых для выполнения этой функции. Как показано на Рис.4.9, скорость потока измеряется путем измерения дифференциального давления стандартным преобразователем давления. Дифференциальное давление можно также использовать для измерения скорости потока при использовании эффекта *вентури* (эффект заключается в помещении на пути потока сужающего устройства, см. Рис.4.10). Рис.4.11 изображают помещенную в поток изгибающуюся лопасть с закрепленным на ней тензодатчиком для измерения скорости потока.

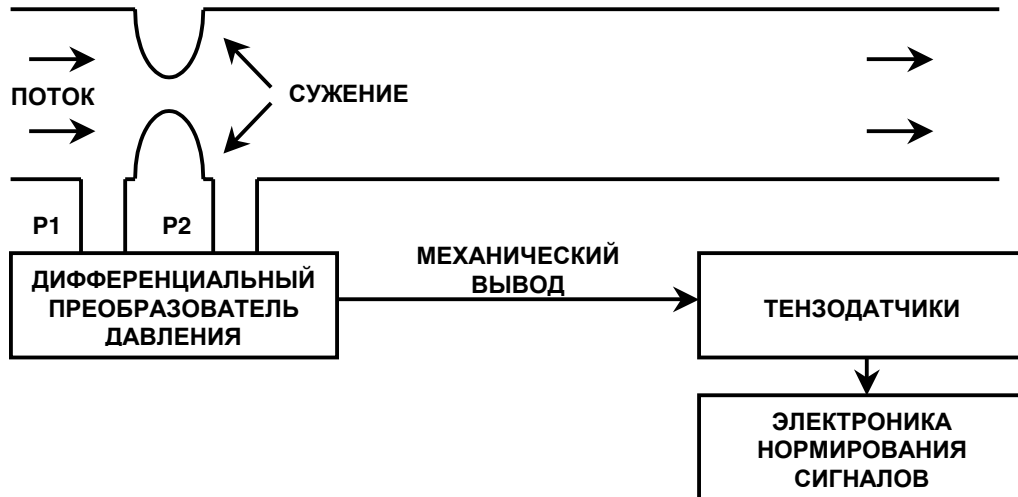


Рис.4.10. Использование эффекта вентури для измерения скорости потока.



Рис.4.11. Использование сгибающейся лопасти с тензодатчиком для определения скорости потока

Цепи нормирования сигналов с измерительных мостов

На Рис.4.12 показана полномостовая цепь для измерения деформации при испытании материала на усталость. Мост является интегральным устройством и может быть закреплен на поверхности, деформацию или изгиб которой необходимо измерить. В схеме используется генератор тока возбуждения, для выполнения дистанционных измерений. OP177 питает мост током 10 мА, используя источник опорного напряжения 1.235 В. Тензодатчик дает выходной сигнал 10.25 мВ/1000 мк. Сигнал усиливается инструментальным усилителем AD620 с коэффициентом усиления 100. Величину напряжения верхнего предела (полной шкалы) можно устанавливать, подстраивая потенциометр 100Ω так, чтобы для деформации 3500 мк выход составлял -3.500 В, а для деформации +5000 мк выход +5.000 В. Далее сигнал можно преобразовать с помощью АЦП с верхним пределом по входу 10 В. Конденсатор 0.1 мкФ на входе инструментального усилителя совместно с сопротивлением моста 1 кΩ составляют низкочастотный фильтр для радиочастотных помех. Частота среза НЧ-фильтра составляет около 1.6 КГц.

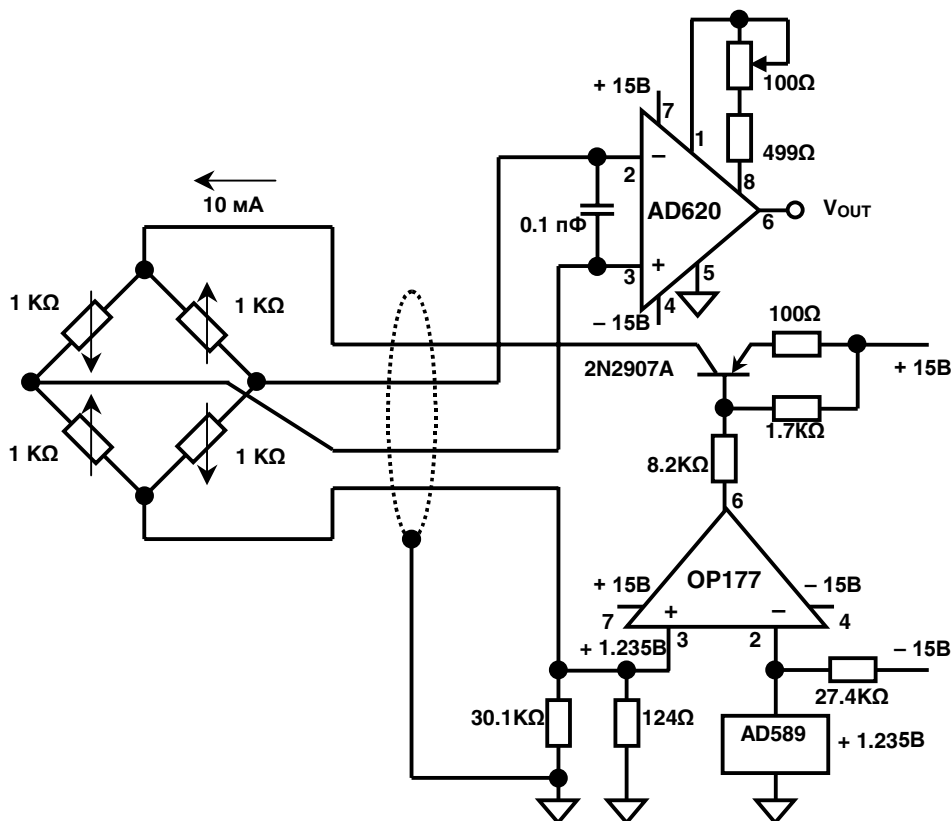


Рис.4.12. Прецизионный усилитель для тензометрического датчика.

На Рис.4.13 показан другой пример цепи - усилитель динамометра (элемента нагрузки). Типовое сопротивление моста 350Ω. 10.000 В возбуждение моста получают с помощью источника опорного напряжения на AD588, OP177 и транзистора 2N2219A, обеспечивающего ток 28.57 мА. Для сохранения высокой линейности используется инструментальный усилитель. Схема содержит минимальное количество критических резисторов и усилителей, что обеспечивает точность, стабильность и малую стоимость. Единственным требованием является низкий температурный коэффициент резистора 475Ω и потенциометра 100Ω для обеспечения низкого температурного дрейфа.

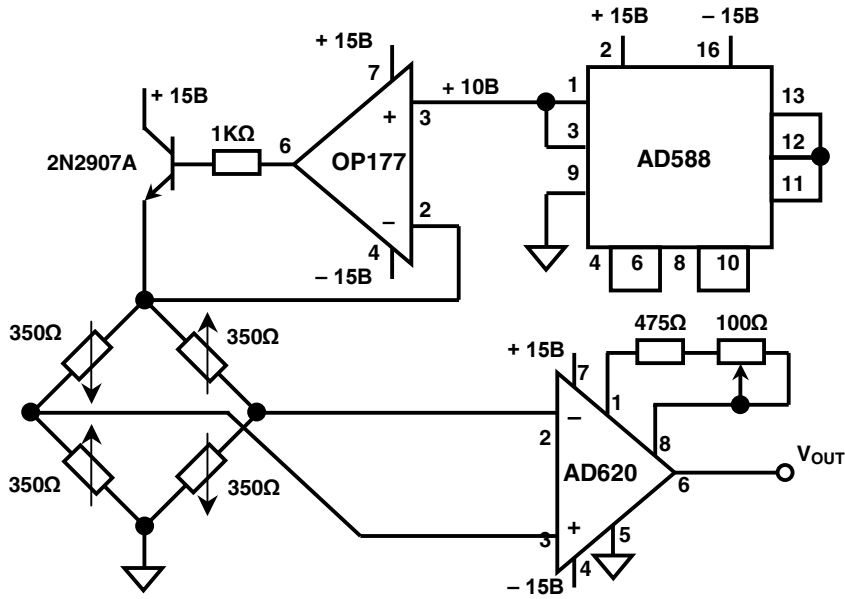


Рис.4.13. Прецизионный усилитель для динамометра.

Как отмечалось ранее, прецизионный динамометр обычно представляет собой 350Ω измерительный мост. На Рис.4.14 показан прецизионный усилитель динамометра с однополярным питанием. Прецизионный 5 В ИОН REF195 с высокой нагрузочной способностью (30 мА) используется для питания моста. Сдвоенный операционный усилитель OP213 образует ИУ на двух ОУ с коэффициентом усиления 100. Усиление задается резисторами:

$$G = 1 + \frac{10 \text{ K}\Omega}{1 \text{ K}\Omega} + \frac{20 \text{ K}\Omega}{196 \Omega + 28.7 \Omega} = 100$$

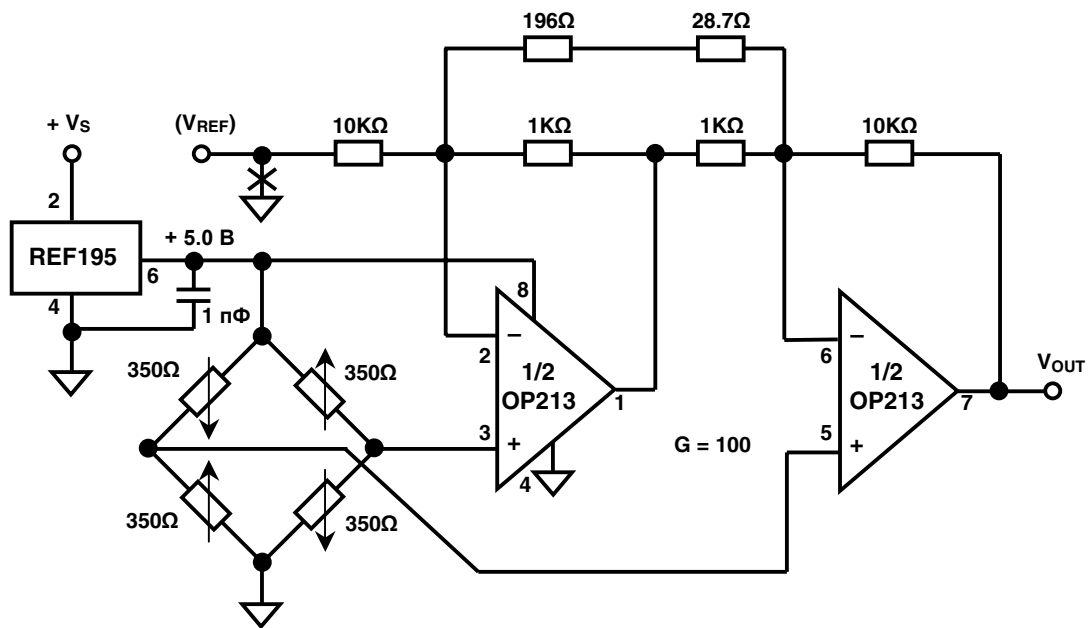


Рис.4.14. Усилитель с однополярным питанием для элемента нагрузки.

Для максимального ослабления синфазного сигнала необходимо точное отношение входящих резисторов. Следует использовать резисторы с допуском не менее $\pm 0.5\%$. Для нулевого выходного сигнала моста выход усилителя составит $2.5 \text{ мВ} \dots 0 \text{ В}$, что является минимальным пределом для ОУ OP213. Поэтому, если требуется подстраивать смещение ОУ, подстройку следует начинать с положительного значения напряжения в точке V_{REF} и уменьшать его до тех пор, пока выходное напряжение (V_{OUT}) не прекратит изменяться. Это будет точкой ограничения для данного усилителя. Вследствие особенности конструкции с однополярным питанием, усилитель не может передавать сигналы отрицательной полярности. Если требуется иметь высокую линейность в точке 0 В или требуется работать с отрицательными сигналами, то точку V_{REF} следует подключить к среднему потенциалу относительно питания ($+2.5 \text{ В}$), а не к земле. Отметим, когда V_{REF} не заземлен, выходной сигнал должен отсчитываться от значения V_{REF} .

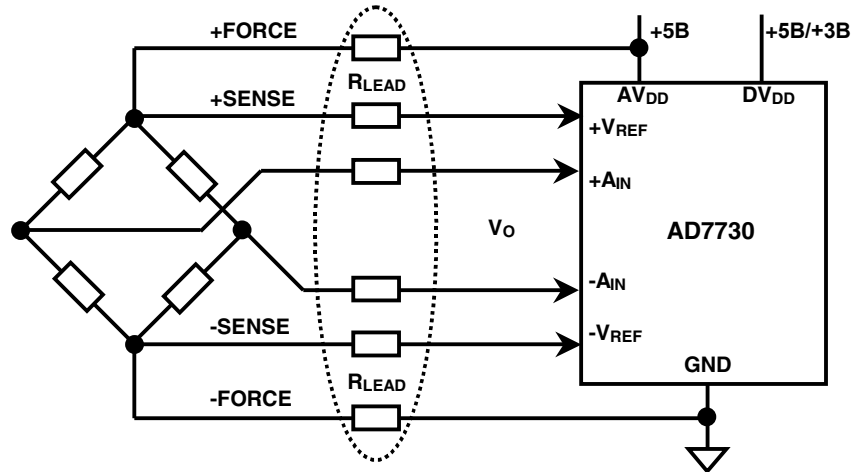


Рис.4.15. Использование AD7730 для элемента нагрузки (динамометра).

24-разрядный сигма-дельта АЦП AD7730 является идеальным устройством для прямого подключения к мосту безинтерфейсных цепей. Упрощенная схема подключения показана на Рис.4.15. Вся схема питается от одного источника $+5 \text{ В}$, являющегося также источником возбуждения моста. Отметим, что измерения являются относительными, так как напряжение на чувствительных выводах моста одновременно является опорным для АЦП. Изменения величины напряжения $+5 \text{ В}$ не влияют на точность измерения.

- ◆ Допущение:
 - Выход полной шкалы $\pm 10 \text{ мВ}$ при возбуждении 10 В
 - Активирован «режим прерывания»
 - Выполняется системная калибровка: «ноль» и «полная шкала»
- ◆ Работа:

▪ Шум, приведенный к входу:	40 нВ (действующее), 264 нВ (p-p)
▪ Разрешение (без шумов):	80000 отсчетов (16.5 разрядов)
▪ Нелинейность усиления:	18ppm
▪ Точность усиления:	$< 1 \text{ мкВ}$
▪ Напряжение смещения:	$< 1 \text{ мкВ}$
▪ Дрейф смещения:	$0.5 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$
▪ Дрейф усиления:	$2 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$

Примечание: дрейф усиления и смещения устраняются системной калибровкой

Рис.4.16. Работа АЦП AD7730 в составе динамометра.

AD7730 содержит внутренний усилитель с программируемым усилением, позволяющий преобразовывать выходное напряжение полной шкалы моста ± 10 мВ с точностью 16 разрядов. AD7730 может выполнять самокалибровку и системную калибровку, что при периодическом выполнении позволяет минимизировать ошибки усиления и смещения. В этом смысле действие АЦП очень похоже на работу усилителя, стабилизированного прерыванием. Действующее напряжение шума, приведенное к входу, составляет около 40 нВ, или 264 нВ от пика до пика, что соответствует разрешению 13 ppm или около 16.5 разрядов. Линейность усиления также около 16 разрядов. Дальнейшее обсуждение работы AD7730 можно найти в Разделе 8.

Литература

1. Ramon Pallas-Areny, John G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning* John Wiley, New York, 1991.
2. Dan Sheingold, Editor, *Transducer Interfacing Handbook*, Analog Devices, Inc., 1980.
3. Walt Kester, Editor, *1992 Amplifier Applications Guide*, Section 2, 3, Analog Devices, Inc., 1992.
4. Walt Kester, Editor, *System Applications Guide*, Section 1, 6, Analog Devices, Inc., 1993.
5. Harry L. Trietley, *Transducers in Mechanical and Electronic Design*, Marcel Dekker, Inc., 1986.
6. Jacob Fraden, *Handbook of Modern Sensors, Second Edition*, Springer-Verlag, New York, NY, 1996.
7. Omega Engineering, *The Pressure, Strain, and Force Handbook, Vol. 29*, One Omega Drive, P.O. Box 4047, Stamford CT, 06907-0047, <http://www.omega.com>
8. Omega Engineering, *The Flow and Level Handbook, Vol. 29*, One Omega Drive, P.O. Box 4047, Stamford CT, 06907-0047, <http://www.omega.com>
9. Ernest O. Doebelin, *Measurement Systems Applications and Design*, Fourth Edition, McGraw-Hill, 1990.
10. AD7730 Data Sheet, Analog Devices, <http://www.analog.com>.

РАЗДЕЛ 5

ДАТЧИКИ С ВЫСОКИМ ИМПЕДАНСОМ

РАЗДЕЛ 5: ДАТЧИКИ С ВЫСОКИМ ИМПЕДАНСОМ

Уолт Кестер, Скотт Вёрсер, Чак Китчин

- **Предусилитель для фотодиода**
- **Компенсация в высокоскоростном фотодиодном I/V конверторе**
- **Высокоимпедансные датчики с зарядом на выходе**
- **CCD/CIS обработка изображений**

Существует много популярных датчиков, которые обладают высоким выходным сопротивлением (более нескольких $M\Omega$), и следует тщательно продумывать конструкцию связанных с ними цепей нормирования с тем, чтобы удовлетворить требованиям низких входных токов, шумов и высокого усиления. Большая часть данного раздела посвящена анализу предусилителей сигналов с фотодиодов. Данное приложение раскрывает большое число вопросов, возникающих при нормировании сигналов с датчиков высокого импеданса и предлагает практические решения, применимые почти для всех датчиков подобного типа. Другим типом обсуждаемых датчиков являются датчики с выходным сигналом в виде некоторого заряда и приборы с зарядовой связью (CCD, ПЗС).

- ◆ Предусилители для фотодиодов
- ◆ Пьезоэлектрические датчики
 - ◆ Акселерометры
 - ◆ Гидрофоны
- ◆ Мониторы влажности
- ◆ pH мониторы
- ◆ Химические датчики
- ◆ Дымовые датчики
- ◆ Приборы с зарядовой смесью и контактные датчики для обработки изображений

Рис.5.1. Датчики с высоким импедансом.

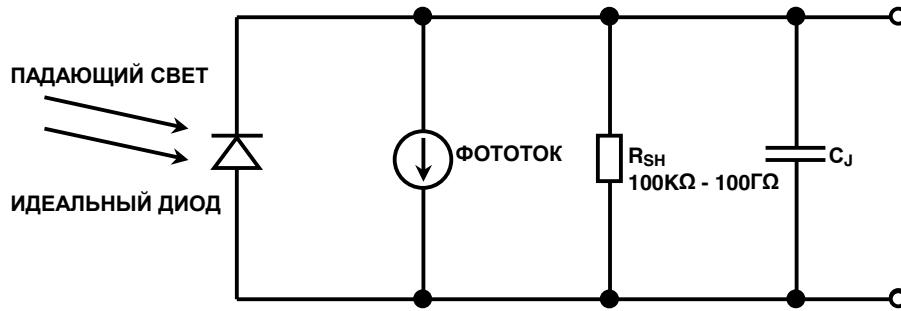
Предусилитель для фотодиода

Фотодиоды генерирует малый выходной ток, величина которого пропорциональна уровню их освещенности. Они нашли весьма широкий спектр приложений, от устройств прецизионного измерения в светотехнике до высокоскоростных приемников в оптической связи.

Эквивалентная схема фотодиода показана на Рис.5.3. Один из стандартных методов для определения чувствительности фотодиода состоит в измерении его фототока при короткозамкнутой внешней цепи при заданном световом потоке от известного источника света. Наиболее часто используемым таким источником является лампа с вольфрамовой нитью накаливания, работающая при температуре 2850K. При освещенности 100 fc (фут-свечей) (соответствует уровню освещенности в хмурый день) фототок короткого замыкания лежит в пределах от пА до сотен мА для диодов малой площади (менее 1мм^2).

- ◆ Оптика: фотометрия, автофокусировка, управление вспышкой
- ◆ Медицина: томография (гамма-детектор), анализаторы состава крови
- ◆ Автостроение: системы управления передним светом, детекторы внешней освещенности
- ◆ Связь: приемники с оптических кабелей.
- ◆ Промышленность: сканеры кодовых этикеток, датчики положения, лазерные принтеры.

Рис.5.2. Приложения для фотодиодов.

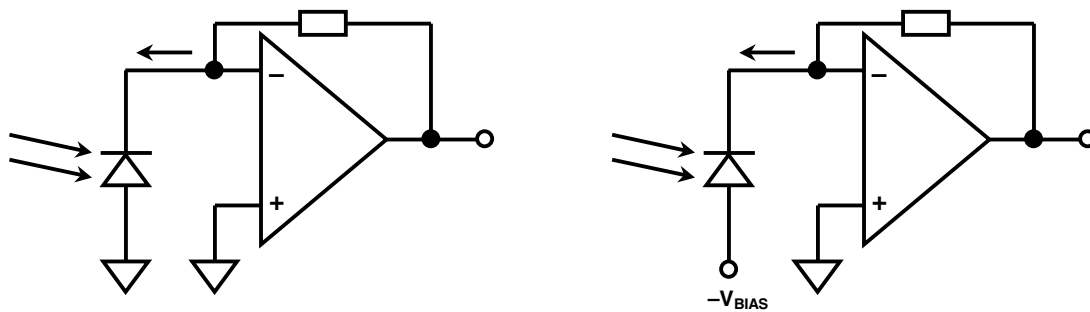


ПРИМЕЧАНИЕ: R_{SH} УВЕЛИЧИВАЕТСЯ В ДВА РАЗА ПРИ ВОЗРАСТАНИИ ТЕМПЕРАТУРЫ НА КАЖДЫЕ 10°

Рис.5.3. Эквивалентная схема фотодиода.

Ток короткого замыкания фотодиода чрезвычайно линеен от освещенности - более 6 .. 9 декад и поэтому часто используется как мера абсолютной освещенности. Напряжение на диоде при разомкнутой цепи меняется логарифмически от уровня освещенности, но вследствие его сильной температурной зависимости, напряжение на фотодиоде редко используют для точного измерения интенсивности света.

Параллельное сопротивление R_{SH} составляет обычно около 1000Мом при комнатной температуре и уменьшается в 2 раза на каждые 10°C роста температуры. Емкость диода C_J является функцией площади перехода и обратного приложенного напряжения. Для фотодиода малой площади при нулевом смещении емкость 50 пФ является типовой.



ФОТОВОЛЬТАЖНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ

- ◆ Нулевое смещение
- ◆ Нет темнового тока
- ◆ Линеен
- ◆ Малый шум (Джонсона)
- ◆ Прецизионные приложения

ФОТОКОНДУКТИВНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ

- ◆ Обратное смещение
- ◆ Имеется темновой ток
- ◆ Нелинеен
- ◆ Шум выше (Джонсона + дробовой)
- ◆ Быстродействующие приложения

Рис.5.4. Режимы работы фотодиода.

Фотодиоды могут работать при нулевом смещении (фотовольтажное включение - слева), либо при обратном смещении (фотопроводящее включение - справа), как показано на Рис.5.4. Наиболее высокая линейность работы достигается при фотовольтажном включении, тогда как наиболее высокая скорость переключения реализуется в фотопроводящем включении (за счет линейности). При обратном смещении в цепи будет протекать малый ток даже при отсутствии освещенности - *темновой ток*. В фотовольтажном включении темновой ток отсутствует, и шум является тепловым шумом параллельного резистора (выходного сопротивления). В случае фотопроводящего включения появляется дополнительный источник дробового шума (темновой ток). На этапе производства фотодиоды адаптируются для включения в одном или другом режиме (и используется только один режим, но не оба). На Рис.5.5 приводится цифра фоточувствительности малого фотодиода SD-020-12-001, а спецификации даются на Рис.5.6. Данный диод будет использоваться в приводящихся примерах.

- ◆ Площадь: 0.2 мм
- ◆ Емкость: 50 пФ
- ◆ Параллельное сопротивление: @ 25°C 100MΩ
- ◆ Максимальный линейный выходной ток: 40 мА
- ◆ Время отклика: 12 нс
- ◆ Фоточувствительность: 0.003 мкА/лкс

Рис.5.5. Спецификации фотодиода (Silicon Detector Part Number SD-020-12-001).

Освещение	Освещенность, лкс	Ток короткого замыкания
Прямой солнечный свет	1000	30 мкА
Хмурый день	100	3 мкА
Сумерки	1	0.03 мкА
Полнолуние	0.1	3000 пА
Безлунная ночь	0.001	30 пА

Рис.5.6. Зависимость тока короткого замыкания фотодиода от освещенности.

Наиболее простой способ преобразовать ток фотодиода в более удобную величину. Напряжение состоит в конвертировании тока с помощью преобразователя ток - напряжение – ПТН (см. Рис.5.7).

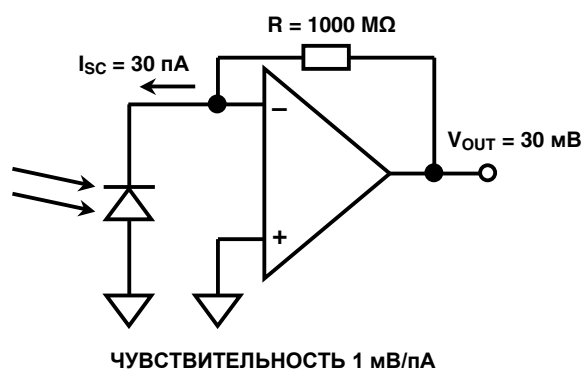


Рис.5.7. Преобразователь ток - напряжение (упрощенно).

Нулевое напряжение на диоде поддерживается потенциалом виртуальной земли операционного усилителя, а ток короткого замыкания преобразуется в напряжение. При максимальной чувствительности усилитель должен регистрировать токи диода до 30 пА. Это предполагает что резистор обратной связи должен быть весьма большой величины, а входной ток усилителя - весьма малой. Для тока в 30 пА сопротивление 1000 МΩ даст напряжение 30 мВ. Выберем величину 1000 МΩ в качестве сопротивления диапазона максимальной чувствительности. Это даст выходное напряжение 10 мВ при токе диода 10 пА, и 10 В при токе 10 нА, что составит 60 дБ по динамическому диапазону. Для более высоких освещенностей усиление схемы следует уменьшить путем понижения величины резистора обратной связи. В случае же максимальной чувствительности, мы должны различать изменение интенсивности света при переходе от безлунной ночи (0.001 fc) к полнолунию (0.1 fc)!

Отметим, что мы выбрали для получения максимального усиления один каскад, а не использовали два. Это было сделано для того, чтобы увеличить отношение сигнал - шум (С-Ш). Если уменьшить сопротивление обратной связи в два раза, уровень сигнала уменьшится в 2 раза, а шум резистора уменьшится только в $\sqrt{2}$ раз. Отношение сигнал-шум уменьшится на 3 дБ, если полоса не изменится. В дальнейшем при выполнении анализа мы покажем, что резисторы вносят максимальный вклад в полный выходной шум каскада.

Для точного измерения токов фотодиода в диапазоне десятков пА, входной ток ОУ должен быть не более нескольких единиц пА. Что существенно сужает область выбора операционных усилителей. Индустриально стандартный OP07 с ультра низким напряжением смещения (10 мкВ) и биполярной технологией имеет неприемлемо высокий входной ток 4 нА (4000 пА!). Даже супер-бета биполярные ОУ с компенсацией входного тока (как OP97) имеют входные токи порядка 100 пА при комнатной температуре и подойдут только для приложений, эксплуатируемых при очень высоких температурах, поскольку здесь входные токи не удваиваются на каждые 10°C увеличения температуры как происходит в случае с FET каскадами. Для нашего предусилителя выбран электрометрический операционный усилитель (работает в ограниченном температурном диапазоне). Рис.5.8 приводит рабочие характеристики популярных электрометрических операционных усилителей с FET входами.

Устройство	V _{os} MAX	TK V _{os} MAX	I _b MAX*	Шум 0.1 - 10 Гц	Корпус
AD549	250 мкВ	5 мкВ/°C	100 фА	4 мкВ p-p	TO-99
AD645	250 мкВ	1 мкВ/°C	1.5 пА	2 мкВ p-p	TO-99, DIP
AD795	250 мкВ	3 мкВ/°C	1 пА	2.5 мкВ p-p	SOIC, DIP

*Указано для 25°C

Рис.5.8. Прецизионные BiFET операционные усилители с малыми входными токами (электрометрическая грация).

Эти устройства производятся по BiFET технологии и используют P-канальные JFET транзисторы во входном каскаде (см. Рис.5.9). Оставшаяся часть операционных усилителей выполняется на биполярных транзисторах. Для минимизации напряжения смещения и температурного дрейфа смещения в BiFET операционном усилителе используется лазерная подгонка на пластине. Сначала минимизируется дрейф напряжения смещения путем уравнивания токов JFET танзисторов, составляющих дифференциальную пару входного каскада. Далее подстраиваются истоковые резисторы для минимизации входного напряжения смещения. Для предусилителя фотодиода был выбран ОУ AD795, а его основные характеристики приведены на Рис.5.10.

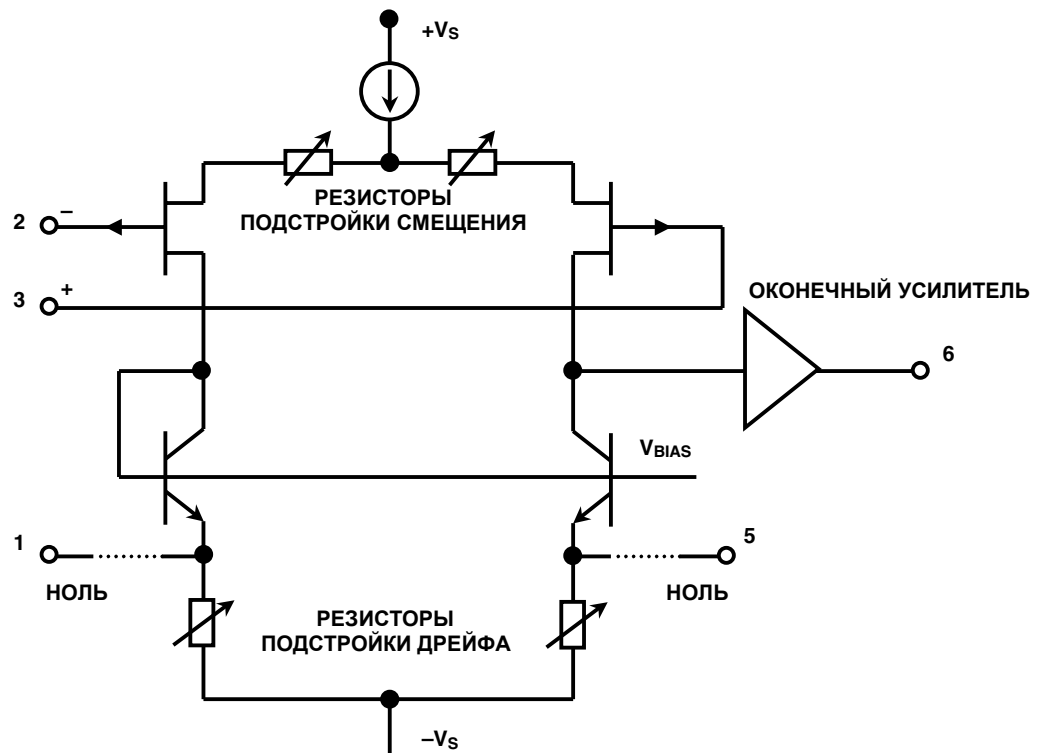


Рис.5.9. Входной каскад BiFET операционного усилителя.

- ◆ Напряжение смещения: 250 мкВ @ 25°C (градация К)
- ◆ Дрейф напряжения смещения: 3 мкВ @ 25°C (градация К)
- ◆ Входной ток: 1 пА @ 25°C (градация К)
- ◆ Шумовое напряжение 0.1 Гц .. 10 Гц: 2.5 мкВ р-р
- ◆ 1/f частота излома: 12 Гц
- ◆ Шумовое напряжение: 10 нВ/√Гц @ 100 Гц
- ◆ Шумовой ток: 0.6 фА/√Гц @ 100 Гц
- ◆ Рассеиваемая мощность: 40 мВт @ 15 В
- ◆ Произведение усиления на частоту: 1 МГц

Рис.5.10. Основные спецификации BiFET операционного усилителя AD795.

Поскольку ток диода измеряется единицами пА, особое внимание следует уделить возможным путям тока утечки в реальной схеме. Два параллельных проводника на печатной плате из тщательно очищенного стеклотекстолита, на расстоянии 0.05 дюйма (1.25 мм) друг от друга, длиной 1 дюйм (25 мм) дают сопротивление утечки около $10^{11}\Omega$ при температуре +125°C. Если к этим проводникам приложено напряжение 15 В, то ток утечки составит 150 пА.

На Рис.5.11 критический путь тока утечки лежит внутри контура, очерченного штриховой линией. Резистор обратной связи должен быть тонкопленочным на керамике либо на стекле со стеклянной изоляцией. Компенсационный конденсатор (параллельный резистору обратной связи) должен иметь полипропиленовый либо полистироновый диэлектрик. Все подключения к точке суммирования следует выполнять короткими проводами. Если для подключения фотодиода к предусилителю используется кабель, то он должен быть минимально возможной длины и иметь тефлоновую изоляцию.

Для уменьшения паразитных токов утечки следует пользоваться методами защитного экранирования, защищая входы усилителя от высоких градиентов потенциалов по поверхности печатной платы. Физически защита представляет собой проводник с низким импедансом, охватывающий входную линию и находящийся при потенциале этой линии. Он буферизует ток утечки, отвлекая его от чувствительных узлов.

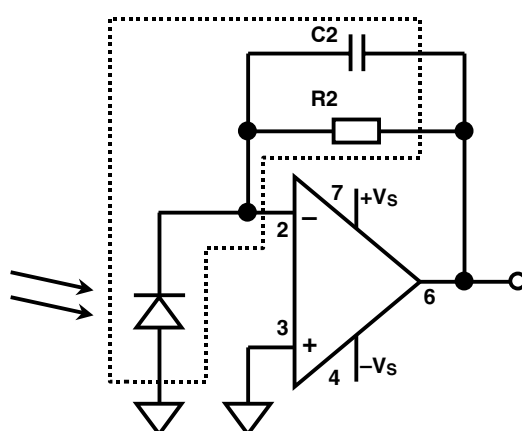


Рис.5.11. Путь тока утечки.

Метод защитного экранирования зависит от способа включения операционного усилителя (прямое - режим повторения или инверсное). На Рис.5.12 показан фрагмент печатной платы с защитным экранированием входов ОУ AD795 в корпусе DIP («N»). Расстояние между выводами корпуса позволяет прокладывать проводники между этими выводами. В инверсном включении защитные проводники охватывают инверсный вход (вывод 2) и идут параллельно входному проводнику. В режиме повторителя напряжением защиты является напряжение обратной связи на выводе 2, инверсного входа. При обоих способах включения, если только возможно, проводники защиты следует располагать на обеих сторонах платы и обязательно соединять их.

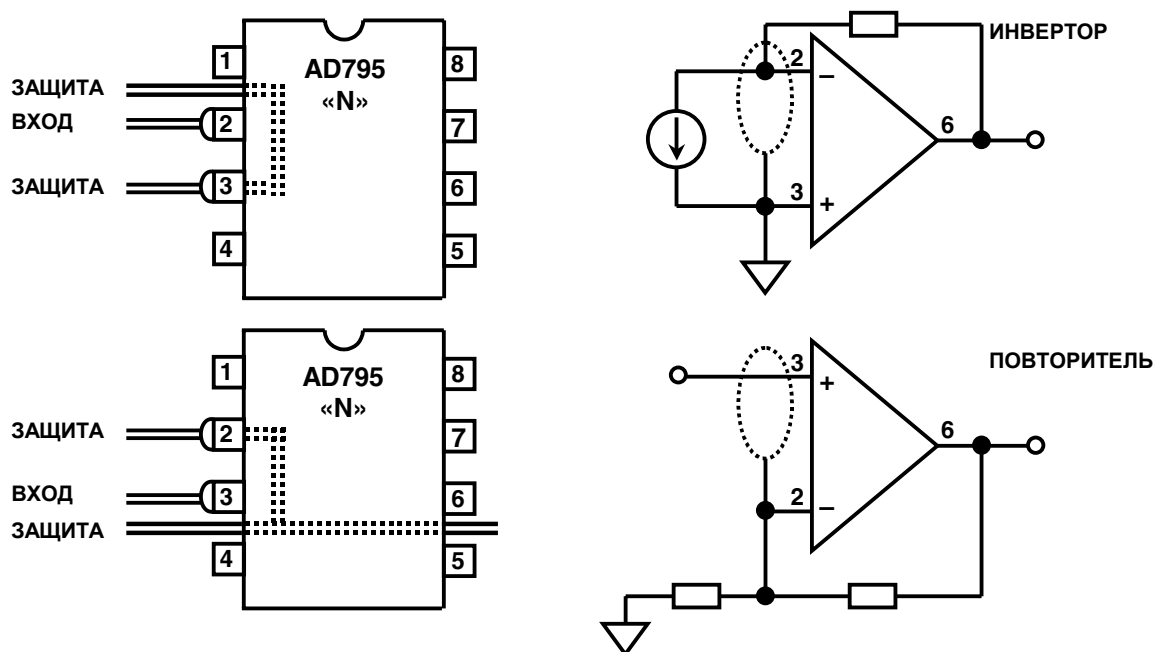


Рис.5.12. Фрагмент печатной платы с защитным экранированием для корпуса DIP.

Задача несколько усложняется при использовании корпуса SOIC («R») для поверхностного монтажа из-за того, что малое расстояние между выводами не позволяет проложить между ними проводник. Рис.5.13 показывает предпочтительный способ того, как выйти из положения. Трасса защиты прокладывается через «неподключенные» выводы корпуса 1, 5 и 8.

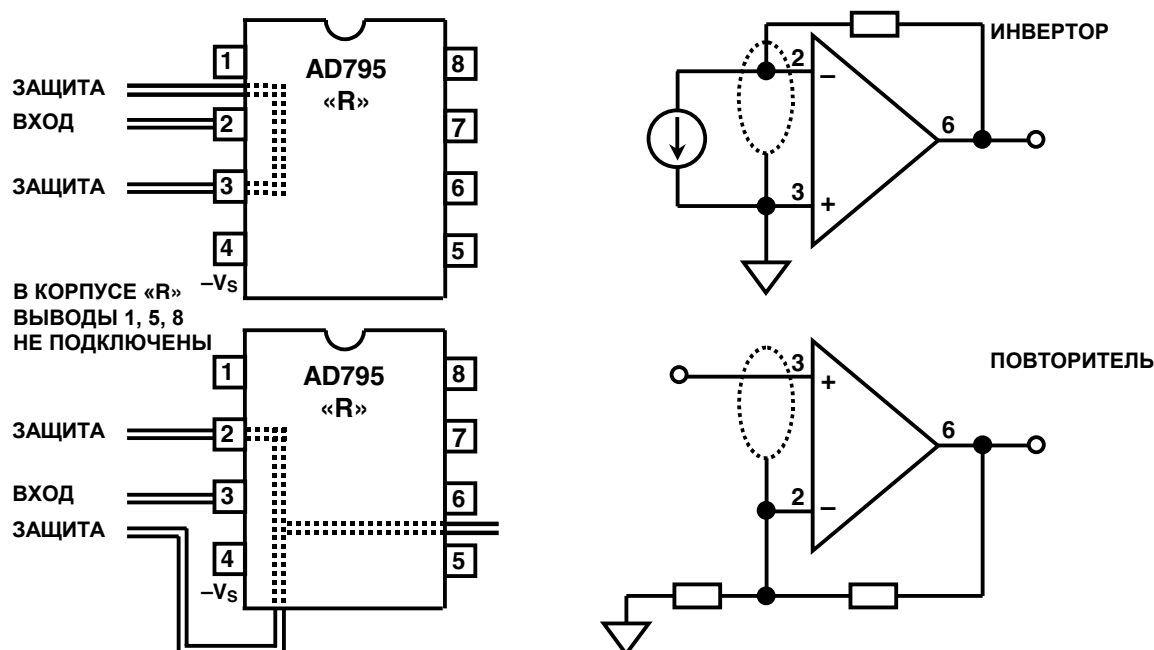


Рис.5.13. Фрагмент печатной платы с защитным экранированием для корпуса SOIC.

Для приложений с экстремально низкими входными токами (как при использовании AD549 с входным током 100 фА) все подключения к входу операционного усилителя следует выполнять через изоляционную стойку из тефлона. Если технология и конструкция позволяют, вывод инверсного входа операционного усилителя следует распаявать непосредственно на тефлоновую стойку (см. Рис.5.14), минуя отверстие в печатной плате. Самое печатную плату следует далее тщательно очистить и затем провести ее защитное покрытие соответствующим высококачественным составом.

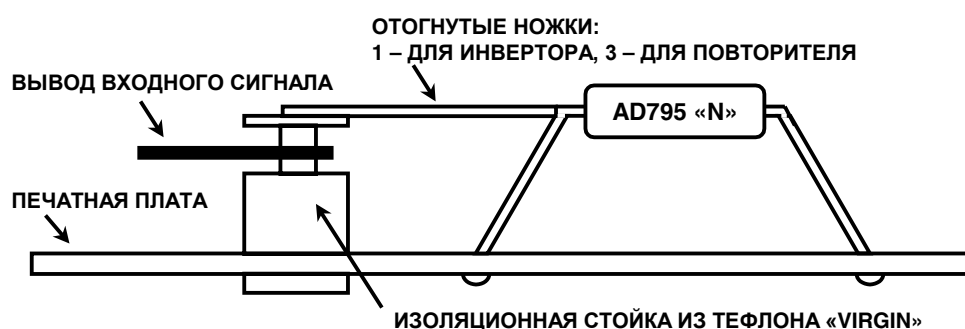


Рис.5.14. Входной контакт, подключаемый через изоляционную стойку из тефлона «VIRGIN».

Для минимизации токов утечки вся схема должна быть дополнительно тщательно экранирована с помощью металлического заземленного экрана для того, чтобы предотвратить проникновение в схему наводок.

Рассмотрение напряжения смещения предусилителя и его дрейфа

Модель для оценки влияния напряжения смещения и входного тока предусилителя фотодиода показана на Рис.5.15. Существует два важных момента, относящиеся к данной схеме. Первое, параллельное сопротивление ($R1$) в существенной мере зависит от температуры - его величина уменьшается в два раза при росте температуры на каждые 10°C . При комнатной температуре ($+25^{\circ}\text{C}$) $R1 = 1000 \text{ M}\Omega$, но при $+70^{\circ}\text{C}$ уменьшается до $43 \text{ M}\Omega$, что оказывает радикальное влияние на величину шумового усиления по постоянному току и, следовательно, на величину напряжения смещения на выходе. В данном примере при $+25^{\circ}\text{C}$ шумовое усиление на постоянном токе равно 2, а при $+75^{\circ}\text{C}$ увеличивается до 24.

Второе, входной ток операционного усилителя удваивается при росте температуры на каждые 10°C . Входной ток создает ошибку на выходе, равную $I_B * R2$. При $+75^{\circ}\text{C}$ входной ток увеличивается до 24 пА по сравнению с 1 пА при $+25^{\circ}\text{C}$. Обычно постановка дополнительного резистора ($R3$) с неинвертирующего входа операционного усилителя на землю, равного параллельному соединению $R1$ и $R2$, дает эффект компенсации первого порядка величины. Однако, поскольку величина $R1$ меняется с температурой, применение данного метода не эффективно. К тому же, входной ток создаст падение напряжения на компенсационном резисторе $R3$, которое, в свою очередь, приложится к фотодиоду, что вызовет появление нелинейности отклика диода.

На Рис.5.12 приводятся величины ошибок смещения, приведенные к выходу. При $+70^{\circ}\text{C}$ полная ошибка составляет 33.24 мВ . Данная величина является приемлемой для рассматриваемого устройства. Конечно, входной ток является основным компонентом ошибки при высокой температуре. Эксплуатация при пониженном питании, уменьшение выходной нагрузки и отвод тепла - вот некоторые из способов уменьшения ошибок данного типа. Добавление цепи внешней балансировки минимизирует ошибку начального напряжения смещения.

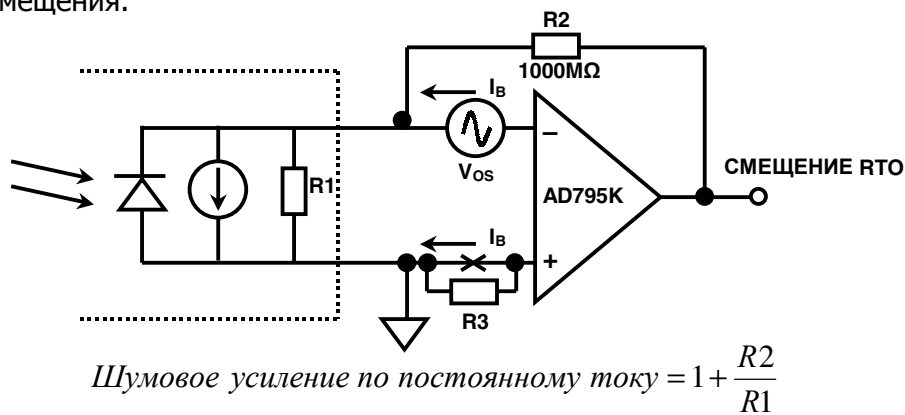


Рис.5.15. Ошибки смещения по постоянному току предусилителя AD795.

	0°C	25°C	50°C	70°C
V_{os}	0.325 мВ	0.250 мВ	0.325 мВ	0.385 мВ
Шумовое усиление	1.1	2	7	24
V_{os} , ошибка на выходе	0.358 мВ	0.500 мВ	2.28 мВ	9.24 мВ
I_B	0.2 пА	1.0 пА	6.0 пА	24 пА
I_B , ошибка на выходе	0.2 мВ	1.0 мВ	6.0 мВ	24 мВ
Полная ошибка на выходе	0.558 мВ	1.50 мВ	8.28 мВ	33.24 мВ

Рис.5.16. Полная ошибка смещения на выходе предусилителя AD795K.

Термоэлектрические потенциалы как источник входного напряжения смещения

Термоэлектрические потенциалы генерируются при электрическом соединении разнородных материалов, находящихся при различной температуре. Так медный проводник печатной платы, соединенный с коваровым выводом корпуса ТО-99 ИС дает напряжение смещения в 40 мкВ/°С. Стандартный оловянно-свинцовый припой, будучи соединенным с медью проводника, даст термоэлектрическое напряжение 1 .. 3 мкВ/°С. Существуют специальные кадмий-оловянные припои, уменьшающие термоэлектрический потенциал до 0.3 мкВ/°С [8, стр.127]. Решение данной проблемы состоит в обеспечении того, чтобы прямой и инверсный входы операционного усилителя подключались к одному и тому же материалу проводника и в создании такого температурного поля на плате, чтобы оба этих соединения были при одной и той же температуре. В случае, если для подключения инверсного входа операционного усилителя используется стойка из тефлона (см. Рис.5.14), здравый смысл требует выполнить подключение прямого входа подобным же образом, с целью минимизации термоэлектрического эффекта.

Разработка предусилителя по переменному току, его полоса и стабильность

В основе процесса разработки предусилителя по переменному току лежит правильное понимание шумового усиления схемы как функции от частоты. Изображение усиления от частоты в двойном логарифмическом масштабе существенно упрощает анализ (см. Рис.5.17). Часто данный график называется диаграммой Боде. Шумовое усиление представляет собой усиление, которое «видно со стороны источника напряжения малого сигнала», включенного последовательно к входным зажимам операционного усилителя. Это усиление равно усилению для сигнала с включением ОУ в режиме повторения напряжения (усиление от точки «А» до выхода). В случае предусилителя с фотодиодом, ток сигнала втекает в цепь (C2 || R2). Здесь важно понимать разницу между усилением по сигналу и шумовым усилением, поскольку именно шумовое усиление определяет стабильность усилителя вне зависимости от того, как подается реальный сигнал.

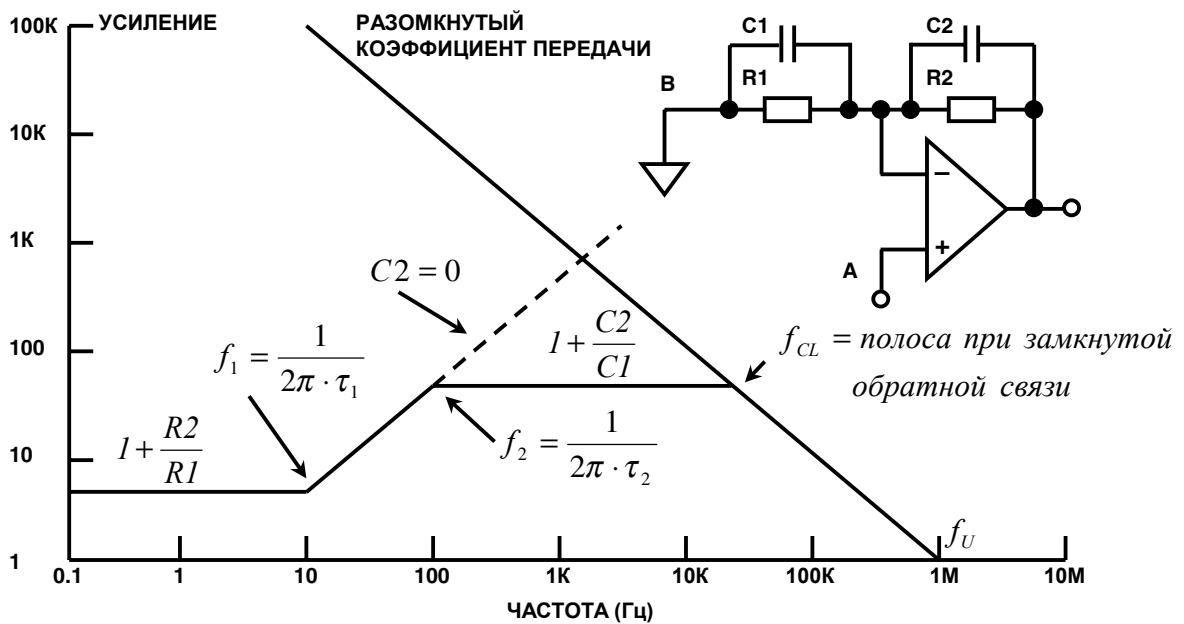


Рис.5.17. Обобщенная диаграмма Боде для шумового усиления (NG).

$$NG = 1 + \frac{R2 \cdot (R1 \cdot C1 \cdot s + 1)}{R1 \cdot (R2 \cdot C2 \cdot s + 1)} = \left[1 + \frac{R2}{R1} \right] \cdot \frac{|\tau_1 s + 1|}{|\tau_2 s + 1|}$$

$$\tau_1 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \cdot [C1 + C2] \quad \tau_2 = R2 \cdot C2$$

Стабильность системы определяется относительным наклоном шумового усиления и разомкнутого коэффициента усиления ОУ в точке их пересечения. Для обеспечения безусловной стабильности, кривая шумового усиления должна пересекать кривую разомкнутого усиления с относительным наклоном менее чем 12 дБ/октаву (20 дБ/декаду). Пунктирная линия показывает точку пересечения с относительным наклоном 12 дБ/октаву, что указывает на нестабильность схемы. Вот что произошло бы, если бы в схеме с фотодиодом не была установлена емкость обратной связи (т.е. $C2 = 0$).

На частоте $1/2\pi\tau_1$ где $\tau_1 = R1 || R2 \cdot (C1 + C2)$ имеет место «ноль» функции шумового усиления. А на частоте $1/2\pi\tau_2$, где $\tau_2 = R2 \cdot C2$ - «полюс», данная частота равна сигнальной полосе предусилителя при подаче сигнала со стороны точки «В». На низких частотах шумовое усиление равно $1 + R2/R1$. На высоких - равно $1 + C1/C2$. Точка пересечения шумового усиления и разомкнутого усиления ОУ называется *полосой усилителя с замкнутой петлей обратной связи*. Отметим, что *сигнальная полоса* или *полоса сигнала*, приложенного в точке «В» много меньше и равна $1/2\pi R2 \cdot C2$.

На Рис.5.18 изображена диаграмма Боде предусилителя с фотодиодом с действительными номиналами элементов. Выбор $C2$ определяет действительную сигнальную полосу (полосу сигнала) (16 Гц) и запас по фазе. Чем меньше $C2$, тем выше сигнальная полоса и меньше запас по фазе. Интересно отметить, что не смотря на то, что сигнальная полоса составляет 16 Гц, полоса операционного усилителя с замкнутой петлей составляет 167 Гц.

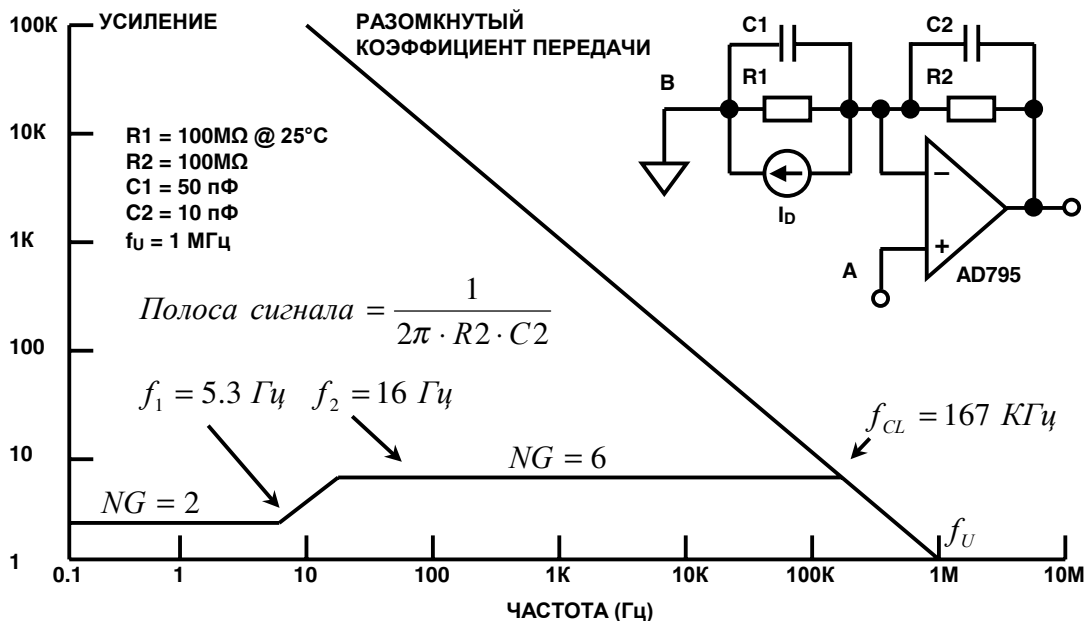


Рис.5.18. Шумовое усиление предусилителя на AD795 при +25°C.

Важно отметить, что изменения температуры не оказывают значительного влияния на стабильность данной схемы. Изменения величины $R1$ (сопротивления параллельного фотодиоду) влияют только на шумовое усиление на НЧ и на положение нуля в функции передачи. Усиление же на ВЧ определяется отношением $C1/C2$.

Анализ шумов предусилителя фотодиода

В начале рассмотрим спектральные плотности шумового напряжения и тока операционного усилителя AD795, показанные на Рис.5.19. Рабочие характеристики AD795 действительно впечатляющи для операционных усилителей с JFET входами: шум составляет 2.5 мВ р-р для 0.1 .. 10 Гц, а частота излома 1/f шума составляет 12 Гц, что выгодно выделяет их при сравнении с лучшими биполярными операционными усилителями. Как показано на рисунке, шумовой ток операционного усилителя много меньше, чем для биполярных устройств, что делает AD795 идеальным выбором для высокоимпедансных приложений.

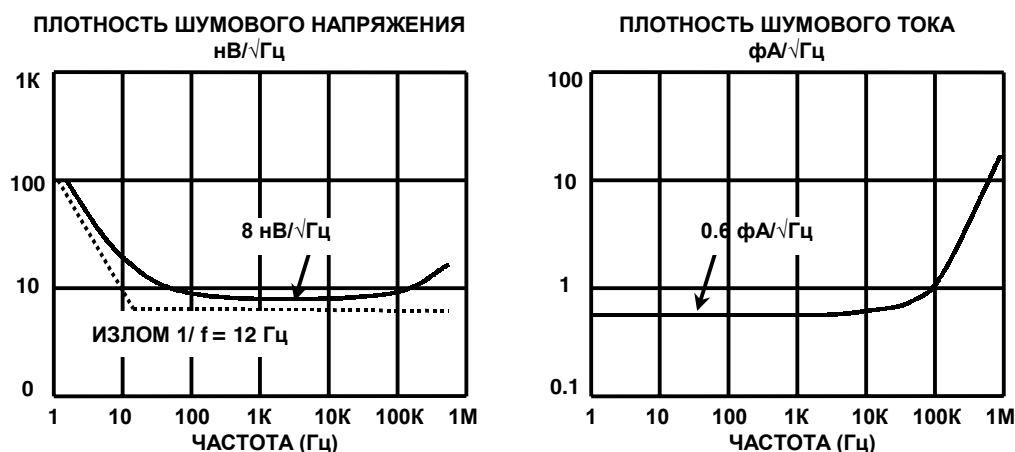


Рис.5.19. Шумовое напряжение и ток AD795.

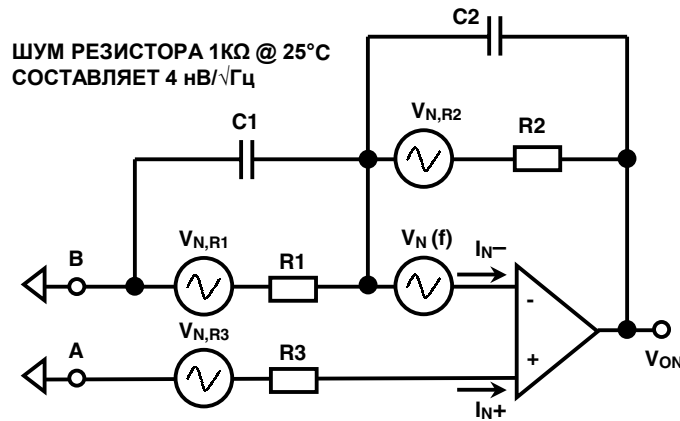
Полная шумовая модель операционного усилителя приводится на Рис.5.20. Каждая индивидуальная компонента шума на выходе рассчитывается путем интегрирования квадрата ее спектральной плотности по соответствующей полосе частот с последующим извлечением квадратного корня:

$$СКВ \text{ шум на выходе от } V_1 = \sqrt{\int V_1(f)^2 df}$$

В большинстве случаев интегрирование можно провести по графикам индивидуальных спектральных плотностей, наложенных на графики шумового усиления. Полный шум на выходе получают суммированием отдельных компонент в квадратурах (RSS). В таблице Рис.5.20 показан алгоритм расчета каждой из компонент. Коэффициент 1.57 ($1/2\pi$) требуется для того, чтобы преобразовать полосу, образованную однополюсной функцией фильтра НЧ, в эквивалентную шумовую полосу. Спектральная плотность теплового (Джонсоновского) шума резистора выражается следующей формулой:

$$V_R = \sqrt{4kTR}$$

где k - постоянная Больцмана (1.38×10^{-23} Дж/К), T - абсолютная температура в К (шкала Кельвина). Спектральная плотность шума $1\text{K}\Omega$ резистора при $+25^\circ\text{C}$ составляет $4\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. Тепловой шум имеет широкую полосу и его спектральная плотность постоянна по частоте.



ШУМ РЕЗИСТОРА 1КΩ @ 25°C
СОСТАВЛЯЕТ 4 нВ/√Гц

Источник шума	Шум на выходе (RTO)	Интегральная полоса (BW)*
$V_N(f)$	$V_N(f) \cdot NG$	$1.57 \cdot CL$
I_{N+}	$I_{N+} \cdot R3 \cdot NG$	$1.57 \cdot CL$
I_{N-}	$I_{N-} \cdot R2$	$1.57 \cdot S$
R1	$V_{N,R1} \cdot (R1/R2)$	$1.57 \cdot S$
R2	$V_{N,R2}$	$1.57 \cdot S$
R3	$V_{N,R3} \cdot NG$	$1.57 \cdot CL$

*CL – полоса с замкнутой обратной связью, S – полоса сигнала

Рис.5.20. Шумовая модель усилителя.

Шум входного напряжения

Для получения графика спектральной плотности шумового напряжения на выходе, обусловленного входным шумовым напряжением, график спектральной плотности входного шумового напряжения умножается на шумовое усиление. Это действие выполняется наиболее простым способом по диаграмме Бode (в двойном логарифмическом масштабе). Затем получают полное выходное среднеквадратичное напряжение шума путем интегрирования квадрата спектральной плотности выходного напряжения шума и извлечения из результата квадратного корня. В большинстве случаев интегрирование может быть приближенным. В области $1/f$ обычно используется нижний предел полосы частот 0.01 Гц. Если полоса при интегрировании спектральной плотности напряжения шумов более нескольких сотен Гц, спектральную плотность входного напряжения шума можно рассматривать как константу. Обычно хорошую точность получают, если берут в качестве такой константы величину спектральной плотности напряжения входного шума на частоте 1 КГц.

Важно отметить, что вклад от входного напряжения шумов следует интегрировать по полосе замкнутой петли операционного усилителя (f_{cl} , частота, на которой кривая шумового усиления пересекает кривую усиления ОУ с разомкнутой петлей). Сказанное справедливо для всех прочих компонент, которые имеют усиление равное шумовому (компонента входного шумового тока прямого входа операционного усилителя, шум входных резисторов на прямом входе).

Входной шумовой ток инверсного входа протекает через цепь обратной связи, давая тем самым свою выходную компоненту. Спектральная плотность шума входного тока почти постоянна по частоте, поэтому интегрирование состоит в умножении спектральной плотности тока (измеренной на 1КГц) на сигнальную полосу ($1/2\pi \cdot R2 \cdot C2$) и нормирующий коэффициент перехода (от сигнальной полосы к шумовой) 1.57.

Тепловой (Джонсоновский) шум входного резистора R1

Шумовой ток входного резистора $R1$ так же протекает через цепь обратной связи и дает выходную компоненту шума. Шумовая полоса интегрирования так же равна 1.57 сигнальной полосе.

Шум входного тока прямого (неинверсного) входа

Шумовой ток прямого входа I_{N+} дает на резисторе $R3$ шумовое напряжение, которое проходит на выход через схему с шумовым усилением. Поэтому полоса для интегрирования определяется полосой замкнутой петли операционного усилителя. Однако данной компоненты не будет, если $R3 = 0$ или $R3$ блокировано большой емкостью (последнее весьма желательно, если операционный усилитель включается инверсно).

Тепловой (Джонсоновский) шум резистора в цепи прямого (неинверсного) входа

Шумовое напряжение от резистора $R3$ проходит на выход так же через цепь с шумовым усилением. Если $R3$ блокировать в достаточной мере конденсатором, то данной компоненты на выходе не будет.

Резюме по шумовой работе схемы с фотодиодом

На Рис.5.21 приведены спектральные плотности шумов на выходе для каждой из компонент при +25°C. Компоненты от I_{N+} и $R3$ отсутствуют? так как прямой вход операционного усилителя заземлен.

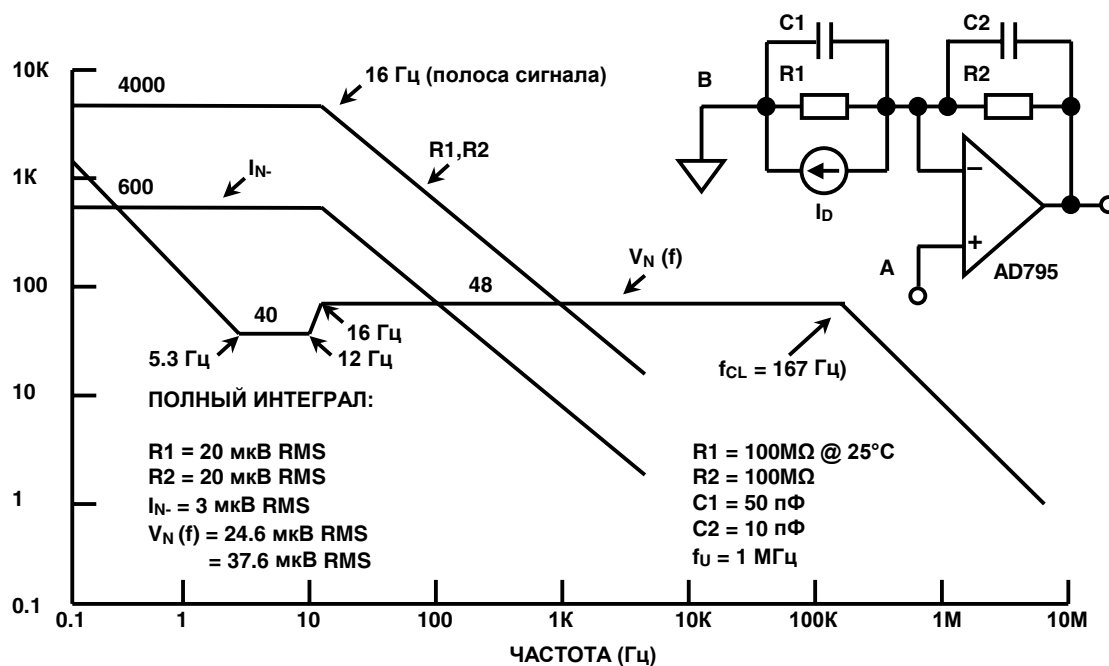


Рис.5.21. Спектральные плотности шумовых компонент на выходе (нВ/√Гц) при +25°C.

Уменьшение шума при использовании выходного фильтра

Из выше проведенного анализа следует, что наибольший вклад в выходное шумовое напряжение при 25°C вносит компонента входного напряжения шума, пересчитанная на выход через шумовое усиление. Данная компонента велика главным образом потому, что полоса интегрирования простирается до 167 КГц (точка пересечения кривой шумового усиления и усиления с разомкнутой петлей операционного усилителя). Если на выходе операционного усилителя поставить однополюсный НЧ фильтр (как показано на Рис.5.22) с частотой среза 20 Гц ($R = 80 \text{ M}\Omega$, $C = 0.1 \text{ мкФ}$), указанная компонента уменьшится до 1 мкВ действующего. Отметим, что такой результат невозможно было бы получить простым увеличением емкости обратной связи C_2 . Увеличение C_2 понижает шумовое усиление на высоких частотах, но пропорционально увеличивается полоса интегрирования. В то же время, большая величина C_2 может существенно уменьшить полосу сигнала и довести уровень сигнала до величины неприемлемой. Постановка на выходе простейшего фильтра уменьшает шум на выходе до 28.5 мкВ действующих, что составляет приблизительно 75% от первоначальной величины. После этого компонентами с наибольшим вкладом становятся шумы резисторов и тока.

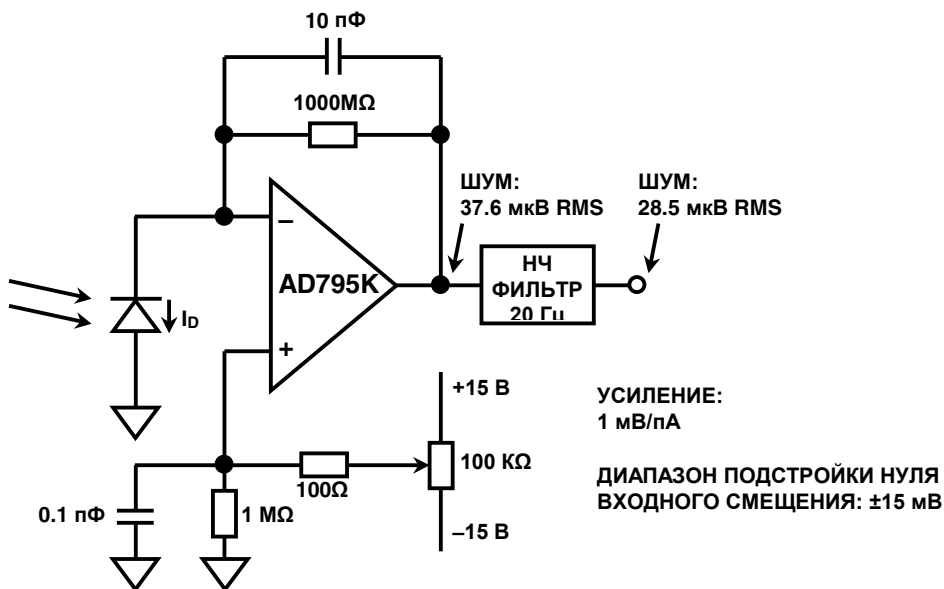


Рис.5.22. Предусилитель фотодиода на AD795 с подстройкой нуля смещения.

Резюме по работе схемы

Конечный вариант схемы показан на Рис.5.22. Рабочие характеристики приводятся на Рис.5.23. Полный дрейф выходного напряжения в диапазоне температур 0 .. +70°C составляет 33 мВ, что соответствует току фотодиода 33 пА или освещенности около 0.001 фут-свечи (освещенность ясной безлунной ночи). Для компенсации смещения нуля при комнатной температуре можно использовать схему регулировки в цепи неинвертирующего входа операционного усилителя.

Отметим, что данный способ лучше, чем использование выводов регулировки смещения операционного усилителя, так как выбор каждого милливольт смещения по выводам увеличивает температурный дрейф на 3 мкВ/°C. К тому же, AD795 в корпусе SOIC не имеет выводов внешней балансировки.

Входная чувствительность, исходя из уровня напряжения выходного шума 44 мкВ, получается делением выходного напряжения шума на величину резистора обратной связи R_2 . Что дает величину минимального регистрируемого тока фотодиода 44 фА. Если для кодирования 10 В сигнала полной шкалы используется 12-разрядный АЦП, то вес младшего значащего разряда (LSB) составляет 2.5 мВ. Уровень выходного шума существенно меньше данной величины.

- ◆ Ошибка смещения на выходе (0 .. +70°C): 33 мВ
- ◆ Выходная чувствительность: 1 мВ/пА
- ◆ Выходная фоточувствительность: 30 В/фут-свеча
- ◆ Полный выходной шум @ +25°C: 28.5 мВ действующих
- ◆ Полный входной шум @ +25°C: 44 фА действующих (26.4 p-p)
- ◆ Диапазон при $R_2=1000 \text{ M}\Omega$: 0.001 .. 0.33 фут-свечей
- ◆ Полоса: 16 Гц

Рис.5.23. Резюме по работе предусилителя фотодиода на AD795.

Компромиссные решения

Для описанной конструкции предусилителя могут быть приняты некоторые компромиссные решения. В схеме можно получить большую сигнальную полосу в обмен на больший уровень шумов на выходе. Уменьшение емкости конденсатора обратной связи C_2 до 1 пФ даст увеличение сигнальной полосы до 160 Гц. Дальнейшее уменьшение C_2 бессмысленно, поскольку ее величина приближается к значению паразитных емкостей. Кроме того, наличие определенной емкости C_2 необходимо для обеспечения стабильности предусилителя.

Если схема должна работать при более высокой освещенности (более 0.3fc), величину резистора обратной связи нужно уменьшить, что приведет к увеличению полосы схемы и уменьшению шума со стороны резистора. Если требуется переключение диапазонов, то следует уделить особое внимание топологии дополнительных цепей переключения с точки зрения минимизации утечек.

Компенсация в высокоскоростном фотодиодном I/V конвертере

Классический преобразователь ток-напряжение (ПТН) показан на Рис.5.24. Заметим, что его схема та же, что и схема предусилителя фотодиода, если положить $R1 \gg R2$. Полная входная емкость $C1$ представляет собой сумму емкости диода и входной емкости операционного усилителя. Данная схема представляет собой классическую схему второго порядка и требует должной компенсации.

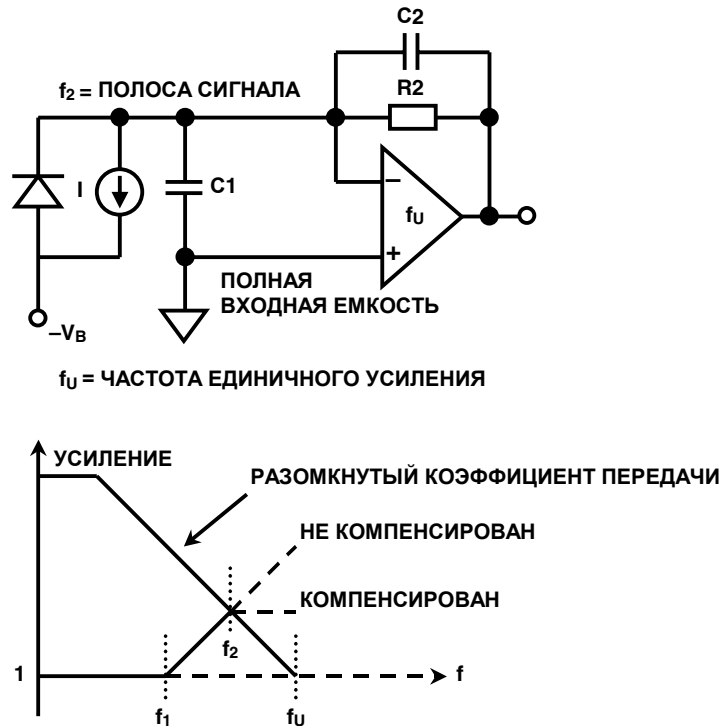


Рис.5.24. Компенсация входной емкости в преобразователе ток-напряжение.

Входная емкость $C1$ дает ноль в функции шумового коэффициента передачи на частоте f_1 , как показано на диаграмме Боде.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R2 \cdot C1}$$

Отметим, что мы пренебрегли влиянием компенсационного конденсатора $C2$ на частоту f_1 , предполагая его малость по сравнению с $C1$. В большинстве случаев данное допущение справедливо.

Если не выполнять компенсацию, то фазовый сдвиг на частоте пересечения f_2 приведет к нестабильности и осцилляциям в схеме. Введение полюса на частоте f_2 путем постановки конденсатора обратной связи $C2$ даст фазовый запас около 45° .

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot R2 \cdot C2}$$

Так как f_2 является среднегеометрическим от f_1 и f_u , то

$$f_2 = \sqrt{f_1 \cdot f_u}$$

Разрешая относительно C_2 :

$$C_2 = \sqrt{\frac{C_1}{2\pi \cdot R_2 \cdot f_u}}$$

Данная величина C_2 даст фазовый запас около 45° . Увеличив емкость в два раза, получим запас по фазе в 65° .

На практике величина C_2 определяется экспериментально, путем изменения величины относительно расчетной с целью оптимизации переходной характеристики.

Выбор ОУ для широкополосного фотодиодного ПТН

Для минимизации влияния входного тока операционного усилителя и обеспечения высокой светочувствительности, ОУ для быстрого ПТН должен быть широкополосным с FET транзисторами на входе. Частота среза f_2 :

$$f_2 = \sqrt{\frac{f_u}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_1}}$$

где C_1 - суммарная емкость на входе: емкости диода C_D и входной емкости операционного усилителя C_{IN} . Для высокоскоростных приложений величина емкости диода будет взята малой - единицы пФ.

Для увеличения f_2 , операционный усилитель с FET транзисторами на входе должен иметь большое значение единичного усиления f_U и малую величину входной емкости C_{IN} . Фактически, отношение f_U к C_{IN} является хорошим показателем качества при подборе операционного усилителя для быстрого приложения.

На Рис.5.25 сравнивается ряд операционных усилителей с FET входами, пригодных к применению в предусилителях с фотодиодами. Операционный усилитель AD823 среди всех приведенных имеет наибольшее отношение f_U к C_{IN} и обладает, к тому же, низким входным током. По этой причине данный операционный усилитель выбран для конструирования широкополосного предусилителя.

	Частота ед. усиления, f_U (МГц)	Входная емкость, C_{IN} (пФ)	f_U / C_{IN} (МГц/пФ)	Входной ток, I_B (пА)	Шумовое напряжение (нВ/ $\sqrt{Гц}$)
AD823	16	1.8	8.9	3	16
AD843	34	6	5.7	600	19
AD744	13	5.5	2.4	100	16
AD845	16	8	2	500	18
OP42	10	6	1.6	100	12
AD745*	20	20	1	250	2.9
AD795	1	1	1	1	8
AD820	1.9	2.8	0.7	2	13
AD743	4.5	20	0.2	250	2.9

Рис.5.25. Сравнение ОУ с полевыми транзисторами на входе для широкополосных предусилителей с фотодиодов

Конструирование высокоскоростного предусилителя фотодиода

В качестве иллюстрации будет использоваться фотодиод HP 5082-4204 PIN. Его характеристики приводятся на Рис.5.26. Данный диод является типичным представителем коммерчески поставляемых PIN фотодиодов. Диод работает при обратном смещении или включен в *фотопроводящем режиме*, что является типичным для высокоскоростных приложений. Такое включение резко уменьшает емкость перехода, но при этом появляется *темновой ток* малой величины, существующий даже при отсутствии освещения (далее в разделе будет показан способ компенсации этого тока).

Данный фотодиод линеен от освещенности до тока около 50 .. 100 мкА. Его динамический диапазон ограничивается полным шумом схемы и темновым током диода (предполагая отсутствие компенсации).

- ◆ Чувствительность @ 1 мВт, 900 нм: 350 мкВ
- ◆ Максимальный линейный входной ток: 100 мкА
- ◆ Площадь: 0.002 см² (0.2 мм²)
- ◆ Емкость @ 10 В обратного смещения: 4 пФ
- ◆ Параллельное (выходное) сопротивление: 10¹¹ Ω
- ◆ Время нарастания: 10 нс
- ◆ Темновой ток @ 10 В обратного смещения: 600 пА

Рис.5.26. Фотодиод HP 5082-4204.

Используя схему на Рис.5.27, положим, что мы хотим получить выходной сигнал с верхним пределом 10 В при токе фотодиода 100 мкА. Данное требование определит величину резистора обратной связи $R2 = 10 \text{ В}/100 \text{ мкА} = 100 \text{ К}\Omega$.

Величина полной входной емкости $C1 = C_D + C_{IN} = 4 \text{ пФ} + 1.8 \text{ пФ} = 5.8 \text{ пФ}$. Пользуясь полученными ранее соотношениями и используя величины $C1 = 5.8 \text{ пФ}$, $R2 = 100 \text{ К}\Omega$ и $f_U = 16 \text{ МГц}$ определим:

$$f_1 = 274 \text{ КГц}, C2 = 0.76 \text{ пФ}, f_2 = 2.1 \text{ МГц}$$

В окончательной схеме (см. Рис.5.27) отметим, что для уменьшения паразитной емкости 100 КΩ резистор обратной связи составлен из трех пленочных резисторов 33.2 КΩ. конденсатор обратной связи $C2$ выполнен в виде керамического триммера 1.5 пФ для оптимизации и подстройки переходной характеристики устройства. Полоса устройства составляет около 2 МГц.

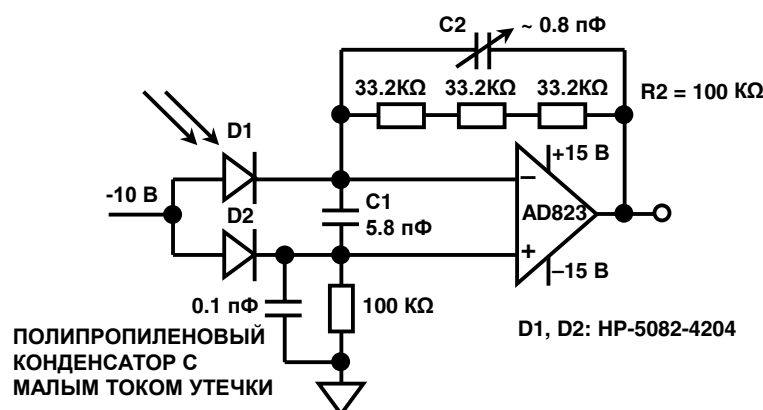


Рис.5.27. 2МГц предусилитель фотодиода с компенсацией темнового тока.

Верхний предел выходного сигнала составляет 10 В при токе диода 100 мкА и приведенная к выходу ошибка от темнового тока 600 пА составляет 60 мВ. Ошибку темнового тока можно скомпенсировать, используя второй фотодиод того же типа в цепи прямого входа операционного усилителя, как показано на Рис.5.27.

Анализ шума быстрого предусилителя фотодиода

Как делается всегда при анализе шумов, необходимо определить доминирующие компоненты шума. Поскольку операция сложения шумов носит квадратурный характер (RSS), то компонент, превосходящий другие в 3..4 раза является доминирующим, а все прочие могут быть опущены без заметной потери точности в конечном результате.

В случае широкополосного предусилителя, доминирующими источниками выходного шума являются: входное напряжение шума операционного усилителя V_N и тепловой шум резистора R_2 $V_{N,R2}$ (см. Рис.5.28).

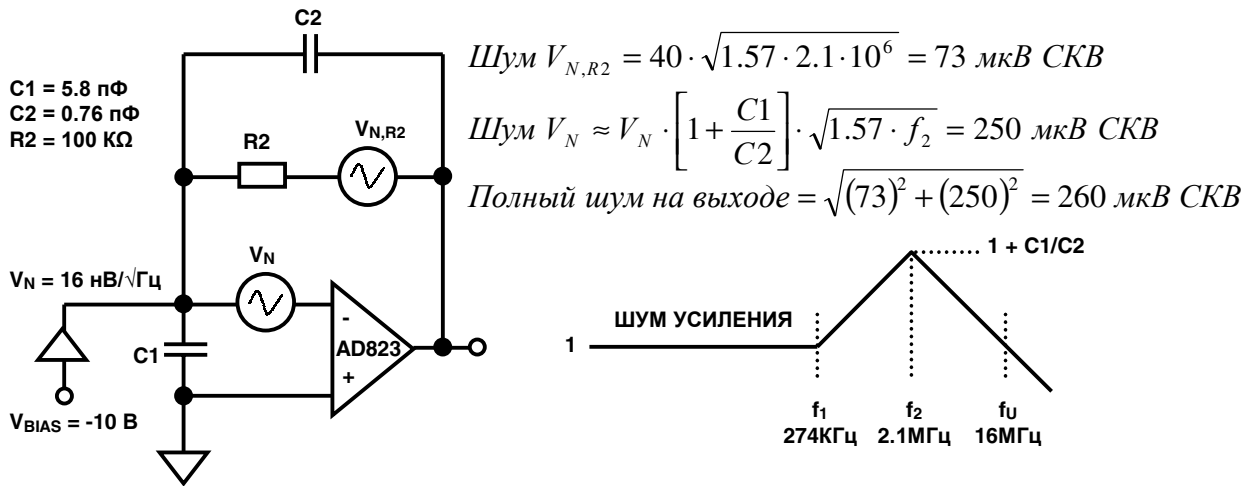


Рис.5.28. Эквивалентная схема для анализа выходного шума.

Величина шума входного тока FET ОУ пренебрежимо мала. Дробовый шум фотодиода (от тока обратного смещения), пренебрежимо мал из-за фильтрующего действия параллельной емкости C_1 . Тепловой шум резистора рассчитывается из известного соотношения для спектральной плотности $4 \text{ нВ} \cdot (100 \text{ к}\Omega / 1 \text{ к}\Omega) / \sqrt{\text{Гц}} = 40 \text{ нВ} / \sqrt{\text{Гц}}$. Полоса интегрирования - сигнальная полоса, 2.1 МГц, дает полный выходной среднеквадратичный шум 73 мкВ СКВ. Коэффициент 1.57 преобразует полосу однополюсного ФНЧ в эквивалентную шумовую полосу.

Выходной шум от входного напряжения шума операционного усилителя получают путем умножения напряжения шума на шумовое усиление и дальнейшим интегрированием результата по частоте. Очевидно, что в случае широкополосного каскада, можно пренебречь низкочастотным шумом. Основным источником выходного шума является высокочастотный шум, связанный с пиком шумового усиления в области частот от f_1 до f_U . Не сильно ошибемся, если предположим, что выходной шум постоянен по всему диапазону частот и возьмем в качестве шумового усиления максимальное значение усиления по переменному току $[1 + (C_1/C_2)]$ (см. Рис.5.28).

Полный среднеквадратичный шум на выходе состоит из двух компонент.

Полный динамический диапазон выходных сигналов можно рассчитать путем деления величины верхнего предела выходного сигнала (10 В) на величину полного выходного среднеквадратичного шума, 260 мкВ, выражая данное отношение в децибеллах, получим 92 дБ.

Высокоимпедансные датчики с зарядом на выходе

Некоторые высокоимпедансные преобразователи, такие как пьезоэлектрические датчики, гидрофоны (шумопеленгаторы) и некоторые типы акселерометров, требуют использования усилителя, который может преобразовать входной заряд в изменение напряжения на выходе. Поскольку данные устройства имеют высокий выходной импеданс по постоянному току, требуются соответствующие буферные элементы. Основная схема зарядочувствительного усилителя показана на Рис.5.29. Существует два типа преобразователей зарядового типа: емкостные преобразователи и преобразователи, генерирующие заряд (зарядовые преобразователи). В емкостных преобразователях напряжение на конденсаторе (V_C) поддерживается постоянным. Изменение емкости ΔC , порождает изменение заряда, $\Delta Q = \Delta C \cdot V_C$. Данный заряд преобразуется в выходное напряжение операционного усилителя, $\Delta V_{OUT} = -\Delta Q / C_2 = -\Delta C \cdot V_C / C_2$.

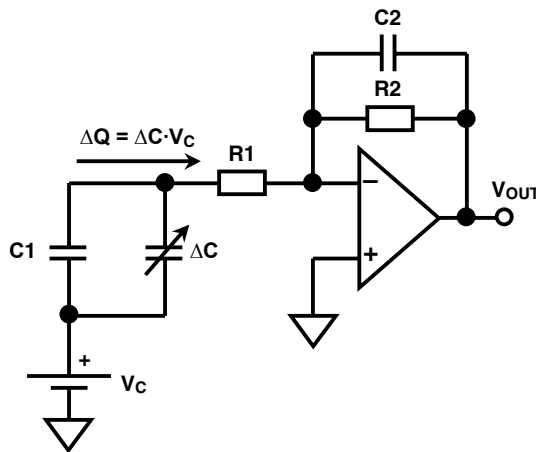


Рис.5.29. Зарядочувствительный усилитель для емкостного датчика.

Зарядовые преобразователи генерируют заряд на выходе, ΔQ , а их емкость остается постоянной. Этот заряд в нормальных условиях (при разомкнутой внешней цепи) создал бы на выходе напряжение равное $\Delta Q / C$.

$$\text{Для емкостных датчиков: } \Delta V_{OUT} = \frac{-V_C \cdot \Delta C}{C_2}$$

$$\text{Для зарядовых датчиков: } \Delta V_{OUT} = \frac{-\Delta Q}{C_2}$$

В практическом приложении зарядовый усилитель реагирует только на входные сигналы переменного тока. Верхняя частота среза равна $f_2 = 1/2\pi \cdot R_2 \cdot C_2$, а нижняя - $f_1 = 1/2\pi \cdot R_1 \cdot C_1$.

Схема низкошумящего зарядового усилителя

На Рисунке 5.30 показаны два способа преобразования выходного заряда с датчика заряда. Оба способа требуют применения операционного усилителя с очень высоким входным импедансом, такого как AD745. AD745 обладает также низким напряжением шума и низким шумовым током. Такая комбинация параметров делает данное устройство годным к применению в приложениях, требующих очень высокой зарядовой чувствительности, как, например, емкостные акселерометры и гидрофоны.

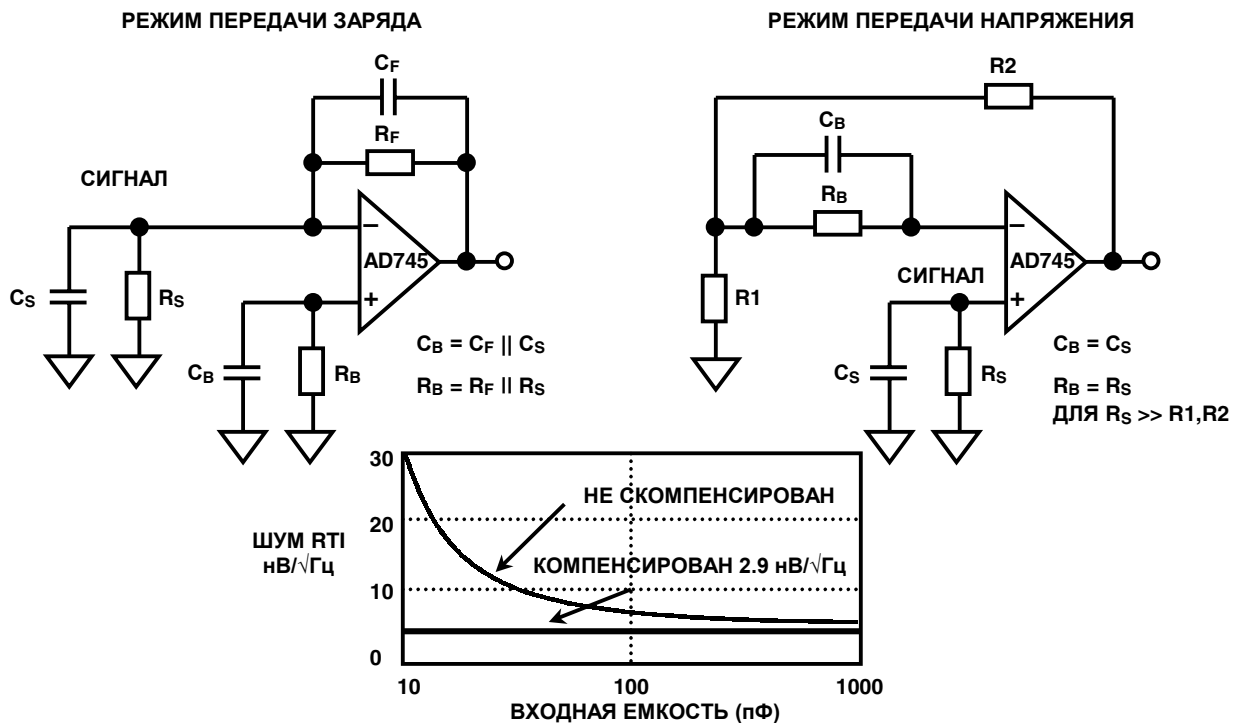


Рис.5.30. Компенсация импеданса источника сигналов уменьшает влияние входных токов и входной шум.

Левая цепь на Рис.5.30 использует операционный усилитель в инверсном включении. Усиление зависит от принципа преобразования заряда на инверсном входе операционного усилителя. Заряд с емкости датчика C_S переносится на конденсатор обратной связи C_F , давая, таким образом, напряжение на выходе равное $\Delta Q/C_F$. Входное напряжение шума усилителя появится на выходе с коэффициентом шумового усиления схемы по переменному току, $1 + C_S/C_F$.

Другая, правая схема, на Рис.5.30 является просто повторителем напряжения высокого импеданса с усилением. Здесь шумовое усиление равно сигнальному и равно $(1 + R_2/R_1)$. Резистор R_B в обеих схемах требуется для обеспечения цепи для протекания входного тока.

Для улучшения работы по постоянному току в диапазоне температур необходимо сбалансировать (уравнять) сопротивления на обоих входах операционного усилителя. Это выполняется с помощью резистора R_3 , как показано на Рис.5.30. Для улучшения работы по шумам, емкости по входам операционного усилителя также должны быть уравнены с помощью конденсатора C_B . Вообще говоря, для прецизионных малошумящих BiFET ОУ, как AD743/AD745, хорошей практикой является уравнивание импеданса (активного и реактивного) по обоим входам. Балансировка резистивных компонент улучшает работу по постоянному току в диапазоне температур, поскольку она уменьшает ошибки от действия входных токов. Балансировка входных емкостей минимизирует ошибки отклика операционного усилителя по переменному току. В операционном усилителе с FET входами токовый шум внутренней цепи смещения попадает на входы через емкости затвор-исток (20 пФ для AD743/745) и действует как дополнительный источник шумового напряжения. Данная компонента шума коррелирована по входам, и согласование импедансов по входам компенсирует ее действие. На Рис.5.30 показаны внешние компоненты нужных номиналов для инверсного и прямого включения операционного усилителя. Для величин C_B более 300 пФ точная балансировка не требуется и C_B может быть просто майларовой емкостью 0.01 мкФ или более.

Усилитель пьезоэлектрического преобразователя с усилением 40дБ для понижения входного тока работает с пониженным напряжением питания

На Рис.5.31 показан усилитель пьезоэлектрического преобразователя, включенный в режиме передачи напряжения. Уменьшение питания до $\pm 5\text{В}$ уменьшает эффект действия входного тока двояко: во первых, путем понижения рассеиваемой мощности, во вторых, путем уменьшения тока утечки затвор-переход. Установка внешнего теплоотвода (радиатора), как Aavid #5801 еще более ограничивает рост температуры внутри перехода.

Без разделительного конденсатора $C1$ усилитель будет работать в диапазоне температур $0 \dots +85^\circ\text{C}$. При использовании $C1$ (работа по переменному току) схема будет работоспособной в диапазоне температур $-55^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$, однако, информация по постоянному току будет утеряна.

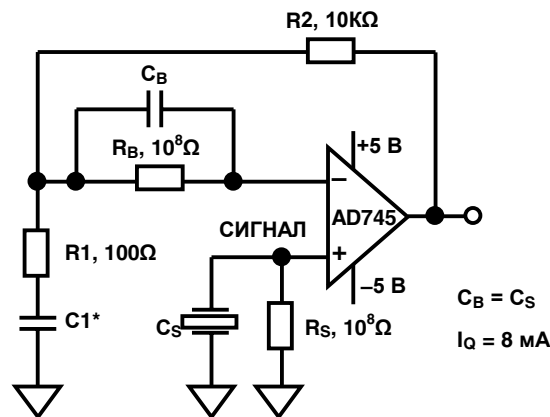


Рис.5.31. Усилитель пьезоэлектрического датчика с усилением 100.

Шумопеленгаторы

Существуют значительные проблемы конструирования при согласовании с «внешним миром» сигналов преобразователей значительной емкости, таких как гидрофоны, некоторые типы акселерометров и конденсаторные микрофоны. Раньше разработчики должны были использовать дорогостоящие гибридные усилители, состоящие из дискретных низкошумящих входных полевых транзисторов со стандартными ОУ после них. Это позволяло получить низкий уровень шумового напряжения и шумового тока, требуемый данными приложениями. Сейчас, используя AD743 и AD745, разработчики могут добиться почти тех же результатов в интегральном исполнении.

В гидроакустических станциях в качестве активного элемента гидрофона обычно используется пьезо-керамический цилиндр. Типовой цилиндр имеет номинальную емкость порядка 6000 пФ и последовательно с ней резистор около 10Ω. Выходной импеданс обычно составляет 100 МΩ.

Поскольку полезные сигналы гидрофона являются сигналами переменного тока весьма широкого динамического диапазона, шумы представляют постоянную заботу для разработчика. Минимальный уровень шумов собственно гидрофона и его предусилителя определяют чувствительность системы, а, стало быть, и его применимость. Полоса типового гидрофона лежит в области 1 КГц .. 10 КГц. Операционные усилители AD743 и AD745 с низкой спектральной плотностью шума, 2.9 нВ/√Гц, и высоким входным импедансом, 10 ГОм, являются идеальными устройствами для использования в качестве усилителей сигналов с гидрофонов.

Операционные усилители AD743 и AD745 - усилители-близнецы, отличающиеся только лишь уровнем внутренней коррекции. Операционный усилитель AD743 имеет внутреннюю коррекцию для стабильной работы с замкнутыми коэффициентами вплоть до единицы. Операционный усилитель AD745 имеет стабильное шумовое усиление 5 или выше, и его полоса и скорость нарастания существенно выше. Операционные усилители AD743 и AD745 обладают весьма низким нелинейных искажений: менее 0.0003% и 0.0002%, соответственно.

Работа операционных усилителей: JFET и биполярные устройства

Операционные усилители AD743 и AD745 являются первыми монолитными JFET устройствами, дающими величину шумового напряжения сравнимого с величиной параметра биполярных операционных усилителей при практическом отсутствие входных токов, в масштабах присущих биполярным устройствам. На Рис.5.32 показаны зависимости входного напряжения шума от сопротивления источника сигналов для операционного усилителя с компенсацией входного тока OP27 и JFET операционного усилителя AD745. Отметим, что уровни шума операционных усилителей AD743 и AD745 идентичны.

Очевидно, что при высоких импедансах источника низкий шумовой ток операционного усилителя AD745 обеспечивает более низкий полный шум, нежели прецизионный биполярный операционный усилитель. Важно отметить, что в случае операционного усилителя AD745, уменьшение шума простирается к низким импедансам источника. При высоких импедансах источника AD745 дает меньшую ошибку смещения и дрейфа напряжения смещения, как показано на Рис.5.32, что обусловлено малой величиной входного тока.

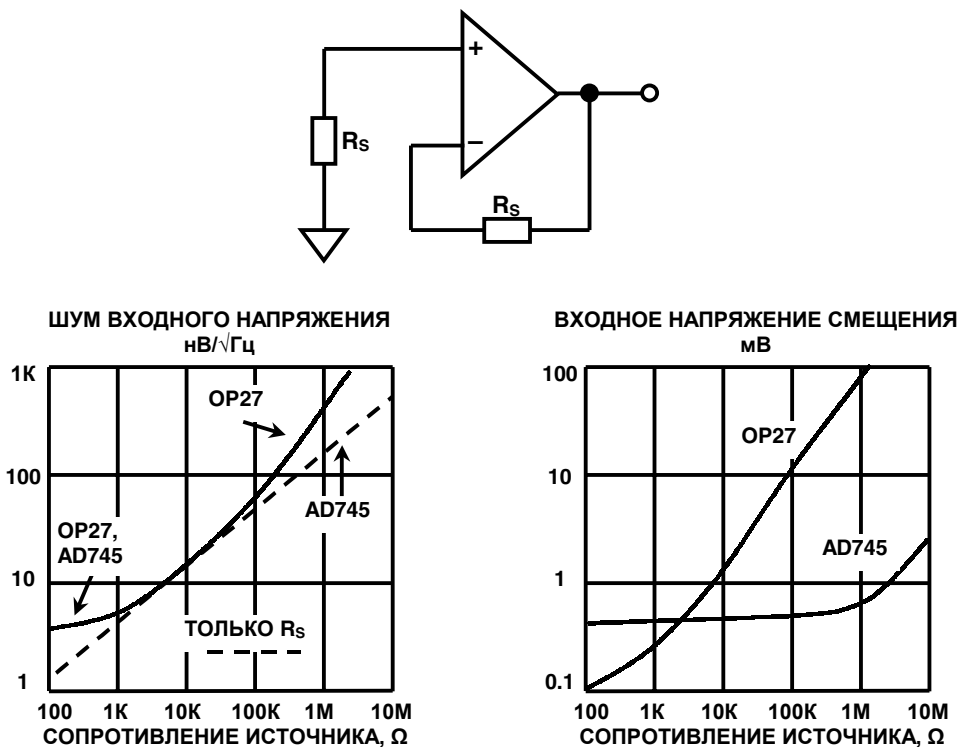


Рис.5.32. Влияние сопротивления источника на шумы и напряжение смещения для OP27 (биполярного) и AD745 (BiFET) ОУ

Буферный усилитель для pH пробника

Типовой pH пробник требует наличия буферного усилителя для разделения высокого выходного сопротивления пробника и сопротивления внешней цепи. Буферный усилитель показан на Рис.5.33. Использование методов защитного экранирования, электрического экранирования, изоляционных стоек и других стандартных приемов, свойственных пикоамперной области применения, обеспечивает сохранение точности устройства.

Наклон функции передачи pH пробника, 50 мВ на единицу pH при комнатной температуре, а температурный коэффициент около +3500ppm/°C. Буферный усилитель обеспечивает усиление 20 и дает напряжение на выходе, равное 1 В/(единица pH). Температурная компенсация выполняется резистором RT, который является специальным терморезистором, 1 кΩ, 1%, +3500ppm/°C, #PT146 от «Precision Resistor Co.,Inc.» /18/.

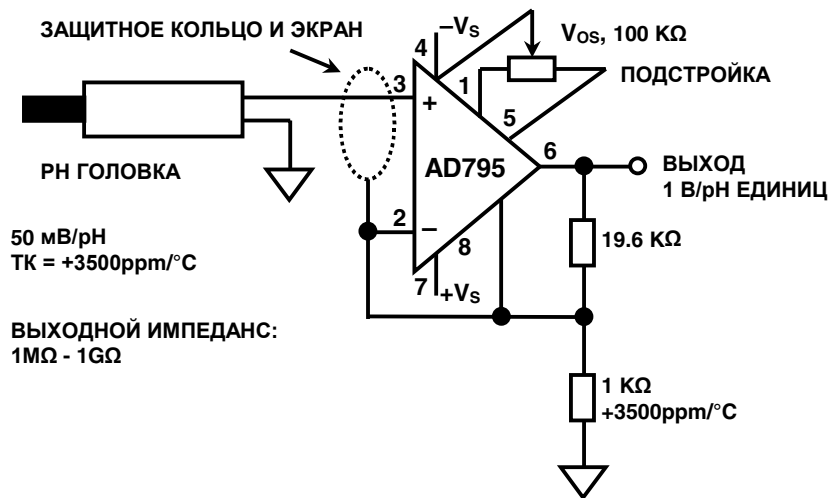


Рис.5.33. Использование прецизионного BiFET ОУ AD795 в качестве буфера с усилением 20 для pH пробника

CCD/CIS обработка изображений

Приборы с зарядовой связью (ПЗС) и контактные датчики изображения (КДИ) широко используются в системах обработки изображений, таких как сканеры и цифровые камеры. На Рис.5.34 показана общая блок-схема системы обработки изображений. Датчик изображения (ПЗС или КДИ) подвергается экспонированию изображением или картинкой, подобно тому, как пленка экспонируется в аппарате. После экспозиции выходной сигнал датчика испытывает некоторую аналоговую обработку и затем квантуется с помощью АЦП. Основной объем реальной обработки выполняется с использованием быстрых цифровых сигнальных процессоров. Здесь изображение обрабатывается в цифровой форме для выполнения таких функций, как увеличение/коррекция контрастности или цвета и т.д.

ПЗС составляется из отдельных индивидуальных светочувствительных элементов, называемых пикселями (см. Рис.5.35). Пиксель состоит из фоточувствительного элемента такого, как фотодиод или фотоконденсатор, выходной заряд (электроны) с которого пропорционален прошедшему световому потоку (числу фотонов). Заряд накапливается во время экспозиции (интегрирования) и затем он переносится на ПЗС-сдвиговый регистр с целью передачи на выход. Количество накопленного заряда зависит от освещенности, времени накопления и квантовой эффективности фоточувствительного элемента. Даже в отсутствие освещенности будет накапливаться некоторое количество заряда. Такой сигнал называется темновым сигналом или темновым током и его необходимо скомпенсировать во время обработки.

Как показано на Рис.5.36, пиксели можно располагать, формируя линейную или поверхностную конфигурацию. Сигналы синхронизации переносят заряд с пикселей на аналоговый сдвиговый регистр, и далее прикладываются дополнительные синхросигналы с целью сдвига заряда индивидуальных пикселей в выходной каскад ПЗС. Сканеры используют устройства линейной конфигурации, а цифровые камеры - поверхностной. Типовой сдвиговый регистр аналоговых сигналов работает на частотах 1 МГц..10 МГц в случае линейных датчиков и 5 МГц..25 МГц - в случае поверхностных.

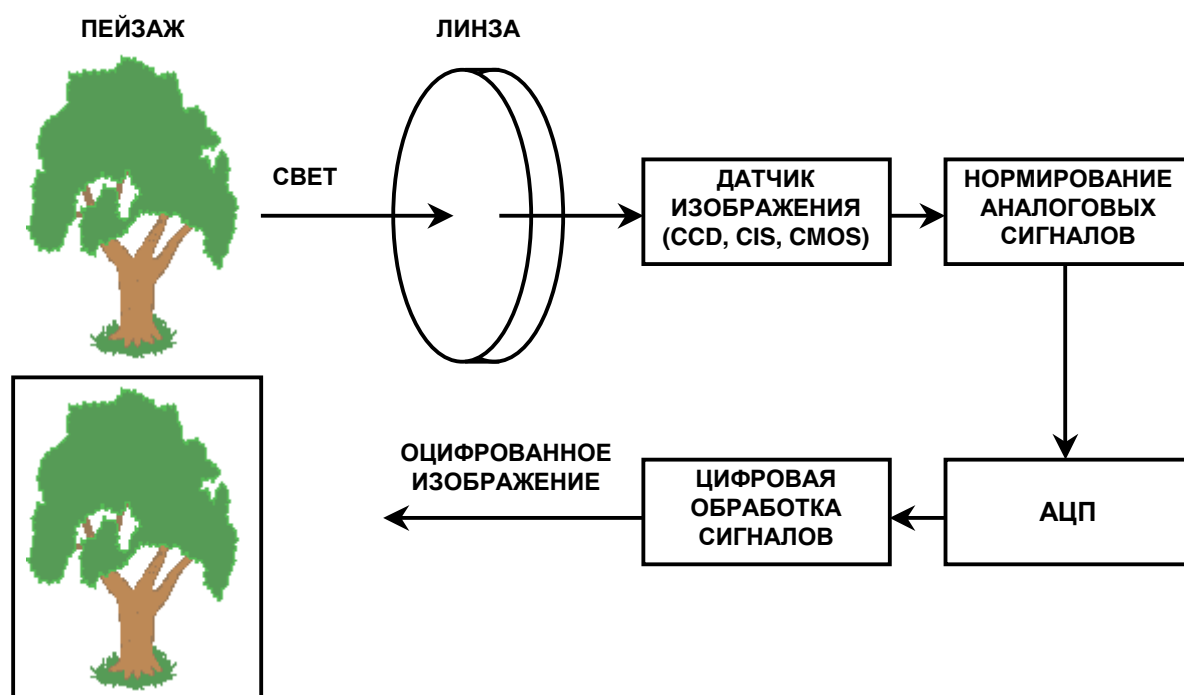


Рис.5.34. Типовая система обработки изображений для сканнеров и цифровых камер.

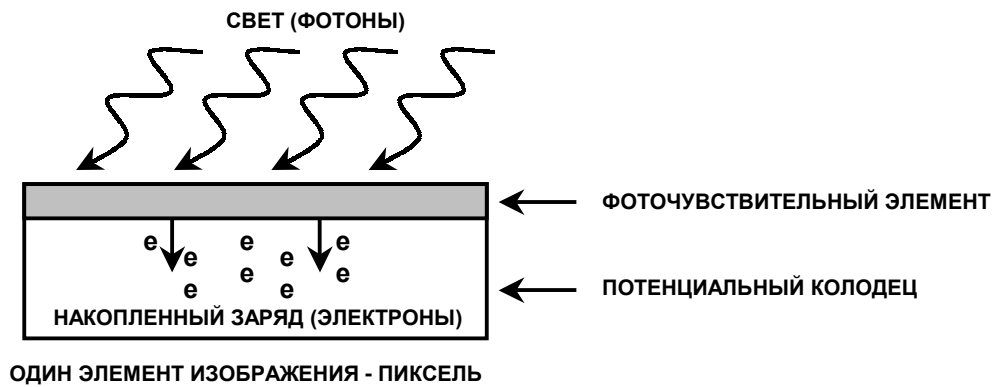


Рис.5.35. Светочувствительный элемент.

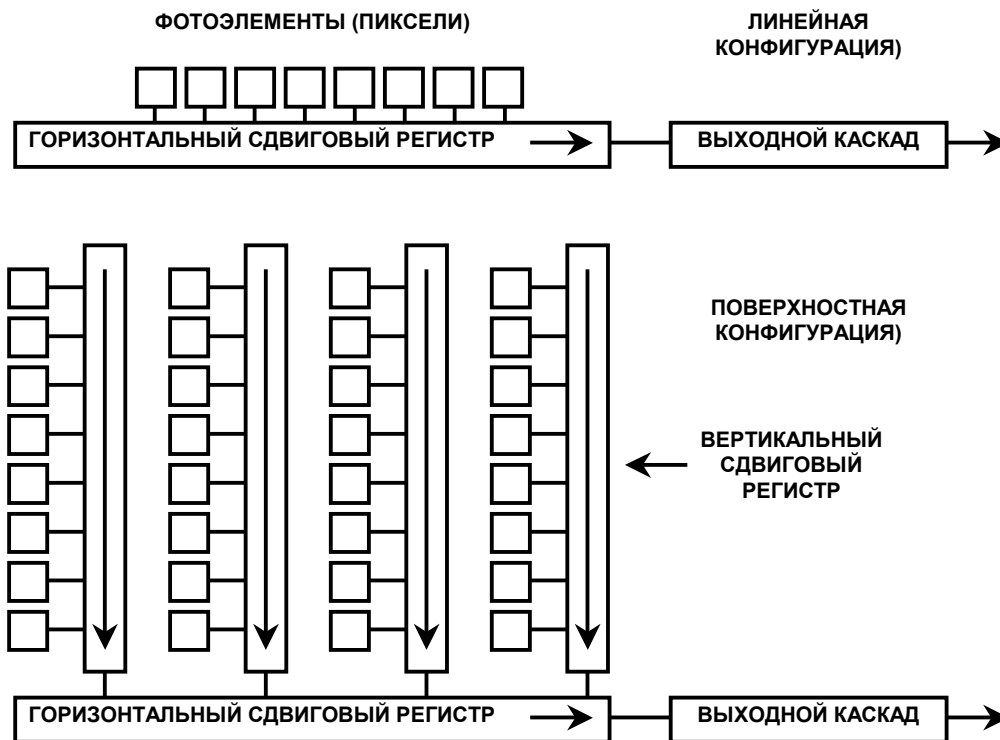


Рис.5.36. Линейная и поверхностная конфигурация ПЗС (CCD).

Типовой выходной каскад приборов с зарядовой связью (ПЗС) показан на Рис.5.37 вместе с осциллограммами напряжений. Выходной каскад ПЗС преобразует заряд каждого пикселя в величину напряжения посредством чувствительного конденсатора, C_S . В начале периода каждого пикселя, напряжение на C_S сбрасывается до опорного уровня, V_{REF} . Количество пропущенного света через пиксель определяется разностью напряжений между опорным и видео уровнем ΔV .

Минимальный уровень ПЗС сигнала может достигать до 10 электронов, а чувствительность по выходу достигать 0.6 мкВ/электрон. Большинство приборов с зарядовой связью имеют выходное напряжение насыщения 0.5 В .. 1 В для поверхностных датчиков и 2 В .. 4В для линейных. Уровень постоянного тока на осциллограмме находится между 3 .. 7В.

Выходной сигнал ПЗС обычно обрабатывается внешним нормирующим каскадом. Природа выхода ПЗС требует, чтобы он привязывался к определенному уровню до квантования его АЦП. Функции смещения и усиления обычно являются частью процесса обработки аналогового сигнала.

Выходное напряжение ПЗС мало и зачастую скрыто в шумах. Доминирующим источником шума является тепловой шум сопротивления FET ключа сброса. Данный шум может в среднем составлять величину 100 .. 300 электронов по действующему значению (60 .. 180 мВ). Этот шум, называемый шумом « kT/C », иллюстрируется на Рис.5.38. В течении интервала сброса накопительный конденсатор C_S подключается через КМОП ключ к V_{REF} . Шум сопротивления ключа во включенном состоянии (R_{ON}) составляет:

$$\text{Тепловой шум} = \sqrt{4kT \cdot BW \cdot R_{ON}}$$

Шум лежит в полосе, определяемой постоянной времени $R_{ON} \cdot C_S$. Шумовая полоса преобразуется для однополюсного фильтра с помощью коэффициента $(\pi/2) = 1.57$:

$$\text{Шум } BW = \frac{\pi}{2} \cdot \left[\frac{1}{2\pi \cdot R_{ON} \cdot C_S} \right] = \frac{1}{4 \cdot R_{ON} \cdot C_S}$$

Или:

$$\text{Тепловой шум} = \sqrt{\frac{kT}{C}}$$

Интуитивно понятно, что при уменьшении величины R_{ON} , уменьшается тепловой шум, но при этом расширяется полоса, и поэтому шум определяется только величиной емкости.

Отметим, что когда ключ сброса открыт, шум kT/C накапливается на C_S и остается постоянным до следующего интервала сброса. Поэтому данный шум представляет собой изменение выходного напряжения ПЗС от выборки до выборки и является общим, как для уровня сброса, так и для уровня видео сигнала в данном периоде.

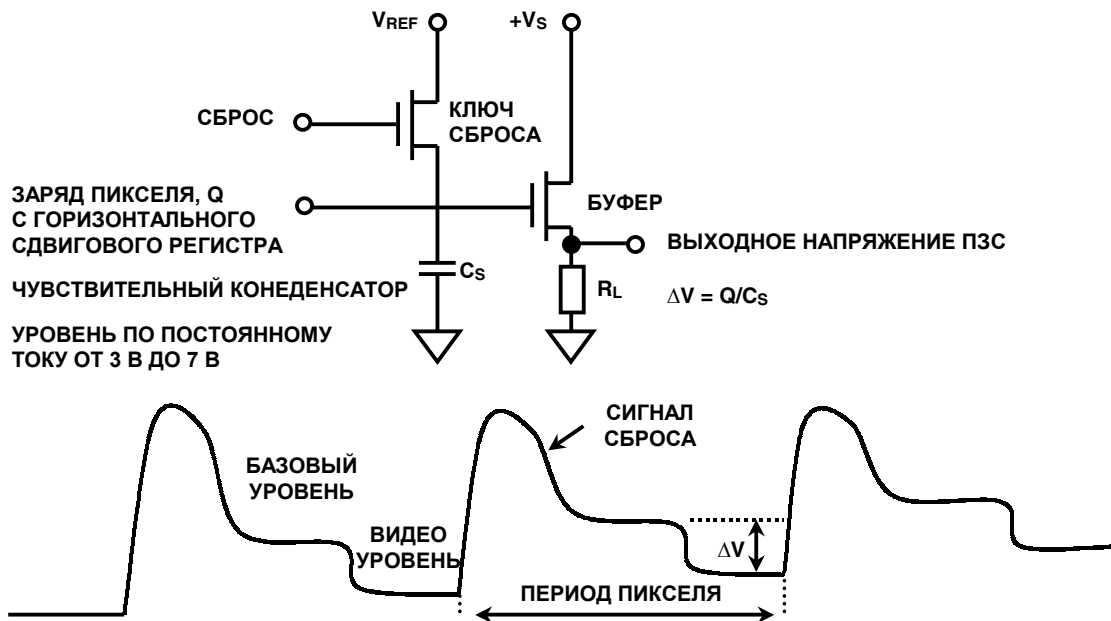


Рис.5.37. Выходной каскад ПЗС и осциллограммы.

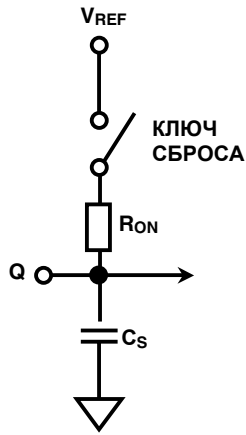


Рис.5.38. Шум (kT/C).

Для уменьшения действия шума часто используется метод, называемый двойным корреляционным стробированием (ДКС - *CDS*). На Рис.5.39 показана схема, применяющая метод ДКС (существует множество других схем). Выходной сигнал ПЗС подается на входы обоих стробируемых усилителей (*SHA1*, *SHA2*). В конце интервала сброса *SHA1* содержит уровень напряжения сброса плюс kT/C шум. В конце видео интервала *SHA2* содержит уровень видео сигнала плюс kT/C шум. Выходы стробируемых усилителей подаются на вычитающий усилитель, на выходе которого образуется напряжение ΔV без шума kT/C .

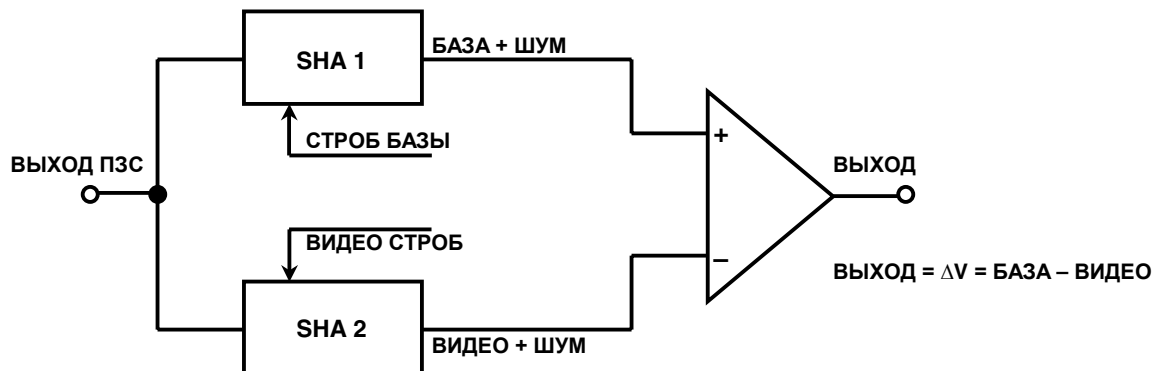


Рис.5.39. Метод двойного корреляционного стробирования (ДКС).

Контактные датчики изображения (КДИ) являются линейными датчиками, используемыми вместо ПЗС в факсимильных аппаратах и сканнерах узкого формата. Хотя КДИ не обладают качеством изображения ПЗС, они имеют весьма низкую стоимость и для них необходима более простая оптическая система. Выход КДИ подобен выходу с ПЗС с той разницей, что опорное напряжение располагается около уровня «земли» (см. Рис.5.40), что исключает необходимость выполнения операции фиксации напряжения. Типовое выходное напряжение КДИ составляет от нескольких сотен милливольт до 1В по верхнему пределу. Несмотря на то, что операция фиксации для КДИ не требуется, сигнал до квантования АЦП следует сформировать с помощью стробируемого усилителя.

Analog Devices предлагает несколько аналоговых препроцессоров (АПП) в интегральном исполнении для применения в сканнерах, цифровых камерах и картах записи звука и изображения. Все АПП включают в себя выполнение функций, перечисленных выше.

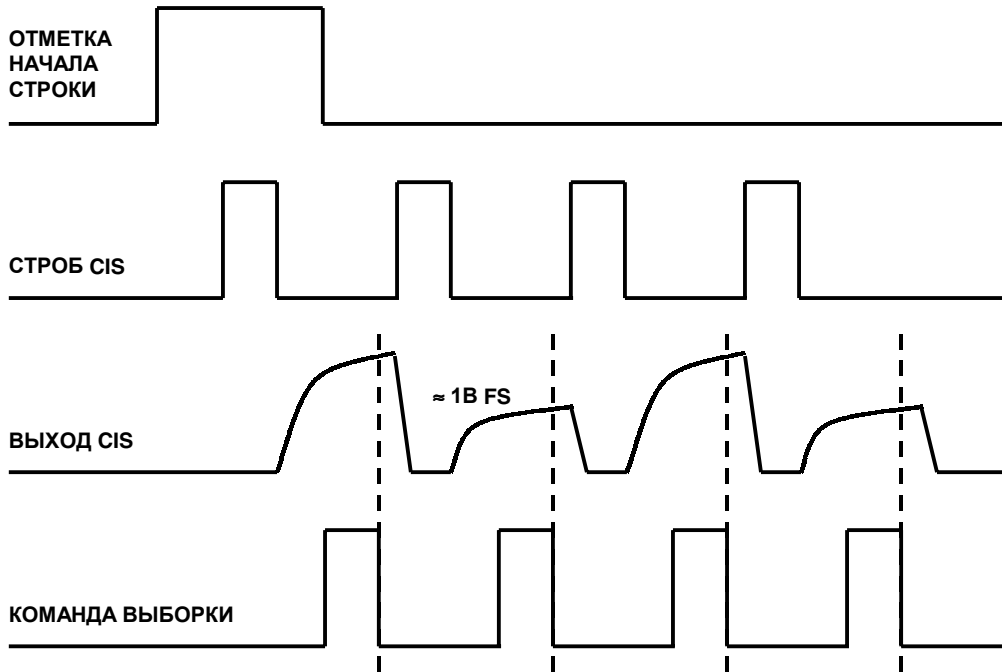


Рис.5.40. Осциллограммы контактного датчика изображения (КДИ).

АПП AD9816 включает в себя 12-разрядный АЦП с частотой кодирования 6 МГц, трехканальную (RGB) аналоговую цепь для фиксации и стробирования сигналов (см. Рис.5.41). AD9816 можно программировать через последовательный интерфейс (подстройка смещения и усиления), что дает необходимую гибкость в выполнении обработки сигналов. Это важно в таких приложениях, как средне и широкоформатные сканеры, цифровые камеры, медицинская рентгенография, камеры безопасности оптические и прочие приложения, где требуется считывать изображения с ПЗС или КДИ датчиков.

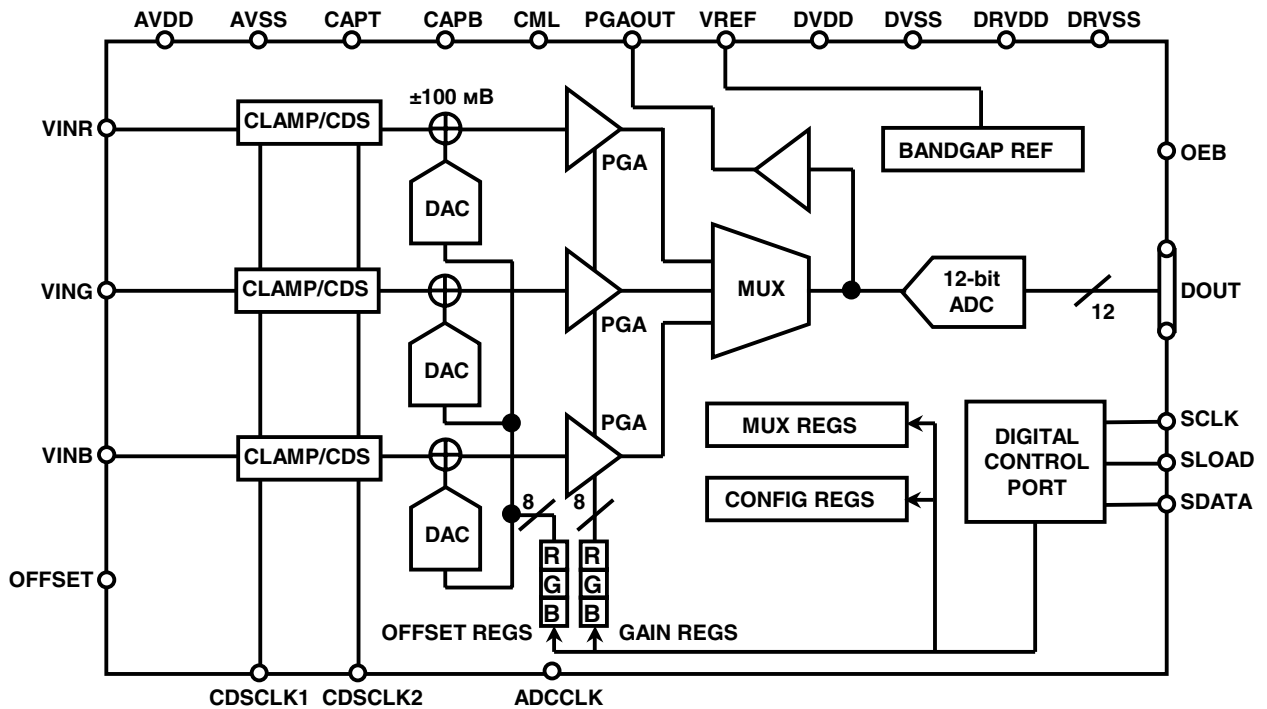


Рис.5.41. Аналоговый препроцессор AD9816.

Сигнальная часть AD9816 состоит из входного фиксатора уровня, схемы двойного корреляционного стробирования (*CDS*), ЦАП подстройки смещения (*DAC*), усилителей с программируемым усилением (*PGA*) и 12-разрядного АЦП (*ADC*) с последовательным интерфейсом к внешнему цифровому сигнальному процессору (*DSP*). Функции ДКС и привязки можно запретить при работе с КДИ приложениями. Последним продуктом от Analog Devices линии АПП является AD9814. Основные функции и структура AD9814 абсолютно те же, что и у АПП AD9816, единственное отличие состоит в использовании 14-разрядного АЦП. Выигрыш от применения AD9814 можно получить в приложениях, связанных с широкоформатными и фильмовыми сканнерами.

- ◆ Законченный 12-разрядный препроцессор (6 МГц)
- ◆ Работа с 1..3 каналами
- ◆ Режим двойного корреляционного стробирования (ДКС)
- ◆ Программирование усиления и подстройка смещения: 8-бит
- ◆ Наличие внутреннего ИОН
- ◆ Высокая линейность: ДНЛ = $\pm 0.4\text{МЗР}$, ИНЛ = $\pm 1.5\text{МЗР}$
- ◆ Низкий выходной шум: 0.5МЗР СКВ
- ◆ Компенсация значительного сдвига в режиме КДИ
- ◆ 3-х проводной последовательный интерфейс
- ◆ Однополярное +5В питание, 420 мВт мощность рассеяния
- ◆ Корпус MQFP 44 вывода

Рис.5.42. Основные спецификации AD9816.

Литература

1. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*, John Wiley, New York, 1991.
2. Dan Sheingold, Editor, *Transducer Interfacing Handbook*, Analog Devices, Inc., 1980.
3. Walt Kester, Editor, *1992 Amplifier Applications Guide, Section 3*, Analog Devices, Inc., 1992.
4. Walt Kester, Editor, *System Applications Guide*, Analog Devices, Inc., 1993.
5. Walt Kester, Editor, *Linear Design Seminar*, Analog Devices, 1994.
6. Walt Kester, Editor, *Practical Analog Design Techniques*, Analog Devices, 1994.
7. Walt Kester, Editor, *High Speed Design Techniques*, Analog Devices, 1996.
8. Thomas M. Fredrickson, *Intuitive Operational Amplifiers*, McGraw-Hill, 1988.
9. *Optoelectronics Data Book*, EG&G Vactec, St. Louis, MO, 1990.
10. Silicon Detector Corporation, Camarillo, CA, Part Number SD-020-12-001 Data Sheet.
11. *Photodiode 1991 Catalog*, Hamamatsu Photonics, Bridgewater, NJ
12. *An Introduction to the Imaging CCD Array*, Technical Note 82W-4022, Tektronix, Inc., Beaverton, OR., 1987.
13. Lewis Smith and Dan Sheingold, *Noise and Operational Amplifier Circuits*, Analog Dialogue 25th Anniversary Issue, pp. 19-31, Analog Devices, 1991.
14. James L. Melsa and Donald G. Schultz, *Linear Control Systems*, pp. 196-220, McGraw-Hill, 1969.
15. Jerald G. Graeme, *Photodiode Amplifiers: Op Amp Solutions*, McGraw-Hill, 1995.
16. Erik Barnes, *High Integration Simplifies Signal Processing for CCDs*, Electronic Design, February 23, 1998, pp. 81-88.
17. Eric Barnes, *Integrated for CCD Signal Processing*, Analog Dialogue 32-1, Analog Devices, 1998.
18. Precision Resistor Co., Inc., 10601 75th St. N., Largo, FLA, 33777-1427, 727-541-5771, <http://www.precisionresistor.com>

РАЗДЕЛ 6

ДАТЧИКИ ПОЛОЖЕНИЯ И ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

РАЗДЕЛ 6: ДАТЧИКИ ПОЛОЖЕНИЯ И ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

Уолт Кестер

- **Линейные дифференциальные трансформаторы**
- **Магнитные датчики на основе эффекта Холла**
- **Оптические кодировщики**
- **Сельсины и синус-косинусные вращающиеся трансформаторы**
- **Индуктосины**
- **Векторное управление двигателями переменного тока**
- **Акселерометры**

Для измерения положения и перемещения в настоящее время широко используются линейные и цифровые интегральные схемы. Применение интегральных схем привело к эффективному стоимостному разрешению проблем, которые ранее решались с использованием дорогостоящих электромеханических средств. Системы измерения положения и перемещения широко используются в следующих приложениях: робототехника, компьютеризованное производство, автоматизированное производство, авиация и автомобилестроение.

В этом разделе рассматриваются линейные и поворотные датчики положения и связанные с ними схемы нормирования сигналов. Интересное приложение, связанное с применением аналого-цифровых интегральных микросхем, иллюстрируется на примере управления двигателем переменного тока. Раздел заканчивается обсуждением использования акселерометров.

- ◆ Линейные измерения: линейные дифференциальные трансформаторы
- ◆ Датчики на основе эффекта Холла
 - ◆ Датчики приближения
 - ◆ Датчики напряженности магнитного поля с линейным выходом
- ◆ Угловые измерения:
 - ◆ Вращающиеся дифференциальные трансформаторы
 - ◆ Оптические кодировщики угла поворота
 - ◆ Сельсины и синус-косинусные вращающиеся трансформаторы
 - ◆ Индуктосины (линейные и угловые)
 - ◆ Приложения, связанные с управлением двигателями
- ◆ Ускорение и углы крена: акселерометры.

Рис.6.1. Датчики положения и перемещения.

Линейные дифференциальные трансформаторы

Линейные дифференциальные трансформаторы (ЛДТ) являются точным и надежным средством для измерения линейного перемещения. ЛДТ широко используются в современной механообработке, робототехнике, авиации и компьютеризированном производстве. К концу второй мировой войны линейные дифференциальные трансформаторы приобрели распространение в качестве чувствительного элемента в управлении при промышленном производстве на основе опыта использования их в военной авиации, в торпедах и системах управления оружием. Герман Шейвитц (Herman Schaevitz) опубликовал в 1946 году работу «Линейные дифференциальные трансформаторы» (труды SASE, Volume IV, No.2), что ознакомило общественность с областью применения и возможностями ЛДТ.

ЛДТ (см. Рис.6.2) являются датчиками, выходное напряжение с которых пропорционально положению перемещающегося магнитного сердечника. Сердечник перемещается по линейному закону внутри трансформатора, состоящего из центральной, первичной обмотки и двух вторичных обмоток цилиндрической формы. Первичная обмотка возбуждается источником переменного напряжения (частота обычно составляет несколько КГц), наводя при этом во вторичных обмотках напряжения, которые меняются с изменением положения магнитного сердечника внутри сборки. Обычно, сердечник снабжается изнутри резьбой, для того чтобы облегчить крепление немагнитного штока, который в свою очередь прикрепляется к объекту, перемещение и смещение которого будет измеряться.

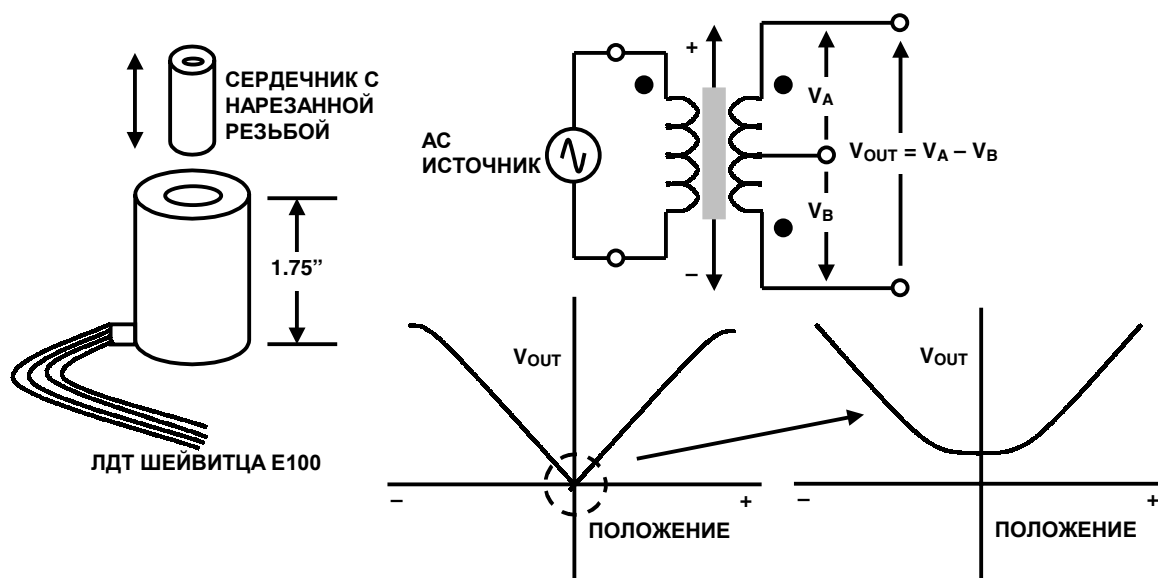


Рис.6.2. Линейный дифференциальный трансформатор (ЛДТ).

Вторичные обмотки наматываются встречно, и когда сердечник находится в центре, напряжения на вторичных обмотках равны и противоположны по знаку, а выходное результирующее напряжение равно нулю. Когда сердечник смещается от центра, напряжение во вторичной обмотке, в сторону которой этот сердечник смещается, возрастает, в то время как напряжение на противоположной обмотке уменьшается. В результате выходное дифференциальное напряжение меняется линейно в зависимости от положения сердечника. Линейность такой системы по диапазону перемещения весьма высока 0.5 % или лучше. ЛДТ обеспечивает хорошую точность, линейность, чувствительность и разрешение, а также работу без трения и высокую жесткость.

ЛДТ обладает широким спектром диапазонов измерения перемещения, обычно от ± 100 мкм до ± 25 см. Типовые напряжения возбуждения лежат в области от 1 В до 24 В по среднеквадратичной величине (СКВ), и с частотами от 50 Гц до 20 КГц. Основные спецификации для ЛДТ Шейвитца E100 приведены на Рис.6.3.

- ◆ Номинальный линейный диапазон: ± 0.1 дюйма (± 2.54 мм)
- ◆ Напряжение возбуждения: 3 В СКВ
- ◆ Рабочие частоты: 50 Гц до 10 КГц (2.5 КГц номинальная)
- ◆ Линейность: 0.5 % от верхнего предела
- ◆ Чувствительность: 2.4 мВ/0.001 дюйма/В возбуждения
- ◆ Входной импеданс первичной обмотки: 660Ω
- ◆ Выходной импеданс вторичной обмотки: 960Ω

Рис.6.3. Спецификация ЛДТ Шейвитца E100.

Отметим, что, когда сердечник находится в центре, истинного нуля на выходе не будет, вследствие рассогласования вторичных обмоток и наличия индуктивности рассеяния. К тому же простое измерение выходного напряжения V_{OUT} не даст информации о том, по какую сторону от нулевой позиции находится сердечник.

Цепь нормирования, которая ликвидирует указанные проблемы, и в которой величины выходных напряжений вычитаются, показана на Рис.6.4. Использование данного метода позволяет измерять перемещение сердечника в положительном или отрицательном направлении от центра конструкции.

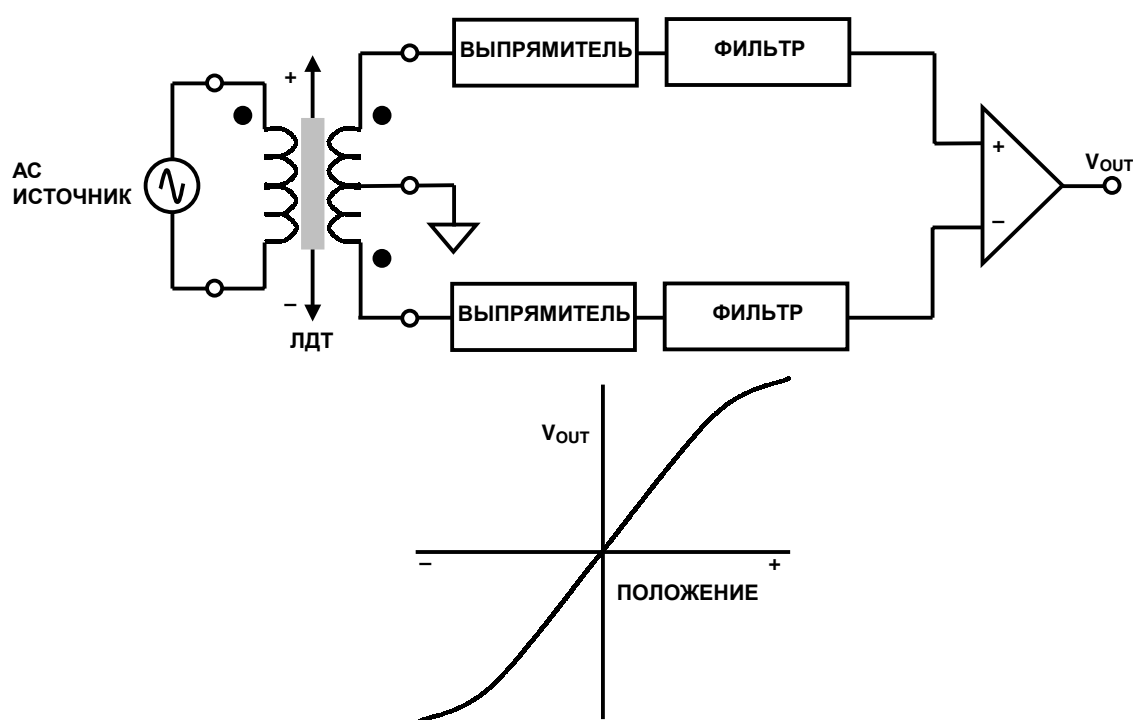


Рис.6.4. Улучшенная схема обработки выходных сигналов с ЛДТ.

В качестве цепи измеряющей абсолютную величину напряжения можно использовать диодно-емкостной выпрямитель, в то же время для большей точности и линейности лучше использовать прецизионный выпрямитель, как продемонстрировано на Рис.6.5.

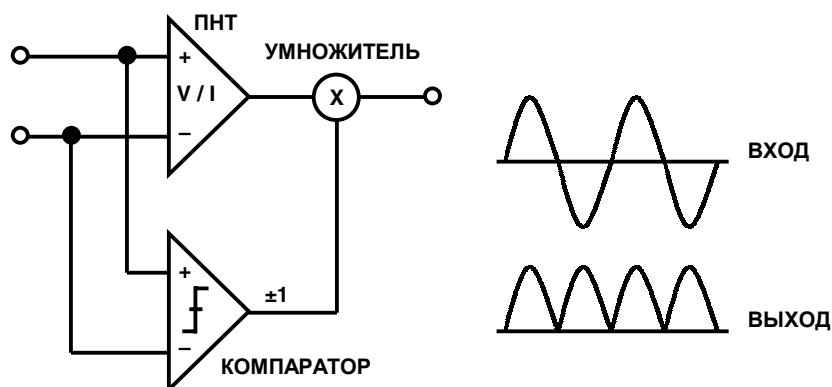


Рис.6.5. Цепь прецизионного выделения абсолютного значения напряжения (двухполупериодный выпрямитель)

Входной сигнал прикладывается к преобразователю напряжение/ток (ПНТ), который, в свою очередь, подает свой выходной сигнал на вход аналогового перемножителя. Знак сигнала на дифференциальном входе определяется компаратором, выход которого изменяет знак выходного сигнала ПНТ через аналоговый перемножитель. Результирующее выходное напряжение является точной копией абсолютной величины входного напряжения. Эта схема хорошо известна разработчикам интегральных схем (ИС) и она хорошо вписывается в современные биполярные процессы.

На Рис.6.6 показана микросхема нормирования сигналов с ЛДТ AD598 индустриального стандарта, которая выполняет всю необходимую обработку сигналов с данных устройств. С помощью единственного внешнего конденсатора можно менять частоту возбуждения внутреннего генератора от 20 Гц до 20 КГц. Для детектирования амплитудных значений входов каналов А и В используются цепи измерения абсолютной величины, за которыми следуют два фильтра. Для того чтобы сгенерировать относительную функцию $[A - B]/[A + B]$ используются специальные аналоговые цепи. Отметим, что данная функция не зависит от амплитуды напряжения возбуждения на первичной обмотке, безусловно, предполагая, что сумма выходных напряжений ЛДТ остается постоянной по всему рабочему диапазону.

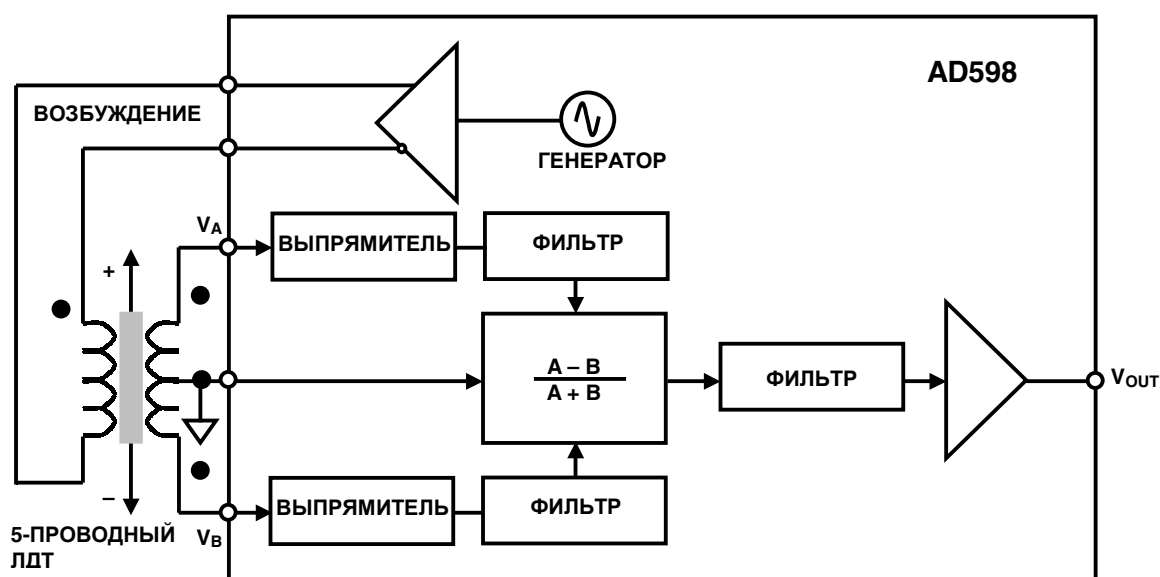


Рис.6.6. Микросхема нормирования сигналов с ЛДТ AD598 (упрощенная).

Последнее является истиной для большинства ЛДТ, но пользователь должен всегда консультироваться с производителем, если данная спецификация ЛДТ отсутствует в техническом описании. Отметим также, что данный метод требует использования 5-проводного ЛДТ.

С помощью единственного внешнего резистора можно устанавливать напряжение возбуждения на выходе AD598 от 1 В до 24 В СКВ. Нагрузочная способность ИС составляет 30 мА СКВ. AD598 может возбуждать ЛДТ по кабелю длиной до 300 футов, и при этом, схема не вносит фазовых сдвигов и не изменяет абсолютной величины значения сигналов. Диапазон выходных сигналов V_{OUT} составляет ± 11 В при токе 6 мА и выходные сигналы могут передаваться по кабелю длиной до 1000 футов. Величины входных напряжений в точках V_A и V_B могут уменьшаться до 100 мВ СКВ.

Устройство нормирования сигналов AD698 (см. Рис.6.7) имеет такие же спецификации как AD598, но процесс обработки сигналов несколько отличен. Отметим, что AD698 работает с 4-проводным ЛДТ и использует метод синхронной демодуляции. Каждый процессор по каналам А и В состоит из устройства выделения абсолютной величины и фильтра. Далее значение выходного сигнала канала А делится на значение выходного сигнала канала В, с тем чтобы конечный выходной сигнал был относительным и не зависел от амплитуды напряжения возбуждения. Отметим, что для AD698 сумма вторичных напряжений с ЛДТ не обязательно должна оставаться постоянной.

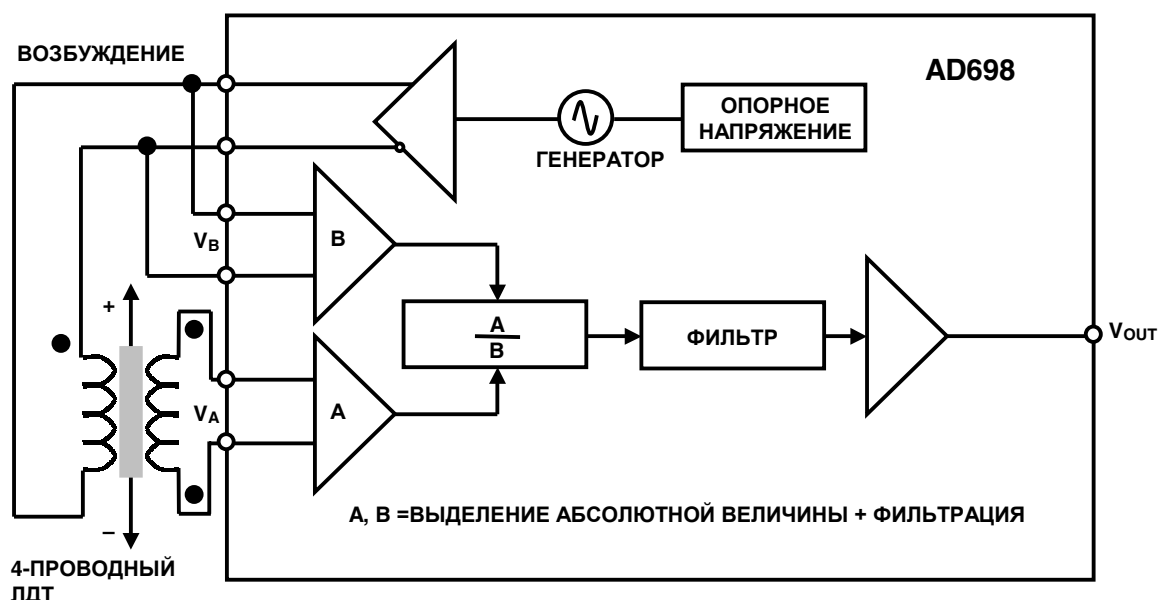


Рис.6.7. Устройство нормирования сигналов с ЛДТ AD698 (упрощенно).

Как показано на Рис.6.8, AD698 можно использовать с полумостовым включением ЛДТ. В этой конфигурации все вторичное напряжение прикладывается к процессору канала В, в то время как напряжение центрального вывода прикладывается к процессору канала А. ЛДТ в полумостовом включении не дает нулевого напряжения и отношение A/B дает сигнал о перемещении сердечника по диапазону.

Следует отметить, что концепция ЛДТ может быть распространена на устройства с вращением, и такие устройства называются вращающимися дифференциальными трансформаторами (ВДТ). Ось ВДТ эквивалентна сердечнику ЛДТ, а обмотки мотаются на неподвижной части сборки - статоре. Однако ВДТ линейны только в относительной узкой области углов и не способны измерять все 360° . Обычно ВДТ линейны в диапазоне $\pm 40^\circ$ от нулевого положения (0°).

Типичная чувствительность составляет 2 - 3 мВ на вольт выходного напряжения, на градус угла поворота при входном напряжении 3 В СКВ на частотах от 400 Гц до 20 КГц. Нулевое положение отмечается особыми метками на оси и на статоре.

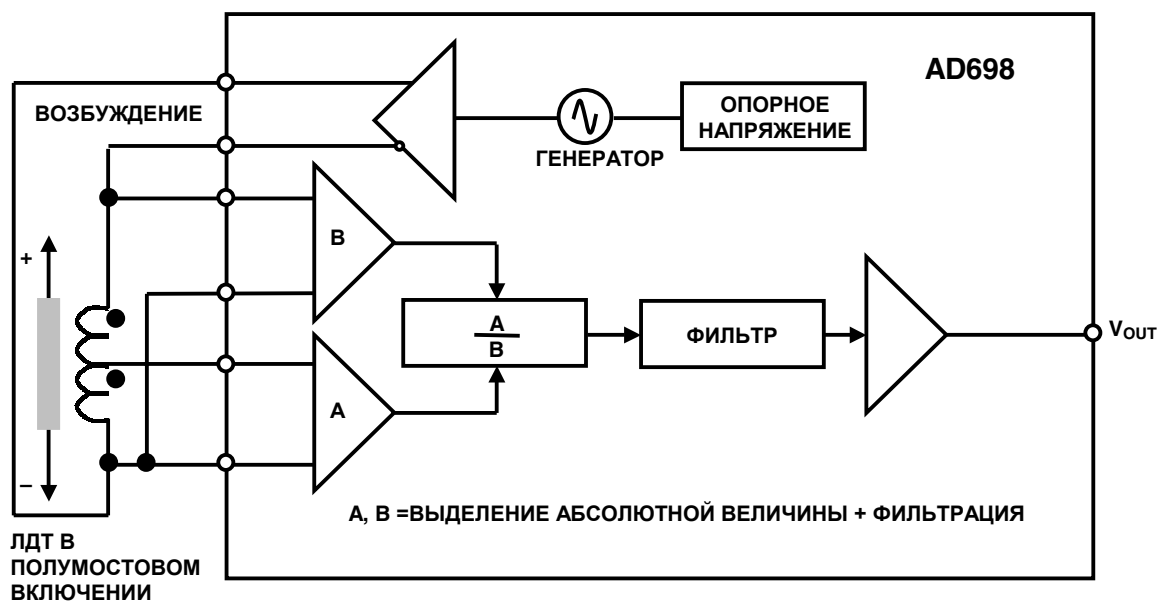


Рис.6.8. Полумостовая конфигурация включения ЛДТ.

Магнитные датчики на основе эффекта Холла

Если пропускать ток в проводнике (или полупроводнике) в присутствии перпендикулярного магнитного потока, то в перпендикулярной плоскости будет сгенерировано напряжение (см. Рис.6.9). Этот эффект называется эффектом Холла и был открыт Е.Н.Холлом в 1879 году. Напряжение V_H известно как напряжение Холла. V_H является функцией плотности тока, магнитного поля, плотности переносимого заряда и подвижности носителей в проводнике.

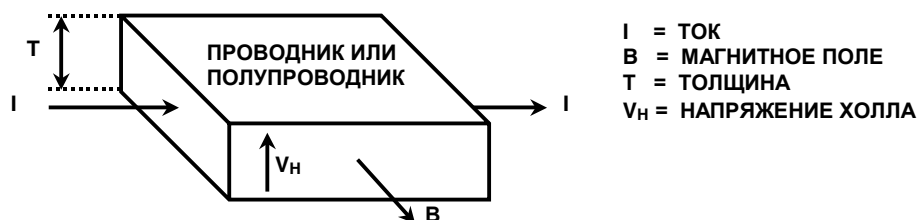


Рис.6.9. Датчик на основе эффекта Холла.

Эффект Холла можно использовать для измерения магнитного поля (и следовательно измерять ток бесконтактным способом), но более общим применением является контроль перемещения, где имеется неподвижный датчик Холла и маленький магнит, прикрепленный к движущейся части, перемещение которой необходимо определить, например, в распределительном устройстве. Датчик Холла заменяет кулачки распределительного устройства и его электрические контакты, что в существенной мере увеличивает надежность этого устройства (ликвидируются: влияние износа кулачков распределительного устройства, искрение и загрязнение его контактов). Поскольку V_H пропорционально магнитному полю, а не скорости изменения магнитного поля, как в случае индукционных датчиков, датчики Холла являются более надежными устройствами при низких скоростях перемещения по сравнению с индукционными.

Многие материалы можно использовать для создания датчиков с эффектом Холла, однако, кремний является предпочтительным материалом, поскольку на одном и том же кристалле можно изготовить как датчик, так и цепи нормирования его сигналов. КМОП-процессы являются общими для такого приложения. С помощью датчика Холла можно сделать простое устройство измерения скорости вращения, включающего в себя датчик, усилительный каскад и компаратор, как показано на Рис.6.10. Эта цепь предназначена для определения скорости вращения применительно к автомобилю. Датчик реагирует на малое изменение магнитного поля, а компаратор имеет встроенный гистерезис для предотвращения осцилляций. Эти устройства широко распространены и выпускаются многими компаниями.

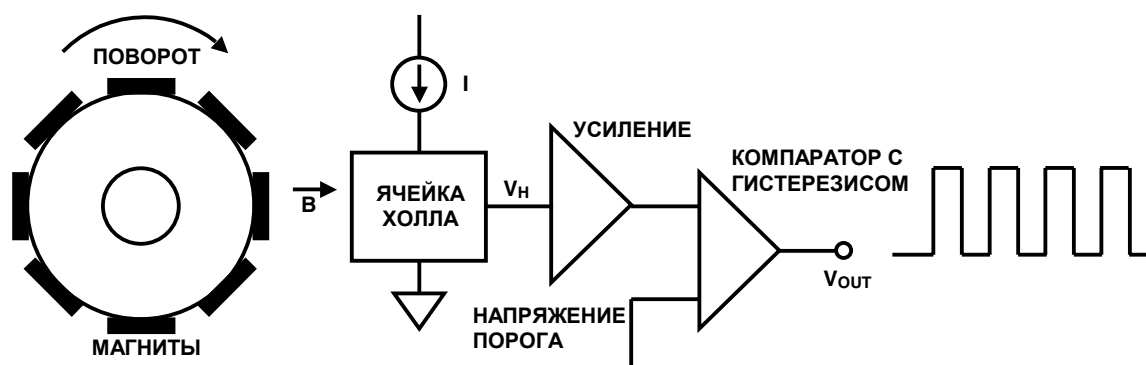


Рис.6.10. Датчик Холла, используемый в качестве датчика вращения.

Существует множество других приложений особенно в автомобилестроении, связанных с измерением перемещения заслонок, педалей, подвески и для измерения положения клапанов. AD22151 является линейным датчиком магнитного поля, выходное напряжение которого пропорционально магнитному полю, приложенному перпендикулярно к верхней части его корпуса (см. Рис.6.11). Для минимизации температурных дрейфов характеристик ячейки Холла, объемный элемент Холла и нормирующая электроника объединены в одном кристалле ИС AD22151.

Данная архитектура обладает достаточной универсальностью и для различных приложений требуется минимальное количество внешних компонентов. Основные характеристики ИС включают в себя компенсацию динамического дрейфа смещения путем использования операционного усилителя стабилизированного прерыванием и встроенного датчика температуры. Устройство предназначено для работы с однополярным питанием + 5 В, имеет низкое смещение и малый температурный дрейф и допускает эксплуатацию в диапазоне температур – 40°C до 150°C. Температурная компенсация (устанавливаемая внешним резистором $R1$) может адаптировать ряд магнитных материалов, употребляемых обычно в позиционных датчиках. Диапазон выходных напряжений и усиление можно с легкостью изменять с помощью внешних резисторов. Типовой диапазон усиления составляет от 2 мВ/Гаусс до 6 мВ/Гаусс. Диапазон выходного напряжения можно настраивать на измерение как биполярного (переменного) магнитного поля так и униполярного. Выходное напряжение имеет динамический диапазон приблизительно от-питания-до-питания (+0.5 В до +4.5 В) и может управлять индуктивной нагрузкой током до 1 мА. Во всех конфигурациях выходной сигнал образуется от положительной шины источника питания.

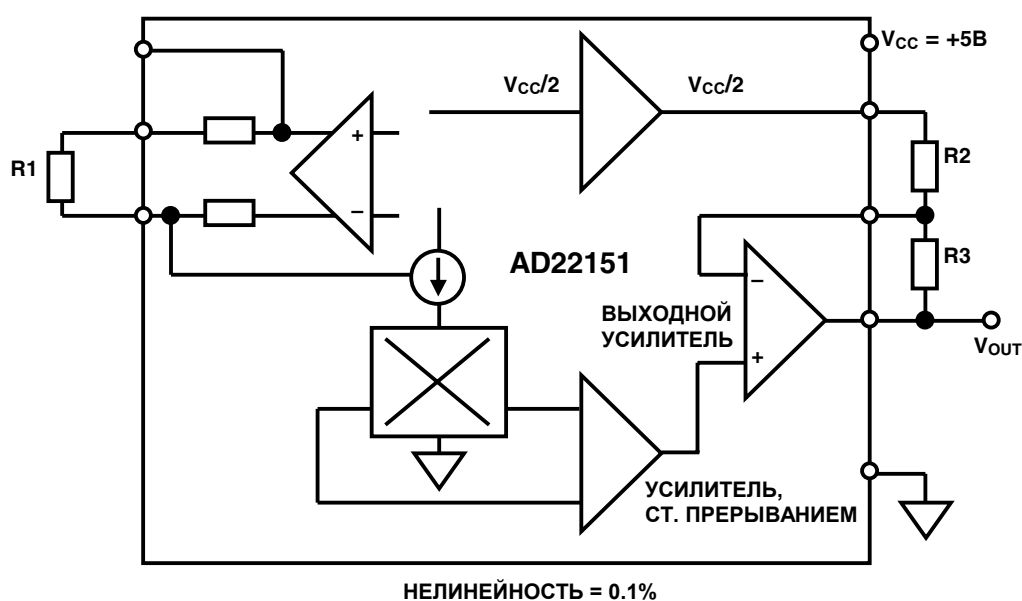


Рис.6.11. Датчик магнитного поля с линейным выходом.

$$V_{out} = \left[1 + \frac{R3}{R2} \right] \cdot [0.4 \text{ мВ}] / \text{Gauss}$$

Оптические кодировщики

Среди наиболее популярных датчиков измерения положения оптические кодировщики нашли использование в приложениях, где требуется относительно низкая надежность и невысокое разрешение. Инкрементный оптический кодировщик (в левой части Рис.6.12) представляет собой диск разделенный на секторы, которые выполняются поочередно прозрачными и непрозрачными. Источник света располагается с одной стороны диска, а световой приемник – с другой. При вращении диска выход детектора попеременно переходит то во включенное, то в выключенное состояние, в зависимости от того, какой сектор находится между источником и приемником света, прозрачный или непрозрачный. Таким образом, кодировщик дает поток прямоугольных импульсов, которые, при последующем подсчитывании, указывают на угловое положение оси датчика.

Разрешение существующих кодировщиков (число прозрачных и непрозрачных секторов на диске) составляет от 100 до 65000, при абсолютной точности около 30 дуговых секунд (1/43200 на оборот). Большинство инкрементных кодировщиков содержат второй источник света и приемник, расположенные под углом к основным, для указания направления вращения. А многие кодировщики имеют еще третий источник и приемник для указания одного полного оборота (маркер). При отсутствии маркера абсолютный угол определить чрезвычайно трудно. Потенциально серьезный недостаток состоит в том, что инкрементные датчики требуют внешних счетчиков для определения угла внутри данного одного оборота, если питание кратковременно выключится, или если датчик потеряет некоторые импульсы из-за шумов или грязи на диске, результирующая угловая информация будет ошибочной.

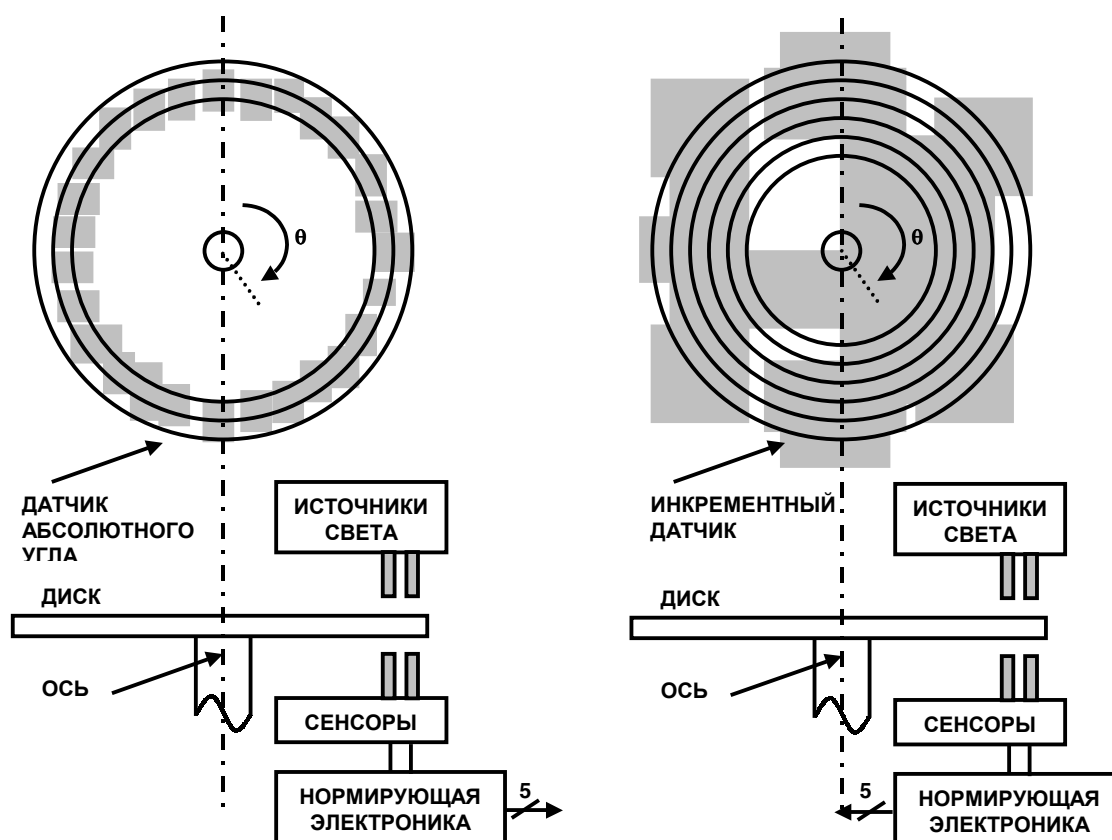


Рис.6.12. Оптические кодировщики: инкрементный и абсолютного угла поворота.

Оптический кодировщик абсолютного угла поворота (справа на рисунке 6.12) обходит эти недостатки, но он более дорогостоящий. Диск оптического кодировщика абсолютного угла поворота делится на N -секторов (в примере $N=5$), и каждый сектор еще делится радиально на непрозрачные и прозрачные участки, формируя тем самым уникальное N -битное цифровое слово с максимальным числом отсчетов $2^N - 1$. Сформированное таким образом цифровое слово инкрементируется при переходе от одного сектора к другому, обычно используется код Грея. Можно было бы использовать и двоичное кодирование, но оно дает большие ошибки, если одиночный бит неправильно интерпретируется приемниками. Код Грея обходит этот дефект: максимальная ошибка, получаемая из кода Грея, составляет только один младший значащий разряд после того, как код Грея будет превращен в двоичный код. Набор из N светоприемников дает N -битное цифровое слово, которое соответствует абсолютному углу поворота. Промышленные оптические кодировщики достигают 16-битного разрешения с абсолютной точностью около 20 дуговых секунд. В то же время оптические кодировщики (абсолютного угла и инкрементные) подвержены опасности повреждения в жестких промышленных условиях.

Сельсины и синус-косинусные вращающиеся трансформаторы

За получением более точной информации об угле поворота и вращении производители систем механообработки и робототехники в настоящее время обращают свое внимание в сторону синус-косинусных вращающихся трансформаторов (СКВТ) и сельсинов. Данные устройства зарекомендовали себя весьма хорошо в промышленных приложениях, требующих от применяемых устройств малых размеров, долговременной надежности, измерения абсолютного положения, высокой точности и малой величины шумов.

На Рис.6.13 показана структура сельсина и СКВТ. Как сельсин, так и СКВТ используют роторы с одной обмоткой, которые вращаются внутри неподвижных статоров. В случае простейшего сельсина, статор имеет три обмотки расположенных под углом 120° одна относительно другой и соединенных звездой. СКВТ отличается от сельсинов только тем, что их статор содержит две обмотки ориентированных друг относительно друга под углом 90° .

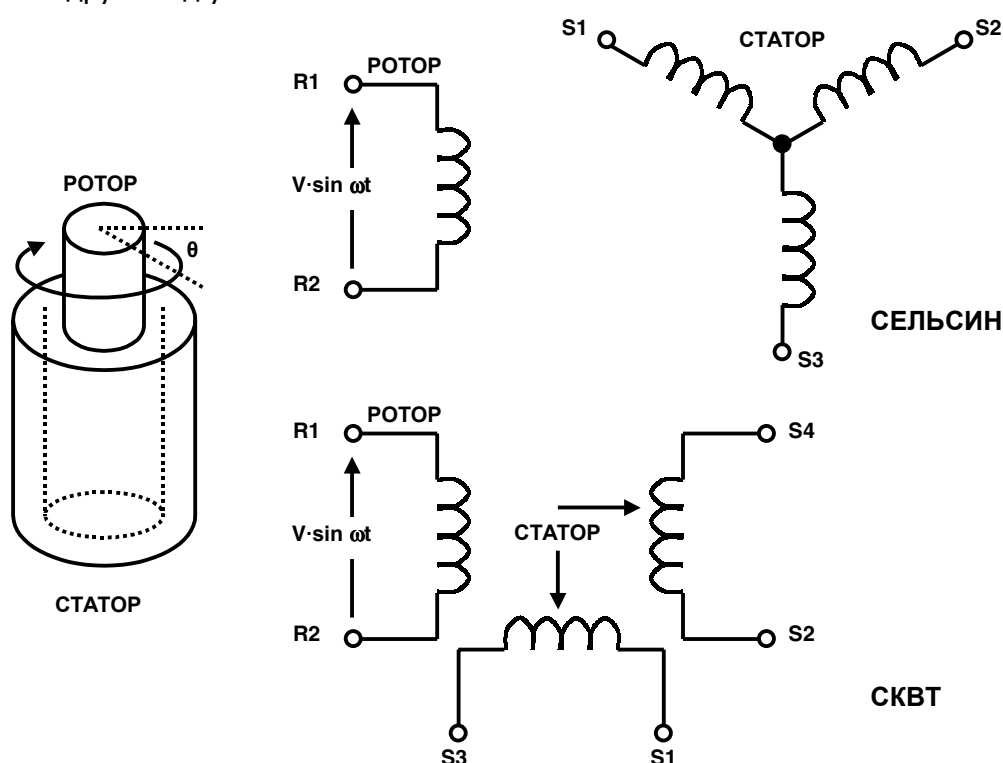


Рис.6.13. Сельсины и СКВТ.

Вследствие того, что сельсины содержат три статорных обмотки, расположенных под 120° , они более сложны в производстве, чем СКВТ и поэтому более дорогостоящи. В настоящее время область применения сельсинов сужается, и исключения составляют некоторые устаревшие приложения в военной технике и авиации.

Современные СКВТ производятся в бесколлекторном исполнении, при этом, они используют трансформатор для подачи сигналов на ротор. Первичная обмотка такого трансформатора располагается на статоре, а вторичная на роторе. Другой тип использует традиционное решение для подачи сигналов на обмотку ротора с помощью щеток или коллектора. Бесколлекторные СКВТ более точны, чем сельсины, т.к. не существует щеток, которые ломаются и сдвигаются во время эксплуатации. Продолжительность безотказной работы бесколлекторных СКВТ ограничивается только ресурсом их подшипников.

Большинство СКВТ специфицируется для работы с напряжениями от 2 до 40 В СКВ и с частотами от 400 Гц до 10 КГц. Диапазон угловых точностей составляет от 5 угловых минут до 0.5 угловой минуты. (60 угловых минут составляет 1 градус, 60 угловых секунд содержится в 1 угловой минуте. Следовательно, 1 угловая минута = 0.0167 градуса).

В работе сельсины весьма похожи на вращающиеся трансформаторы. Обмотка ротора возбуждается переменным опорным напряжением с частотой до нескольких КГц. Величина напряжения наведенного на любую статорную обмотку пропорциональна синусу угла θ между осями катушки ротора и катушки статора. В случае сельсина, напряжение, получающееся на любой паре статорных зажимов будет векторной суммой напряжений двух соединенных катушек. Например, если ротор сельсина возбуждается опорным напряжением $V \sin \omega t$, на зажимах $R1$ и $R2$, на зажимах статора напряжения будут в виде:

$$\begin{aligned} S1 \text{ } \partial \text{ } S3 &= V \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta \\ S3 \text{ } \partial \text{ } S2 &= V \cdot \sin \omega t \cdot \sin(\theta + 120^\circ) \\ S2 \text{ } \partial \text{ } S1 &= V \cdot \sin \omega t \cdot \sin(\theta + 240^\circ) \end{aligned}$$

где θ - угол поворота оси ротора.

В случае же СКВТ, при подаче на ротор опорного напряжения $V \sin \omega t$ на зажимах статорных обмоток будут напряжения:

$$\begin{aligned} S1 \text{ } \partial \text{ } S3 &= V \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta \\ S4 \text{ } \partial \text{ } S2 &= V \cdot \sin \omega t \cdot \sin(\theta + 90^\circ) = V \cdot \sin \omega t \cdot \cos \theta \end{aligned}$$

Следует заметить, что трех проводной выход сельсина можно легко преобразовать в эквивалентный формат выхода СКВТ с помощью трансформатора Скотта. Поэтому следующие далее примеры по обработке сигналов касаются только СКВТ.

Типовой цифровой преобразователь с СКВТ (СКВТ ЦП) изображен схематично на Рис.6.14. Оба выхода СКВТ подаются на косинусный и синусный перемножители. Эти перемножители содержат в себе синусную и косинусную таблицы преобразования и работают как умножающие цифроаналоговые преобразователи. Начнем с предположения, что текущее содержимое реверсивного счетчика представляет собой число, соответствующее некоторому начальному углу φ . Преобразователь непрерывно старается подстроить цифровой угол φ так, чтобы он был равен углу θ (и отслеживал его), измеряемому аналоговым образом. Выходные напряжения статора СКВТ записываются следующим образом:

$$\begin{aligned} V_1 &= V \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta \\ V_2 &= V \cdot \sin \omega t \cdot \cos \theta \end{aligned}$$

где θ - угол поворота ротора СКВТ. Код цифрового угла φ подается на косинусный умножитель, и косинус угла умножается на V_1 , в результате получается равенство:

$$V \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi$$

Код цифрового угла φ подается на синусный умножитель и умножается на V_2 :

$$V \cdot \sin \omega t \cdot \cos \theta \cdot \sin \varphi$$

Данные два сигнала вычитаются один из другого с помощью усилителя ошибки, в результате получается выходной сигнал в виде:

$$V \cdot \sin \omega t \cdot [\sin \theta \cdot \cos \varphi - \cos \theta \cdot \sin \varphi]$$

Используя тригонометрические функции, сократим запись:

$$V \cdot \sin \omega t \cdot [\sin(\theta - \varphi)]$$

Синхронный детектор демодулирует этот сигнал ошибки переменного тока, используя напряжение ротора СКВТ в качестве опорного. Эта операция дает сигнал ошибки постоянного тока пропорциональный величине $\sin(\theta - \varphi)$.

Сигнал ошибки постоянного тока подается на интегратор, выход которого управляет ГУН (генератор управляемый напряжением), а ГУН в свою очередь управляет направлением счета реверсивного счетчика, с тем чтобы:

$$\sin(\theta - \varphi) \rightarrow 0$$

Из этого следует:

$$\theta - \varphi \rightarrow 0$$

Поэтому $\varphi = \theta$ внутри одного отсчета. Следовательно, цифровой выход со счетчика φ представляет собой угол θ . Регистр-зашелка позволяет передать наружу эти данные не прерывая процесс слежения.

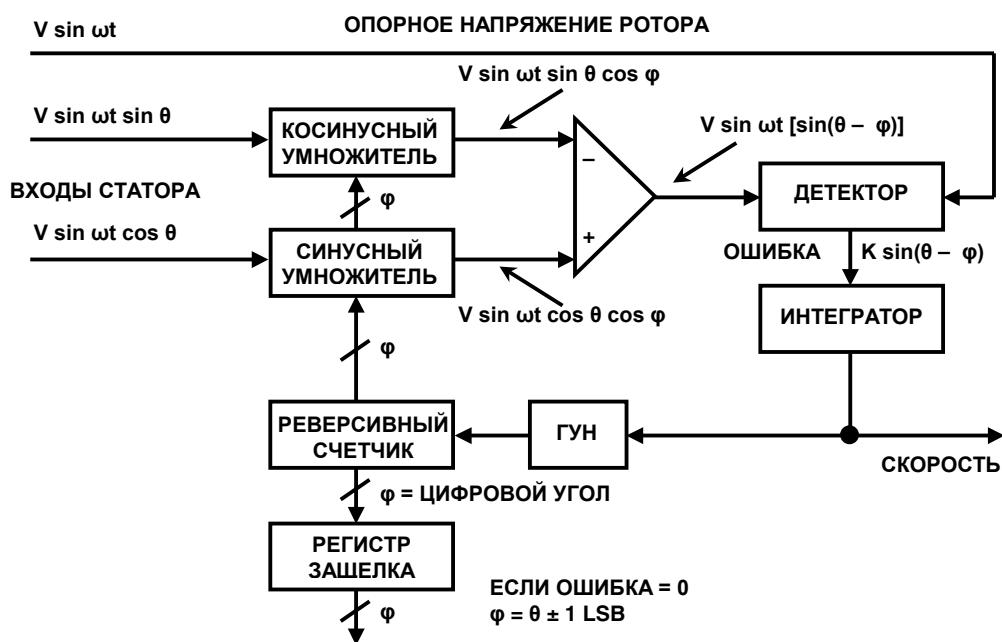


Рис.6.14. Цифровой преобразователь с СКВТ (СКВТ ЦП).

Данная цепь эквивалентна контуру управления (серво цепи) второго порядка поскольку, фактически, она содержит в себе два интегратора. Первым интегратором является счетчик, который накапливает импульсы управления, а вторым является интегратор, на который подается выход с синхронного детектора.

В контуре управления второго порядка с постоянной скоростью вращения на входе, выходное цифровое слово постоянно отслеживает входную величину без дополнительных внешних команд на преобразование и без дополнительного фазового сдвига между выходным цифровым словом и действительными углом поворота оси ротора. Сигнал ошибки появляется только во время ускорения или замедления системы. Интегральная схема (ИС) решающая задачу такого преобразования иногда называется более коротко ротационно цифровым преобразователем (РЦП).

В качестве дополнительного выигрыша следящий РЦП дает выходное аналоговое напряжение постоянного тока прямо пропорциональное скорости вращения оси. Это является весьма полезным качеством, если скорость будет измеряться и использоваться в качестве стабилизирующего элемента в системе управления, при этом, необходимость в постановке тахометра исчезает.

Поскольку работа РЦП зависит только от отношения амплитуд входных сигналов, ослабление в линиях передачи существенно не влияет на работу системы. По подобной же причине конверторы не чувствительны к искажениям формы сигнала. Фактически они могут работать с входными сигналами, гармонические искажения которых могут достигать 10 %; некоторые приложения, на практике, используют прямоугольные опорные сигналы при малых конечных ошибках.

Следящие АЦП по этой причине идеально годятся для реализации РЦП. Другие архитектуры АЦП такие как, например, АЦП последовательного приближения, конечно, можно было бы использовать, однако, следящие конверторы дают наибольшую точность и более эффективны для данного приложения.

Поскольку следящий РЦП дважды интегрирует сигнал ошибки, устройство дает высокую степень помехозащищенности (наклон характеристики составляет 12 дБ/октаву). Полная площадь под любой импульсной помехой дает некоторую ошибку. Однако типичные помехи, наведенные индуктивным образом, имеют равные положительные и отрицательные всплески. При интегрировании таких сигналов, итоговый сигнал ошибки равен нулю. Итоговая устойчивость к помехам, соединенная с нечувствительностью конверторов к падению напряжения, позволяют пользователю размещать РЦП на значительном расстоянии от СКВТ. Ослабление действия шумов усиливается с помощью синхронного детектора, ослабляющего любой сигнал несовпадающий по частоте с опорным, что особенно важно в случае широкополосного шума.

AD2S90 один из ряда интегральных РЦП предлагаемых фирмой Analog Devices. Основные спецификации ИС показаны на рисунке 6.15. Основная архитектура ИС похожа на архитектуру, изображенную на Рис.6.14. Уровень входного сигнала должен составлять 2 В СКВ $\pm 10\%$ в диапазоне частот от 3 КГц до 20 КГц.

- ◆ 12-битное разрешение ($1 \text{ МЗР} = 0.08^\circ = 5.3 \text{ угл. мин.}$)
- ◆ Входы: 2 В СКВ $\pm 10\%$, от 3 КГц до 20 КГц
- ◆ Угловая точность: $10.6 \text{ угл. мин.} \pm 1 \text{ МЗР}$
- ◆ Максимальная скорость отслеживания: 375 об/сек.
- ◆ Максимальная частота выхода ГУН: 1.536 МГц
- ◆ Время установления при возмущении:
 - ◆ на 1° : 7 мс
 - ◆ на 179° : 20 мс
- ◆ Наличие дифференциальных входов
- ◆ Наличие последовательного выходного интерфейса
- ◆ Питание $\pm 5 \text{ В}$, рассеиваемая мощность 50 мВт
- ◆ Корпус PLCC 20 контактов

Рис.6.15. Рабочие характеристики AD2S90 РЦП.

Индуктосины

Сельсины и СКВТ предназначены для измерения положения при вращении, но ими можно производить и линейные измерения, если использовать подающий винт в качестве преобразователя вида движения. Альтернативой являются Индуктосины™ (термин официально зарегистрирован фирмой Farrand Controls, Inc.), измеряющие линейное перемещение прямым образом. К тому же индуктосины весьма точны и хорошо приспособлены для эксплуатации в тяжелых промышленных условиях, и не требуют наличия омического контакта между их отдельными частями.

Линейный индуктосин состоит из двух частей связанных между собой магнитным полем; в работе он напоминает многополюсный СКВТ (см. Рис.6.16). Одна часть индуктосина - масштабная линейка, фиксируется (с помощью эпоксидной смолы) к одной из осей механизма, например, к станине. Другая часть - ползунок, движется вдоль масштабной линейки и связана с той частью устройства, положение которой будет изменяться (например, суппорт механизма).

Масштабная линейка изготавливается из материала станины, как сталь, нержавеющая сталь, алюминий или пружинная лента, которые покрываются изолирующим слоем. Печатный проводник в форме длинной прямоугольной гребенки приклеивается к данному слою. Период гребенки обычно берется с шагом 0.1 дюйма, 0.2 дюйма или 2 мм. Ползунок, длиной около 4 дюймов, также содержит два печатных проводника приклеенных к его поверхности обращенной в сторону масштабной линейки. Эти два проводника имеют такую же гребенчатую форму и с тем же шагом, как и на масштабной линейке, но сдвинуты один относительно другого на 1/4 периода. Масштабная линейка и ползунок разделяются воздушным зазором около 0.007 дюйма.

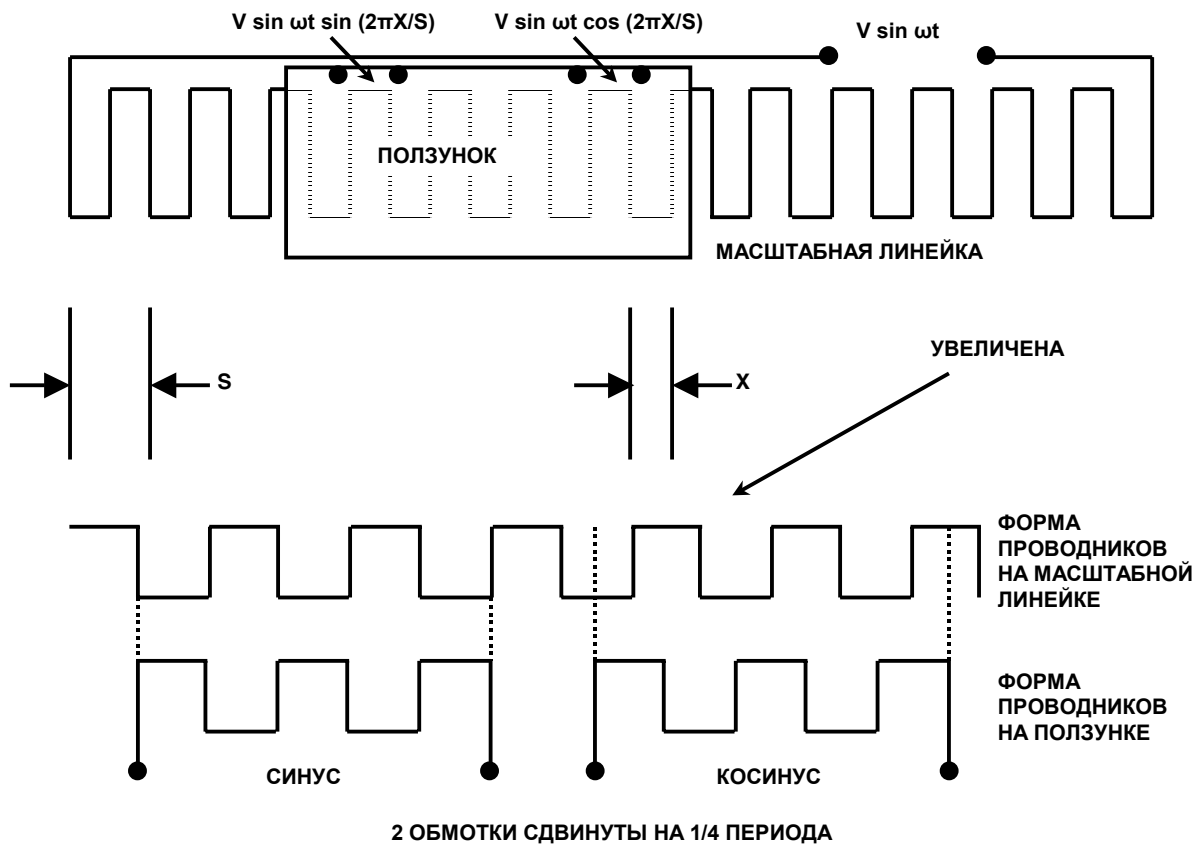


Рис.6.16. Линейный индуктосин.

Работа индуктосина напоминает работу СКВТ. Если на масштабную линейку подать напряжение синусоидальной формы, это напряжение появится на обеих обмотках ползунка и будет пропорционально синусу и косинусу смещения ползунка относительно одного зубца масштабной линейки. Если S - расстояние между зубцами, а X - смещение ползунка относительно зубца и масштабная линейка питается напряжением $V \sin \omega t$, тогда на обмотках ползунка будут следующие напряжения:

$$V (\text{синусный выход}) = V \cdot \sin \omega t \cdot \sin \left[\frac{2\pi X}{S} \right]$$

$$V (\text{косинусный выход}) = V \cdot \sin \omega t \cdot \cos \left[\frac{2\pi X}{S} \right]$$

По мере того, как ползунок двигается между соседними зубцами масштабной линейки, напряжения на обеих обмотках ползунка изменяется подобно тому, как напряжения на СКВТ при повороте на 360° . Абсолютное положение индуктосина определяется подсчетом последовательных зубцов в любом направлении от указанной стартовой точки. Поскольку индуктосин содержит большое число периодов гребенки, необходим некоторый способ грубого контроля для того, чтобы избежать неоднозначности в измерениях. Обычный прием подсчета числа пройденных зубцов состоит в использовании для этого СКВТ или сельсина, подключенных через зубчатую пару колесо-рейка или с помощью подающего винта.

В противоположность СКВТ с высоким коэффициентом трансформации 1:1 или 2:1 типовой индуктосин работает с коэффициентами трансформации порядка 100:1. Это приводит к тому, что оба выходных сигнала лежат в милливольтовом диапазоне и обычно требуют своего усиления.

Поскольку выходные сигналы ползунка получаются усреднением из большого набора пространственных циклов, малые ошибки в пространственном расположении зубцов имеют весьма малый эффект. Это является весьма важной причиной, по которой индуктосины имеют чрезвычайно высокую точность. В соединении с 12-разрядным РЦП линейный индуктосин обычно достигает разрешения в 25 микродюймов.

Можно создать вращающийся индуктосин, размещая гребенку масштабной линейки на круглом роторе, а гребенки ползунка на круглом статоре. С помощью такого устройства можно получить весьма высокое разрешение. Например, типовой вращающийся индуктосин может содержать гребенку из 360 зубцов на один оборот и можно использовать 12-разрядный РЦП. Конвертер делит каждый шаг гребенки на 4096 секторов. Умножая их на 360 зубцов, можно сказать, что вращающийся индуктосин делит окружность, как целое, на 1 474 560 секторов. Это соответствует угловому разрешению менее чем 0.9 угл.сек. Как и в случае линейного индуктосина, должны быть обеспечены средства для подсчета количества отдельных зубцов по ходу вращения оси. Это может выполняться с помощью дополнительного СКВТ, выполняющего грубые измерения.

Векторное управление индукционным двигателем переменного тока

Индукционный двигатель переменного тока известен давно по причине своей простоты конструкции, низкой стоимости, высокой эффективности и долговременной стабильности. Однако функции двигателя ограничены из-за невозможности управлять его динамической работой. Это существенно ограничивает спектр приложений индукционных двигателей переменного тока особенно там, где требуется динамически управлять скоростью, вращающим моментом и переходной характеристикой при изменении нагрузки. Однако, последние достижения в цифровой обработке сигналов (ЦОС) и технологии построения интегральных аналого-цифровых схем обеспечивают возможность такой работы индукционных двигателей, которая ранее не представлялась возможной. Изготовители, стараясь достигнуть максимального соотношения затрат/ экономии при реализации векторного управления, могут уменьшить стоимость работ НИОКР и время на внедрение, для спектра приложений от промышленных проводов до электромобилей и локомотивов, применяя стандартные наборы микросхем.

Мало вероятно, чтобы Никола Тесла (1856-1943 гг.), изобретатель индукционного двигателя мог предвидеть, что эта «рабочая лошадка промышленности» могла бы трансформироваться в новый класс двигателей, конкурентно способных в большинстве промышленных приложений. Перед обсуждением преимуществ векторного управления необходимо понять основы работы электрических двигателей различных типов.

До настоящего времени, двигательные приложения, требующие выполнения таких задач автоматического управления как реализация переходных характеристик, настраиваемых на динамическую нагрузку, контроль постоянства момента и скорости вращения в широком динамическом диапазоне значений, были практически исключительно областью коллекторных двигателей постоянного тока и синхронных двигателей постоянного тока с постоянным магнитом. Основной причиной такого предпочтения было наличие хорошо понятных и проверенных схем управления. Несмотря на простоту управления, коллекторные двигатели постоянного тока имеют определенные недостатки; щетки коллекторов изнашиваются и требуют регулярной замены, пускатели изнашиваются и могут быть повреждены из-за неправильной работы щеток, щетки/пускатель являются источниками особого загрязнения, а искры, возникающие на механическом пускателе, могут явиться серьезной пожарной опасностью при работе в некоторых средах.

Появление мощных инверторов, способных управлять мощными двигателями, позволило ввести в практику приложений автоматического управления двигатели с другой структурой, синхронные двигатели постоянного тока с постоянным магнитом (СДПТМ). Несмотря на отсутствие многих проблем, связанных с механикой коллекторных двигателей, данные двигатели требовали более сложных схем управления и обладали собственными недостатками. Оставляя в стороне высокую стоимость, СДПТМ при больших мощностях имеют ротор с чрезвычайно большим моментом инерции, а также они ограничены в приложениях, где требуются высокие скорости вращения, из-за механических ограничений конструкции ротора.

В 1960-х годах успехи теории управления и в особенности в развитии метода *косвенного управления полем* обеспечили теоретическую основу для динамического управления индукционными двигателями переменного тока.

Вследствие большого числа математических вычислений, требуемых при реализации косвенного управления полем, обычно называемого сейчас *векторным управлением*, практическое применение метода было невозможно в течение многих лет. Имевшаяся в то время аппаратура не могла выполнять быстрое и точное измерение положения ротора и вычисление в реальном масштабе времени векторов динамического потока.

В настоящее время наличие прецизионных оптических кодировщиков, биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT), высокоскоростных РЦП и высокоскоростных цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) выдвинули векторное управление на передний край моторостроения, учитывая, в особенности, преимущества, присущие индукционным двигателям переменного тока.

Упрощенная блок-схема системы управления индукционным двигателем переменного тока показана на Рис.6.17. На этом примере функции контроля выполняют ИС (ADMC300, ADMC330 или ADMC331). Входами для микросхемы управления являются токи двигателя (обычно три фазы), положение ротора и скорость двигателя. Для измерения токов часто используются датчики на основе эффекта Холла, а СКВТ и РЦП определяют положение ротора и скорость. Для выполнения необходимых вычислений векторного управления в реальном масштабе времени используются ЦСП. Результаты вычисления используются для управления инверторами. Преобразования, требуемые для векторного управления, также выполняются ЦСП.

ИС ADMC300 включает в себя 5-канальный 16-разрядный АЦП с высоким разрешением, 12-разрядный трехфазный широтно-импульсный модулятор (ШИМ) и гибкий интерфейс кодировщика для датчика положения обратной связи.

ИС ADMC330 включает в себя 7-канальный 12-разрядный АЦП и 12-разрядный трехфазный ШИМ-генератор.

ИС ADMC331 содержит в себе 7-канальный 12-разрядный АЦП и программируемый 16-разрядный трехфазный ШИМ-модулятор. Он также содержит в себе дополнительную возможность коррекции фактора мощности ($\cos \varphi$). Все устройства одержат на кристалле ЦСП (20 МГц) основанный на модифицированном 16-разрядном ядре ЦСП с гарвардской архитектурой от Analog Devices. Возможно использование программного обеспечения ЦСП от поставщиков с третьей стороны для создания систем управления двигателями, на основе данных ИС.

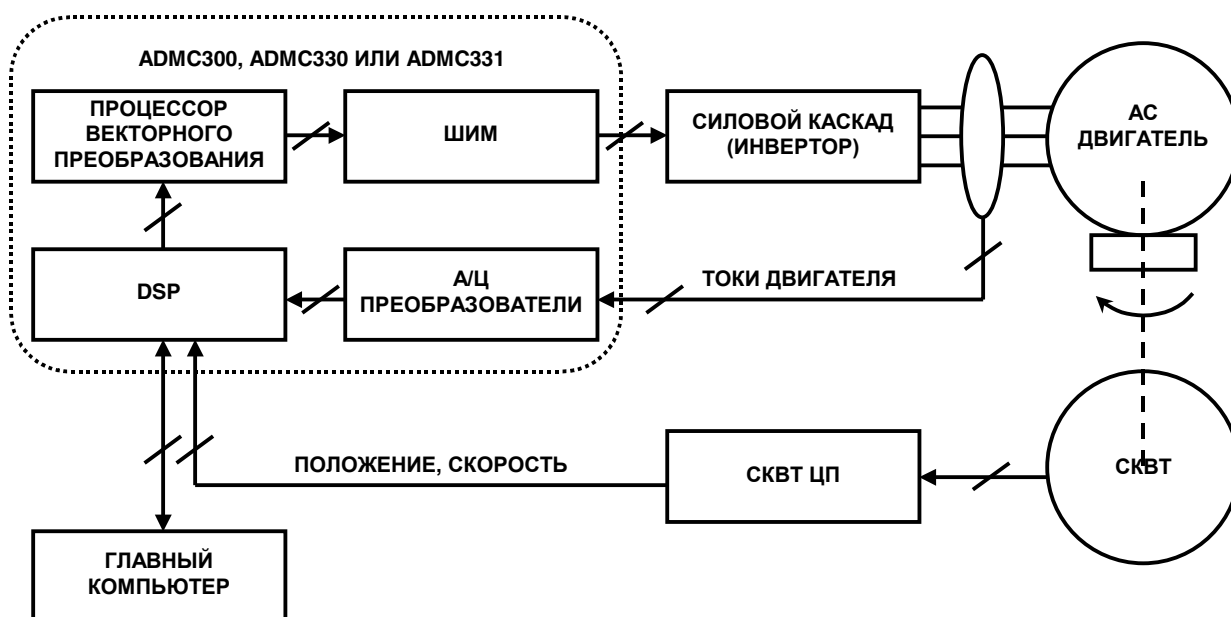


Рис.6.17. Управление индукционным двигателем переменного тока.

Акселерометры

В настоящее время акселерометры широко используются для измерения угла крена, сил инерции, ударов и вибрации. Они находят широкое применение в автомобилестроении, медицине, промышленном контроле и других приложениях. Современные методы микрообработки позволяют производить данные акселерометры по КМОП технологии с высокой надежностью и малой стоимостью. Акселерометры, выпускаемые фирмой Analog Devices, выполненные как iMEMS (*Integrated Micro Electro Mechanical Systems* – интегральные микроэлектромеханические системы) представляют собой идеологический прорыв в этой технологии. Значительное преимущество данного типа акселерометров над пьезоэлектрическими акселерометрами состоит в том, что с помощью первых может быть измерена постоянная величина ускорения (т.е. их можно использовать для измерения крена, где величина ускорения является постоянной - 1 g).

- ◆ Измерение крена или наклона
 - ◆ для систем предупреждения в автомобиле
 - ◆ для мониторинга (отслеживания) состояния пациентов
- ◆ Измерение сил инерции
 - ◆ для защиты дисковых накопителей в портативных компьютерах
 - ◆ для создания датчиков аварий воздушных резервуаров
 - ◆ для навигационных систем автомобилей
 - ◆ для контроля подъемных устройств
- ◆ Измерение ударов и вибрация
 - ◆ для контроля механизмов
 - ◆ для проведения специальных испытаний
- ◆ Создание акселерометров в диапазоне ускорений от $\pm 2g$ до $\pm 100g$
 - ◆ Создание акселерометров в диапазоне частот от DC до 1 КГц

Рис.6.18. Приложения, где используются акселерометры.

Элемент ячейки измерения ускорения показан на Рис.6.19. Элемент поверхностного микрообработанного датчика выполняется путем осаждения поликремния на вспомогательный оксидный слой, который затем стравливается, оставляя при этом свободно подвешенный элемент датчика.

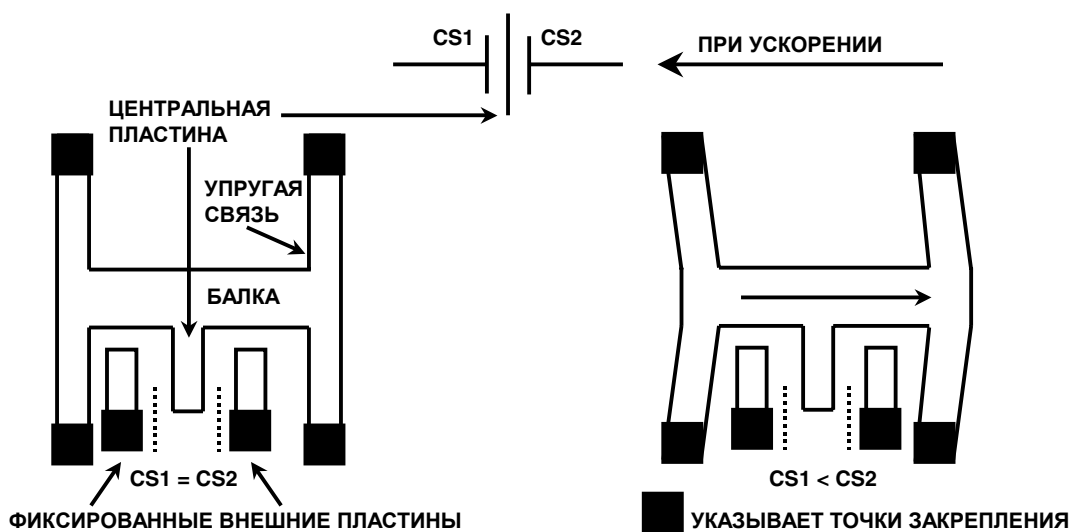


Рис.6.19. Микрообработанные акселерометры семейства ADXL (вид сверху)

На самом деле реальный датчик содержит десятки таких элементарных ячеек для измерения ускорения, но на рисунке, для ясности, показана всего одна ячейка. Электрической основой датчика является дифференциальный конденсатор ($CS1$, $CS2$), который образован центральной пластиной, являющейся частью подвижной балки, и двумя фиксированными внешними пластинами. Эти два конденсатора равны по величине в состоянии покоя (при отсутствии ускорения). При приложении ускорения масса балки вызывает ее смещение в сторону одной из фиксированных пластин и удаление от другой. Это изменение дифференциальной емкости является электрической основой для работы нормирующей электроники, показанной на Рис.6.20.

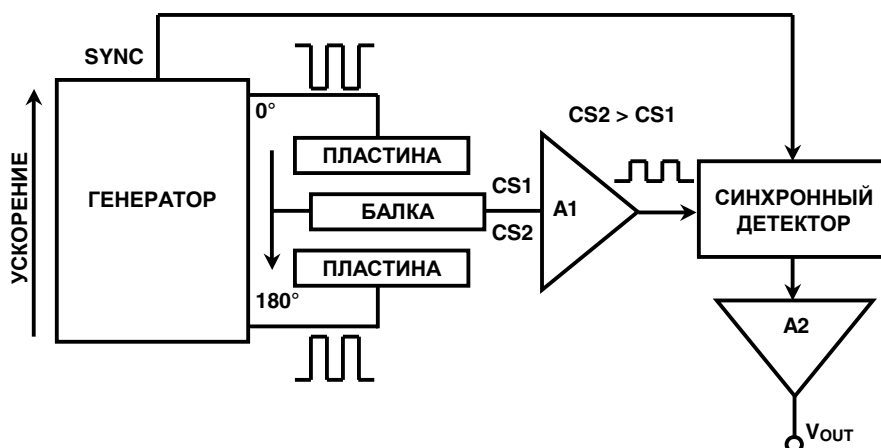


Рис.6.20. Внутренняя структура устройства нормирования сигналов акселерометров семейства ADXL.

На фиксированные пластины конденсатора датчика подается дифференциальное напряжение 1 МГц прямоугольной формы: амплитуды напряжения равны, а фазы сдвинуты на 180°. В состоянии покоя величины двух конденсаторов одинаковы и потому выходное напряжение в их электрическом центре (т.е. на центральной пластине, закрепленной на подвижной балке) = 0. Когда балка начинает двигаться, возникает рассогласование емкостей, и оно дает выходной сигнал на центральной пластине. Выходной сигнал будет увеличиваться с ростом ускорения. Сигнал с центральной пластины буферизуется усилителем $A1$ и подается далее на синхронный детектор. Перемещения балки воздействует на фазу сигнала, и поэтому для получения информации об амплитуде используется синхронное детектирование. Выходной сигнал синхронного детектора подается на усилитель $A2$, который дает выходное напряжение V_{OUT} , пропорциональное ускорению.

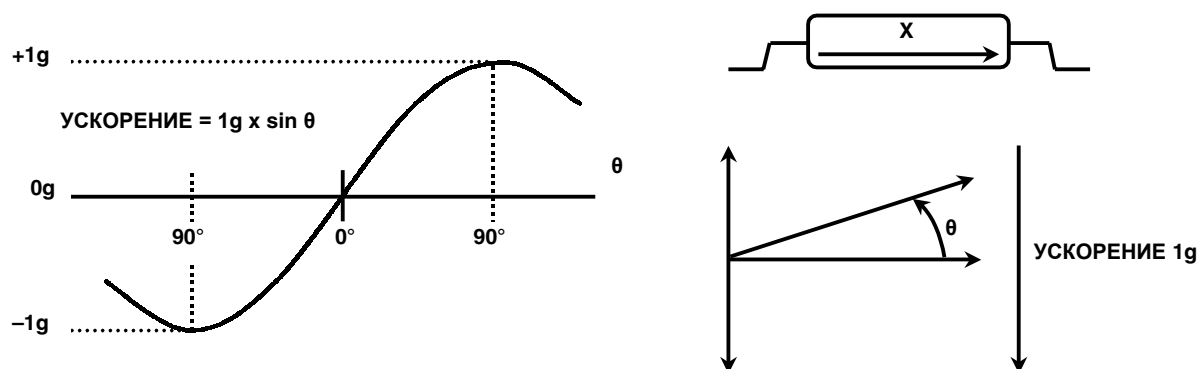


Рис.6.21. Измерение крена с использованием акселерометра.

Одним из интересных приложений акселерометров рассчитанных на измерение малой величины ускорения является измерение угла крена. На Рис.6.21 показана реакция акселерометра при крене. Выходной сигнал акселерометра на диаграмме нормализован на верхний предел шкалы в 1 g. Выходной сигнал акселерометра пропорционален синусу угла крена по отношению к горизонтальной плоскости. Отметим, что максимальная чувствительность имеет место тогда, когда ось акселерометра перпендикулярна к направлению ускорения. Эта схема позволяет измерять углы крена от -90° до $+90^\circ$. (поворот на 180°). Однако, для того, чтобы измерить полный оборот на 360° следует использовать акселерометр чувствительный по двум осям.

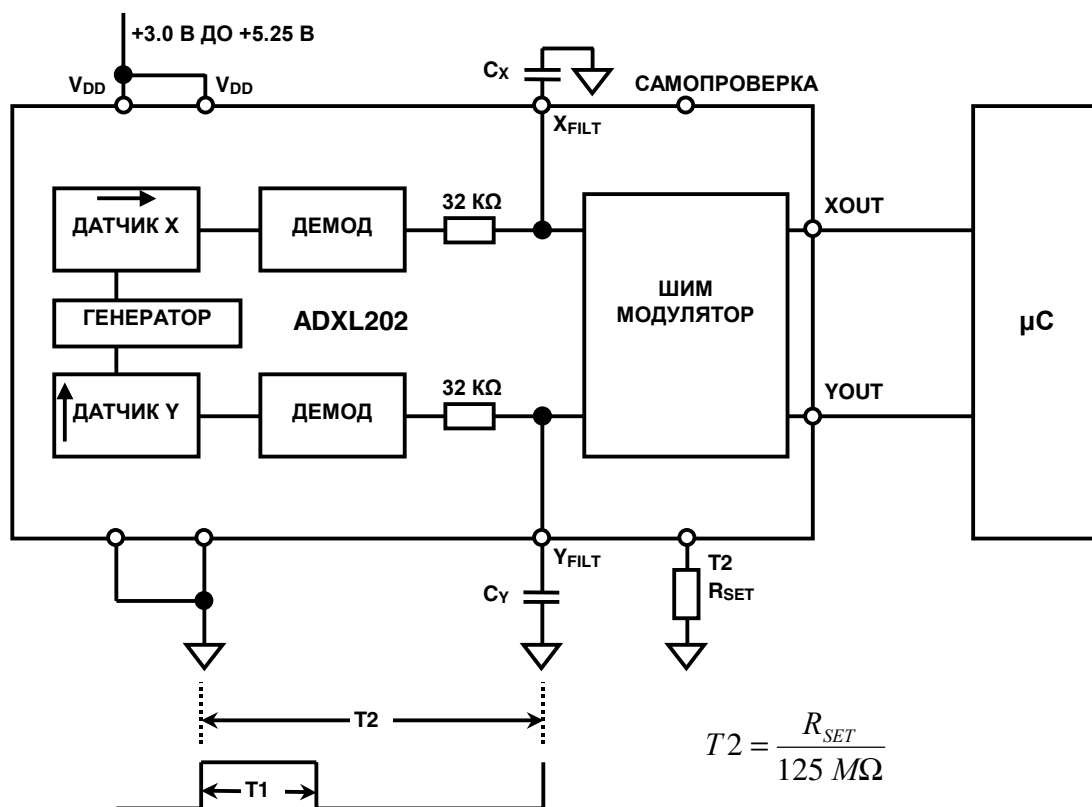


Рис.6.22. Двухосевой акселерометр ± 2 g ADXL202.

На Рис.6.22 показана упрощенная блок-схема двух осевого ± 2 g акселерометра ADXL202. Выходной сигнал представляет собой импульсы, скважность следования которых содержит информацию об ускорении. Данный тип выхода крайне полезен вследствие своей высокой помехозащищенности и той особенности, что данные передаются всего по одному проводу. Стандартные микроконтроллеры недорогой стоимости имеют в своем составе таймеры, которые можно легко использовать для измерения временных интервалов $T1$ и $T2$. Ускорение g вычисляется с использованием формулы:

$$A(g) = 8 \cdot \left[\frac{T1}{T2} - 0.5 \right]$$

Отметим, что скважность в 50 % ($T1 = T2$) на выходе дает $g = 0$. Величину $T2$ не следует измерять в каждом цикле измерения. Ее необходимо модифицировать только тогда, когда требуется учесть влияние изменения температурных условий.

Поскольку временной период T_2 присутствует одновременно в каналах X и Y , его необходимо измерять только по одному каналу. С помощью внешнего резистора период T_2 можно устанавливать в пределах от 0.5 мс до 10 мс.

В данном акселерометре можно получить аналоговое напряжение, отражающее величину ускорения, путем буферизации сигналов с выходов X_{FIL} или Y_{FIL} , или путем пропускания сигналов с выходов «скважности» через RC фильтр для восстановления их постоянной составляющей.

Единственный акселерометр не может удовлетворять всем приложениям. Особенно таким, где требуются акселерометры с низким и высоким пределами по g . Устройства с низким g полезны в таких приложениях, как измерение угла крена, а акселерометры с высоким g требуются в таких приложениях как, например, датчики контроля целостности воздушных резервуаров. На Рис.6.23 показаны акселерометры семейства ADXL Analog Devices на настоящий момент времени. Отметим, что некоторые из указанных устройств являются двух осевыми модификациями и устройствами, где выходная информация представлена скважностью.

	Диапазон g	Спектральная плотность шума	Количество обслуживаемых осей	Тип выхода
ADXL202	$\pm 2 g$	0.5 мг/√Гц	2	Скважность
ADXL05	$\pm 5 g$	0.5 мг/√Гц	1	Напряжение
ADXL105	$\pm 5 g$	0.175 мг/√Гц	1	Напряжение
ADXL210	$\pm 10 g$	0.5 мг/√Гц	2	Скважность
ADXL150	$\pm 50 g$	1.0 мг/√Гц	1	Напряжение
ADXL250	$\pm 50 g$	1.0 мг/√Гц	2	Напряжение
ADXL190	$\pm 100 g$	4.0 мг/√Гц	1	Напряжение

Рис.6.23. Акселерометры семейства ADXL.

Литература

1. Herman Schaevitz, *The Linear Variable Differential Transformer*, Proceedings of the SASE, Volume IV, No. 2, 1946.
2. Dr. Ernest D.D. Schmidt, *Linear Displacement - Linear Variable Differential Transformers - LVDTs*, Schaevitz Sensors, <http://www.schaevitz.com>
3. E-Series LVDT Data Sheet, Schaevitz Sensors, <http://www.schaevitz.com>
4. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*, John Wiley, New York, 1991.
5. Harry L. Trietley, *Transducers in Mechanical and Electronic Design*, Marcel Dekker, Inc., 1986.
6. AD598 and AD698 Data Sheet, Analog Devices, Inc., <http://www.analog.com>
7. Bill Travis, *Hall-Effect Sensor ICs Sport Magnetic Personalities*, EDN, April 9, 1998, pp. 81-91.
8. AD22151 Data Sheet, Analog Devices, Inc., <http://www.analog.com>
9. Dan Sheingold, *Analog-Digital Conversion Handbook, Third Edition*, Prentice-Hall, 1986.
10. F. P. Flett, *Vector Control Using a Single Vector Rotation Semiconductor for Induction and Permanent Magnet Motors*, PCIM Conference, Intelligent Motion, September 1992 Proceedings (доступно от Analog Devices)
11. F. P. Flett, *Silicon Control Algorithms for Brushless Permanent Magnet Synchronous Machines* PCIM Conference, Intelligent Motion, June 1991 Proceedings, (доступно от Analog Devices)
12. P.J.M. Coussens, et al, *Three Phase Measurements with Vector Rotation Blocks in Mains and Motion Control*, PCIM Conference, Intelligent Motion, April 1992 Proceedings (доступно от Analog Devices)
13. Dennis Fu, *Digital to Synchro and Resolver Conversion with the AC Vector Processor AD2S100*, (доступно от Analog Devices).
14. Dennis Fu, *Circuit Applications of the AD2S90 Resolver-to-Digital Converter*, AN-230, Analog Devices.
15. Aengus Murray and P. Kettle, *Towards a Single Chip DSP Based Motor Control Solution* Proceedings PCIM - Intelligent Motion, May 1996, (доступно от Analog Devices)
16. D. J. Lucey, P. J. Roche, M. B. Harrington, and J. R. Scannell, *Comparison of Various Space Vector Modulation Strategies*, Proceedings Irish DSP and Control Colloquium, July 1994, Dublin, Ireland, pp. 169-175.
17. Niall Lyne, *ADCs Lend Flexibility to Vector Motor Control Applications*, Electronic Design, May 1, 1998, pp. 93-100.
18. Frank Goodenough, *Airbags Boom when IC Accelerometer Sees 50g*, Electronic Design, August 8, 1991.

РАЗДЕЛ 7

ДАТЧИКИ ТЕМПЕРАТУРЫ

РАЗДЕЛ 7: ДАТЧИКИ ТЕМПЕРАТУРЫ

Уолт Кестер, Джеймс Брайнт, Уолт Юнг

■ Работа термопар и компенсация температуры холодного спая

■ Резистивные датчики температуры

■ Термисторы

■ Полупроводниковые датчики температуры

■ Мониторинг температуры микропроцессоров

Введение

В современных электронных устройствах измерение температуры чрезвычайно важно, особенно если речь идет о дорогих малогабаритных компьютерах или других портативных устройствах с плотно упакованными электронными компонентами, которые рассеивают заметную мощность в виде тепловой энергии. Знание температуры системы можно также использовать для управления зарядом аккумуляторных батарей и для предотвращения повреждения дорогостоящих микропроцессоров.

Портативное высоко потребляющее оборудование часто имеет охлаждающий вентилятор для поддержания внутренней температуры на нужном уровне. Для того чтобы продлить жизненный цикл аккумуляторных батарей, вентилятор должен работать только тогда, когда это необходимо. Точное управление работой вентилятора требует знания критических температур, которые измеряются с помощью соответствующих датчиков температуры.

- ◆ Для мониторинга (наблюдения)
 - ◆ Портативного оборудования
 - ◆ Температуры центрального процессора
 - ◆ Температуры аккумуляторной батареи
 - ◆ Температуры окружающей среды
- ◆ Для компенсации
 - ◆ Для компенсации дрейфа генератора в сотовых телефонах
 - ◆ Для компенсации температуры холодного спая термопар
- ◆ Для управления
 - ◆ Зарядом аккумуляторной батареи
 - ◆ Управление процессом удержания температуры

Рис.7.1. Применение датчиков температуры.

Точные измерения температуры требуется и для других приложений, таких как управление технологическими процессами и специальный инструментарий. В большинстве случаев, вследствие малых выходных сигналов и их нелинейности, выходные сигналы с датчиков должны быть отнормированы соответствующим образом и усилены перед тем как выполнять их последующую обработку.

Исключая интегральные датчики, все температурные датчики обладают нелинейной функцией передачи. В прошлом, для коррекции нелинейности датчика конструировались специальные сложные аналоговые схемы нормирования. Для достижения требуемой точности данные цепи часто требовали ручной калибровки и применения прецизионных резисторов. В настоящее время выходы датчиков можно квантовать непосредственно с помощью АЦП высокого разрешения, затем выполнить линеаризацию и калибровку цифровым способом, уменьшив тем самым стоимость и сложность системы.

Резистивные датчики температуры являются достаточно точными устройствами, но требуют внешнего тока возбуждения и обычно используются в мостовых измерительных схемах. Термисторы имеют наивысшую чувствительность, но в то же время обладают наибольшей нелинейностью. Однако, они популярны в портативных приложениях, таких как измерение температуры аккумуляторной батареи и в других системах измерения критических температур.

Современные полупроводниковые датчики температуры дают высокую точность и обладают высокой линейностью по диапазону рабочих температур от -55°C до $+150^{\circ}\text{C}$. Внутренние усилители могут масштабировать выходной сигнал до удобных значений на выходе, например, $10\text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$. Они также полезны для применения в цепях компенсации температуры холодного спая для широкодиапазонных датчиков температуры - термопар. Полупроводниковые температурные датчики можно объединять в многофункциональные интегральные схемы (ИС), которые выполняют ряд других мониторирующих функций.

На Рис.7.2 перечислено большинство из наиболее популярных типов преобразователей температуры и даны их характеристики.

Термопары	РДТ	Термисторы	Полупроводниковые датчики температуры
Самый широкий диапазон температур: -184°C до $+2300^{\circ}\text{C}$	Диапазон: -200°C до $+850^{\circ}\text{C}$	Диапазон: 0°C до $+100^{\circ}\text{C}$	Диапазон: -55°C до $+150^{\circ}\text{C}$
Высокая точность и повторяемость	Высокая линейность	Низкая линейность	Линейность: 1°C Точность: 1°C
Необходимость компенсации холодного спая	Требует внешнего возбуждения	Требует внешнего возбуждения	Требует внешнего возбуждения
Низкое выходное напряжение	Низкая стоимость	Высокая чувствительность	Типовой выходной сигнал: $10\text{ мВ}/\text{K}$, $20\text{ мВ}/\text{K}$ или $1\text{ мА}/\text{K}$

Рис.7.2. Типы датчиков температуры.

Работа термопар и компенсация холодного спая

Термопары являются небольшими, точными и относительно недорогими устройствами и работают в широком диапазоне температур. Они особенно полезны при выполнении измерения весьма высоких температур (до + 2300°C) в агрессивных средах. Они дают на выходе милливольтные сигналы и требуют точного усиления для проведения дальнейшей их обработки. Они также требуют принятия мер по компенсации температуры холодного спая, что будет обсуждаться коротко далее. Они более линейны, чем многие другие датчики и их нелинейность хорошо формализована. Некоторые из наиболее известных термопар показаны на Рис.7.3. Для создания термопар используются следующие металлы: железо, платина, родий, рений, вольфрам, медь, алюмель (сплав никеля и алюминия), хромел (сплав никеля и хрома) и константан (сплав меди и никеля).

Материалы контакта	Типовой температурный диапазон (°C)	Номинальная чувствительность (мкВ/°C)	Обозначение по ANSI
Платина (6%) Родий-Платина (30%) Родий	38 до 1800	7.7	B
Вольфрам (5%) Рений-Вольфрам(26%) Рений	0 до 2300	16	C
Хромел - Константан	0 до 982	76	E
Железо - Константан	0 до 760	55	J
Хромел - Алюмель	- 184 до 1260	39	K
Платина(13%) Родий-Платина	0 до 1593	11.7	R
Платина (10%) Родий-Платина	0 до 1538	10.4	S
Медь-Константан	-184 до 400	45	T

Рис.7.3. Термопары.

На Рис.7.4 показаны кривые зависимости напряжения от температуры для трех широко используемых термопар при фиксированной температуре опорного спая (холодного спая) 0°C. Из показанных термопар, термопары J являются наиболее чувствительными, производя наибольшее выходное напряжение на заданный перепад температуры. С другой стороны, термопары S являются наименее чувствительными. Приведенные характеристики очень полезны для рассмотрения при разработке схем нормирования сигналов. В том смысле, что термопары с относительно малыми выходными сигналами требуют усилителей с более низкими шумами, малым дрейфом и высоким усилением.

Для понимания поведения термопары необходимо рассмотреть нелинейность ее отклика на перепад температуры. Рис.7.4 показывает соотношение между температурой измерительного спая и выходным напряжением для ряда термопар (во всех случаях холодный спай поддерживается при температуре 0°C). Очевидно, что отклики не совсем линейны, в тоже время, природа этой нелинейности не так очевидна.

На Рис.7.5 показано как коэффициент Зеебека (изменение выходного напряжения при изменении температуры чувствительного спая - т.е. первой производной выходного

напряжения от температуры) меняется с температурой измерительного спая (предполагается случай, когда температура холодного спая поддерживается при 0°C).

При выборе термопары для выполнения измерений в заданном диапазоне температур мы должны выбирать термопару, коэффициент Зеебека которой в меньшей степени меняется в заданном рабочем диапазоне.

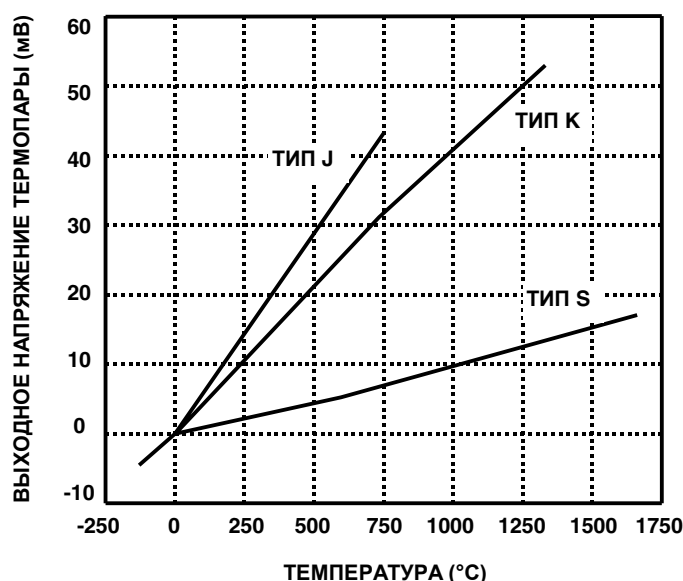


Рис.7.4. Выходные напряжения для термопар типов J, K, S.

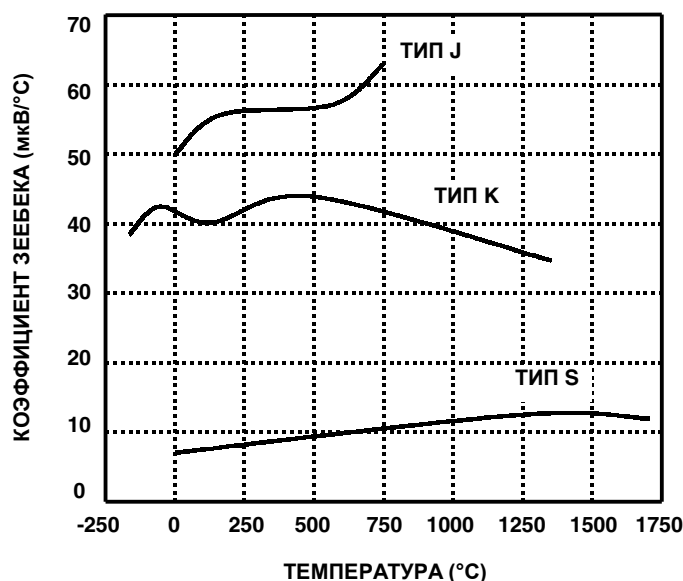


Рис.7.5. Зависимость коэффициента Зеебека термопары от температуры.

Например, термопара типа J имеет коэффициент Зеебека, меняющийся менее чем на 1 мкВ/°C в промежутке от 200°C до 500°C, что делает ее идеальной для измерений в данном диапазоне.

Наличие этих данных по термопарам преследует две цели: первая, Рис.7.4 иллюстрирует диапазон и чувствительность трех типов термопар так, что разработчик сразу может определить, что термопара типа S имеет наиболее широкий рабочий диапазон, а термопара типа J будет наиболее чувствительной.

Вторая, коэффициент Зеебека дает быструю оценку линейности термопар. Используя данные Рис.7.5 разработчик может выбрать термопару типа К благодаря линейности ее коэффициента Зеебека для работы в диапазоне от 400°C до 800°C или термопару типа S для работы в диапазоне от 900°C до 1700°C. Поведение коэффициента Зеебека термопары важно в тех приложениях, где представляет интерес изменение температуры, а не ее абсолютное значение. Эти данные также показывают, какие рабочие характеристики потребуются от цепи нормирования сигналов.

Для успешного использования термопар полезно понимать основы их работы. Рассмотрим схемы на Рис.7.6.

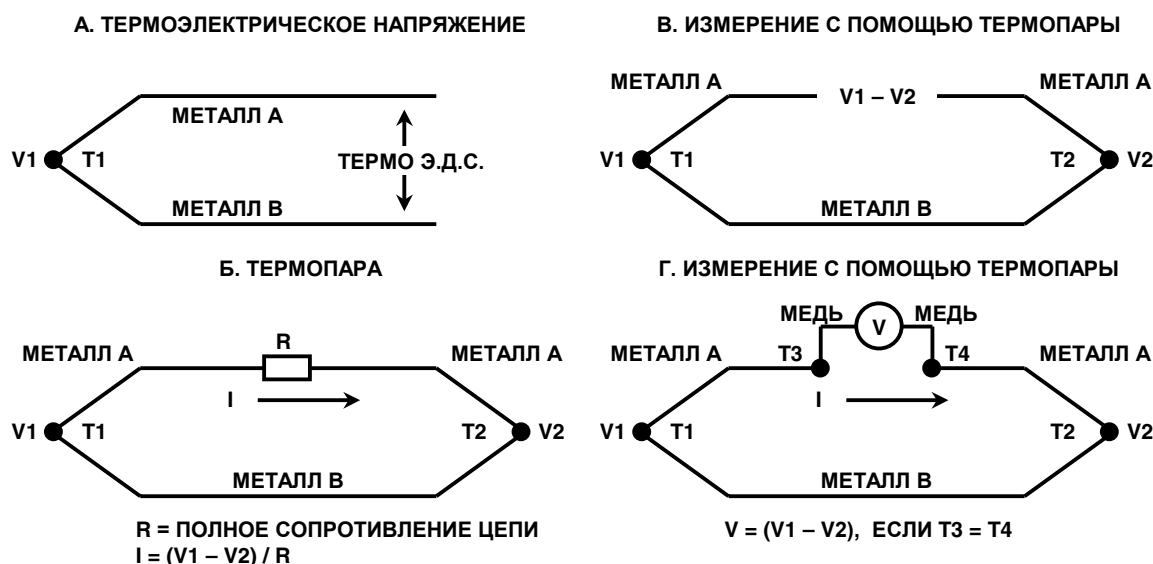


Рис.7.6. Основы работы термопары.

Если соединить два разнородных металла при температуре выше абсолютного нуля, то между ними появится разность потенциалов (термо ЭДС или контактная разность потенциалов), которая является функцией температуры спаев (соединения) (Рис.7.6,а). Для того чтобы сформировать два спаев (Рис.7.6,б) соединим между собой два термопарных провода с обоих концов. Если оба спаев находятся при различных температурах, то в цепи появится результирующая ЭДС и потечет ток, определяемый величиной ЭДС и полным сопротивлением цепи (Рис.7.6,б). Если разорвать один из проводов, то напряжение в точках разрыва будет равно величине результирующей термо ЭДС в цепи, и если измерить это напряжение, то можно использовать его для расчета разности температур двух спаев (Рис.7.6,с). *Всегда необходимо помнить, что термопара измеряет разницу температур двух спаев, а не абсолютную температуру одного из спаев.* Можно измерять температуру на измерительном спае только тогда, когда известна температура другого спаев (называемого часто опорным или холодным спаем).

Но не столь просто измерить напряжение созданное термопарой. Предположим, что мы подключили вольтметр к цепи на Рис.7.6,с (Рис.7.6,г). Провода, подключенные к вольтметру, также образуют спаев термопар в местах их подключения. Если оба этих дополнительных спаев находятся при одной и той же температуре (несущественно какой величины), тогда «Закон о промежуточных металлах» утверждает, что они не внесут ничего в общую ЭДС системы. Если же спаев находятся при разных температурах, то они будут вносить ошибки. Так как *каждая пара разнородных металлов находящихся в контакте друг с другом генерируют термоэлектрическую ЭДС* (включая пары: медь/припой, ковар/медь [ковар - сплав, используемый для выводов ИС] и алюминий/ковар [соединения внутри микросхемы]).

Очевидно, что для реальных схем проблема еще более сложна, и необходимо обратить особое внимание на то, чтобы все пары контактов в цепи, содержащей термопару, исключая собственно измерительный и опорный спаи, находились при одной и той же температуре.

Термопары дают на выходе напряжение, хотя и достаточно малой величины, и не требуют внешнего возбуждения. Как показано на Рис.7.6,г, для измерения используются два спаи ($T1$ - измерительный спай и $T2$ - опорный спай). Если $T1 = T2$, то $V1 = V2$ и выходное напряжение $V = 0$. Выходные напряжения термопар часто определяются по отношению к температуре опорного спаи при 0°C (откуда следует термин *холодный спай* или *спай точки таяния льда*), таким образом, термопара дает выходное напряжение 0 В при температуре измерительного спаи 0°C . Для того, чтобы сохранить высокую точность измерения системы, опорный спай должен находиться при хорошо известной температуре (необязательно при 0°C). Концептуально простой метод выполнения этого требования показан на Рис.7.7. Хотя получить ванну таящего льда достаточно просто, данным методом пользоваться крайне неудобно.

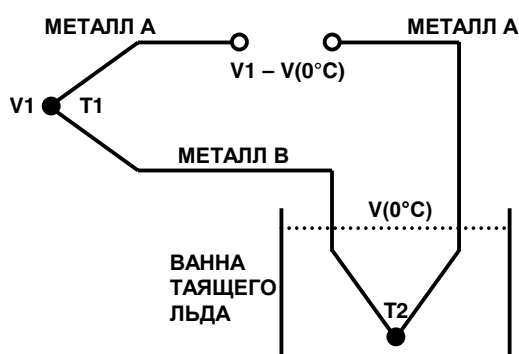
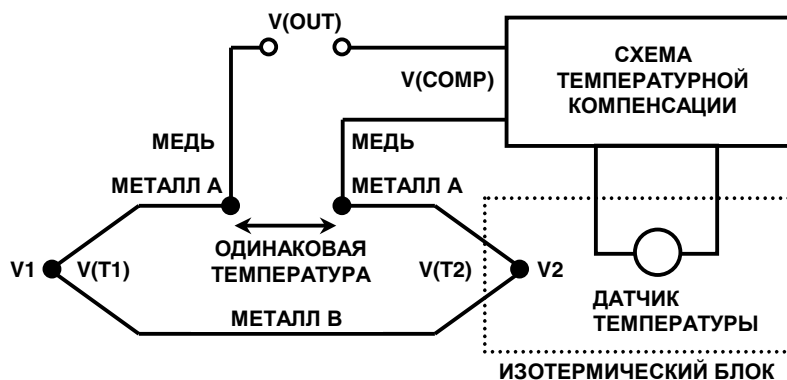


Рис.7.7. Классическая компенсация температуры холодного спаи при использовании опорного спаи находящегося при температуре таяния льда (0°C).

В настоящее время, обычно, ванна таящего льда заменяется электроникой. Другой температурный датчик (часто полупроводниковый датчик, а иногда термистор) измеряет температуру холодного спаи и его сигнал используется для введения напряжения в измерительную цепь термопары. Сигнал компенсирует разницу между действительной температурой холодного спаи и ее идеальной величиной (0°C), как показано на Рис.7.8.



$$\begin{aligned}
 V(\text{COMP}) &= f(T2) \\
 V(\text{OUT}) &= V(T1) - V(T2) + V(\text{COMP}) \\
 \text{ЕСЛИ } V(\text{COMP}) &= V(T2) - V(0^{\circ}\text{C}), \text{ ТО } V(\text{OUT}) = V(T1) - V(0^{\circ}\text{C})
 \end{aligned}$$

Рис.7.8. Использование датчика температуры для компенсации холодного спаи.

В идеальном случае, компенсирующее напряжение должно точно соответствовать требуемой разнице напряжений, поэтому на схеме дается напряжение как функция $f(T_2)$ (функция от T_2 , а не $K \cdot T_2$, где K - константа). На практике, поскольку температура холодного спая редко отличается от 0°C более чем на несколько десятков градусов, и обычно меняется меньше, чем на $\pm 10^\circ\text{C}$, от номинальной величины, линейная аппроксимация ($V = K \cdot T_2$) является достаточно точной и часто используемой функцией. (Выражение для выходного напряжения термопары с температурой ее измерительного спая $T^\circ\text{C}$ и опорного спая при температуре 0°C выражается полиномом $V = K_1 \cdot T + K_2 \cdot T^2 + K_3 \cdot T^3 + \dots$, но величины коэффициентов K_2 , K_3 и т.д. весьма малы для большинства известных типов термопар). В /8/ и /9/ даны величины этих коэффициентов для широкого набора термопар).

При использовании электронной компенсации холодного спая, общепринято не делать дополнительного спая термопары, а устанавливать свободные концы термопары в специальном изотермической блоке, как показано на Рис.7.9. Соединения: Металл А - Медь и Металл В - Медь, если они находятся при одинаковой температуре, эквивалентны термопарному спая Металл А - Металл В, как показано на Рис.7.8.

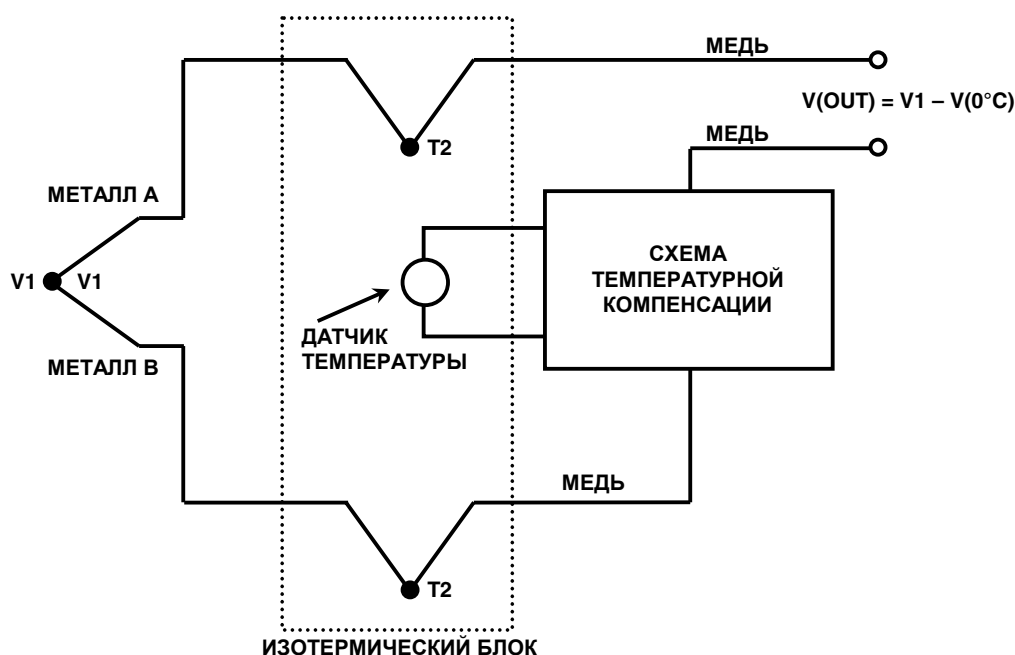


Рис.7.9. Установка термопарных проводников непосредственно в изотермическом блоке.

Схема на Рис.7.10 нормирует выходной сигнал термопары типа К и одновременно обеспечивает компенсацию холодного спая, для температур от 0°C до 250°C . Схема работает от одного источника питания от $+3.3\text{ В}$ до $+12\text{ В}$ и предназначена давать передаточную характеристику выходного напряжения $10\text{ мВ}/^\circ\text{C}$. Термопара типа К имеет коэффициент Зеебека приблизительно $41\text{ мкВ}/^\circ\text{C}$; поэтому на холодном спая устанавливается ИС TMP35-датчик температуры с температурным коэффициентом $10\text{ мВ}/^\circ\text{C}$. Он используется совместно с делителем R_1 и R_2 для того, чтобы ввести компенсирующий температурный коэффициент холодного спая противоположного знака, величиной $-41\text{ мкВ}/^\circ\text{C}$. Указанное включение препятствует появлению ошибки измерения температуры, обусловленной непосредственным соединением между проводниками термопары и трассами печатных проводников платы. Данная компенсация работает исключительно хорошо в диапазоне температур окружающей среды от 20°C до 50°C .

По диапазону измерения 250°C термопара дает изменение выходного напряжения в 10.151 мВ. Поскольку требуемое изменение выходного сигнала по верхнему пределу составляет 2.5 В, усиление в цепи составит 246.3. Выбор $R_4 = 4.99 \text{ K}\Omega$ даст величину $R_5 = 1.22 \text{ M}\Omega$. Поскольку ближайшая величина 1% резистора R_5 составляет 1.21 MΩ, используется дополнительный потенциометр 50 KΩ для точной настройки выходного напряжения по верхнему пределу. Хотя ИС OP193 является операционным усилителем с однополярным питанием, его выходной каскад не работает в режиме от-питания-до-питания, и его выходной сигнал доходит только до потенциала +0.1 В относительно земли. По этой причине, для смещения выходного напряжения приблизительно на 0.1 В, устанавливается дополнительный резистор R_3 на источник питания 5 В. Это напряжение смещения (10°C) следует вычитать, когда будет проводиться измерение и обработка выхода операционного усилителя OP193. Резистор R_3 также обеспечивает определение обрыва цепи термопары, устанавливая величину выходного напряжения больше 3В, если термопара оборвана. Резистор R_7 балансирует входной импеданс операционного усилителя OP193, а пленочный конденсатор 0.1 мкФ уменьшает величину шума на неинвертирующем входе.

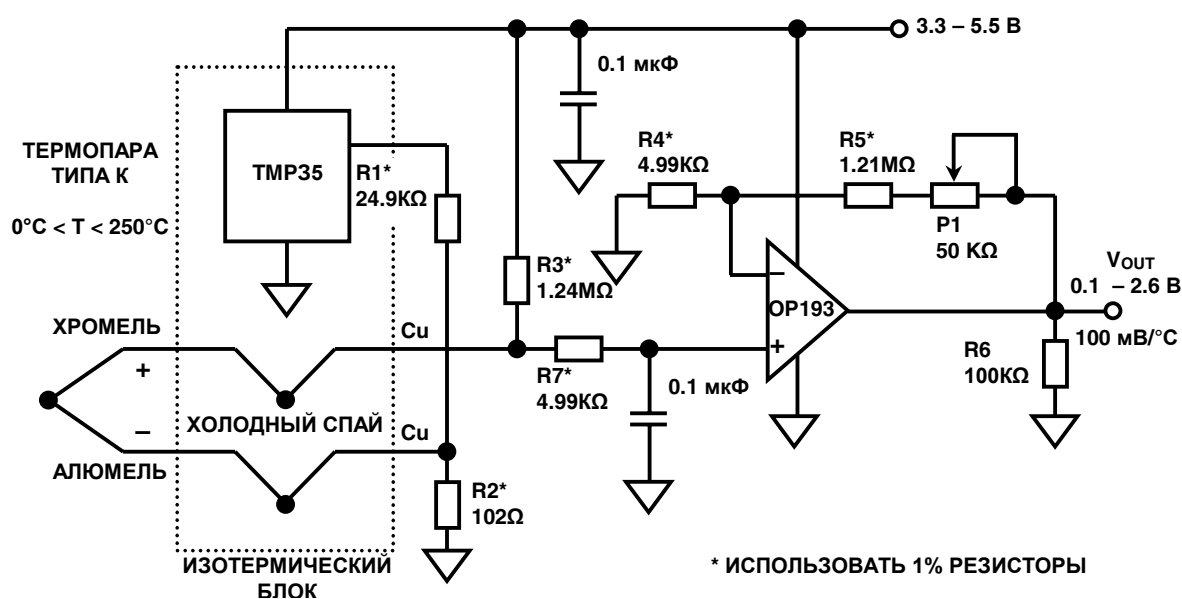


Рис.7.10. Использование датчика температуры (TMP35) для компенсации холодного спаия термопары.

ИС AD594/AD595 является кристаллом с законченным инструментальным усилителем и компенсатором холодного спаия для термопар (см. Рис.7.11). Он включает в себя компенсатор холодного спаия на температуру таяния льда и калиброванный усилитель с непосредственным подключением к выходу термопары и выходным сигналом высокого уровня (10 мВ/°C). Переключение перемычек на выводах установки режима позволяет использовать ИС в качестве линейного усилителя-компенсатора или релейного регулятора температуры, использующего фиксированное значение или дистанционное управление точкой установки температуры. ИС можно использовать для прямого усиления напряжения компенсации, получая тем самым, отдельный преобразователь температуры в градусах С с выходным сигналом 10 мВ/°C. Во всех приложениях весьма важно, чтобы ЧИП ИС был при той же самой температуре, что и холодный спай термопары, что обычно достигается установкой их обоих в непосредственной близости друг от друга и изолированием от источников тепла.

ИС AD594/AD595 включает в себя режим генерации сигнала предупреждения об обрыве термопары, который имеет место, если один или оба конца термопары оборваны. Выход предупреждения весьма гибок и включает возможность управления TTL микросхемами. Устройство можно питать от однополярного источника (который может быть не более + 5 В), но, подключив отрицательный источник питания, можно измерять температуры ниже 0°C.

Для того чтобы минимизировать величину саморазогрева данная ИС работает с потреблением тока до 160 мкА, но она также способна управлять нагрузкой с током потребления до ±5 мА.

AD594 предварительно калибруется лазерной подгонкой для согласования с характеристиками термопар типа J (железо/константан), а AD595 подстраивается на термопары типа K (хромел/алюмель). Можно перекалибровать ИС для работы с термопарами других типов (не J и K), устанавливая внешние резисторы управления напряжениями температурного преобразователя и его усилением. Внешние резисторы позволяют также более точно калибровать (точнее, чем на заводе) ИС в стандартных приложениях, как для термопар, так и для термометра. AD594/AD595 доступны в двух версиях исполнения. Версии С и А имеют точности калибровки ±1°C и ±3°C., соответственно. Обе ИС предназначены для работы с температурами холодных спаев в диапазоне от 0 до +50°C. Схема, показанная на Рис.7.11, даст заданный выходной сигнал с термопар типа J (AD594) или типа K (AD595) в диапазоне измерения 0 ... +300°C.

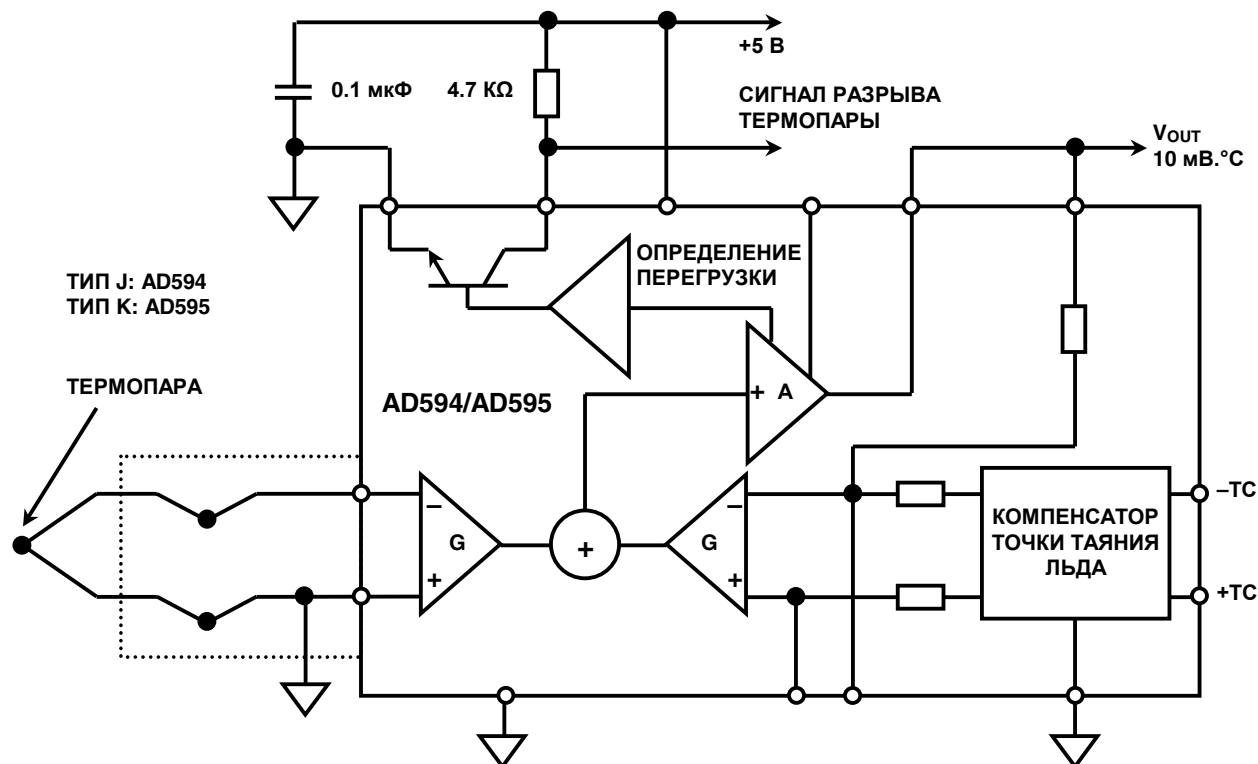


Рис.7.11. Монолитные усилители термопар AD594/AD595 с компенсацией холодного спая.

AD596/AD597 являются релейными регуляторами с установкой температуры, которые оптимизированы для использования при высоких температурах, например, в приложениях, связанных с управлением печами. Для получения внутреннего сигнала пропорционального температуре устройство выполняет компенсацию холодного спая и усиливает сигналы термопар типа J/K.

Можно сконфигурировать так, чтобы они обеспечивали выходное напряжение ($10 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$) непосредственно от сигналов термопар указанного типа. Данные устройства собраны в десятивыводном металлическом корпусе и настроены для работы при температуре окружающей среды от $+25^\circ\text{C}$ до $+100^\circ\text{C}$. ИС AD596 усиливает сигналы с термопар в диапазоне от -200°C до $+760^\circ\text{C}$, который рекомендован для термопар типа J, а AD597 адаптированы к использованию на входах термопар типа K в диапазоне от -200°C до 1250°C . Они имеют точность калибровки $\pm 4^\circ\text{C}$ при температуре окружающей среды 60°C , а их стабильность по температуре составляет $0.005^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$ в диапазоне окружающей температуры от $+25^\circ\text{C}$ до $+100^\circ\text{C}$.

Однако ни одно устройство, из описанных выше, не компенсирует нелинейности термопары, они обеспечивают лишь нормирование сигнала и его усиление по напряжению. АЦП с высоким разрешением, например, АЦП семейства AD77XX, можно использовать для непосредственного квантования сигналов с термопар, что позволяет микроконтроллеру выполнять линейризацию функции передачи термопары, как показано на Рис.7.12. Для квантования напряжения с термопары и выхода температурного датчика холодного спая используются два мультиплексных входа АЦП. Входной усилитель программируется на усиление от 1 до 128, а разрешение АЦП составляет от 16 до 22 разрядов (в зависимости от выбранного конкретного АЦП). Микроконтроллер выполняет арифметические действия по компенсации температуры холодного спая и линейризации характеристики термопары.

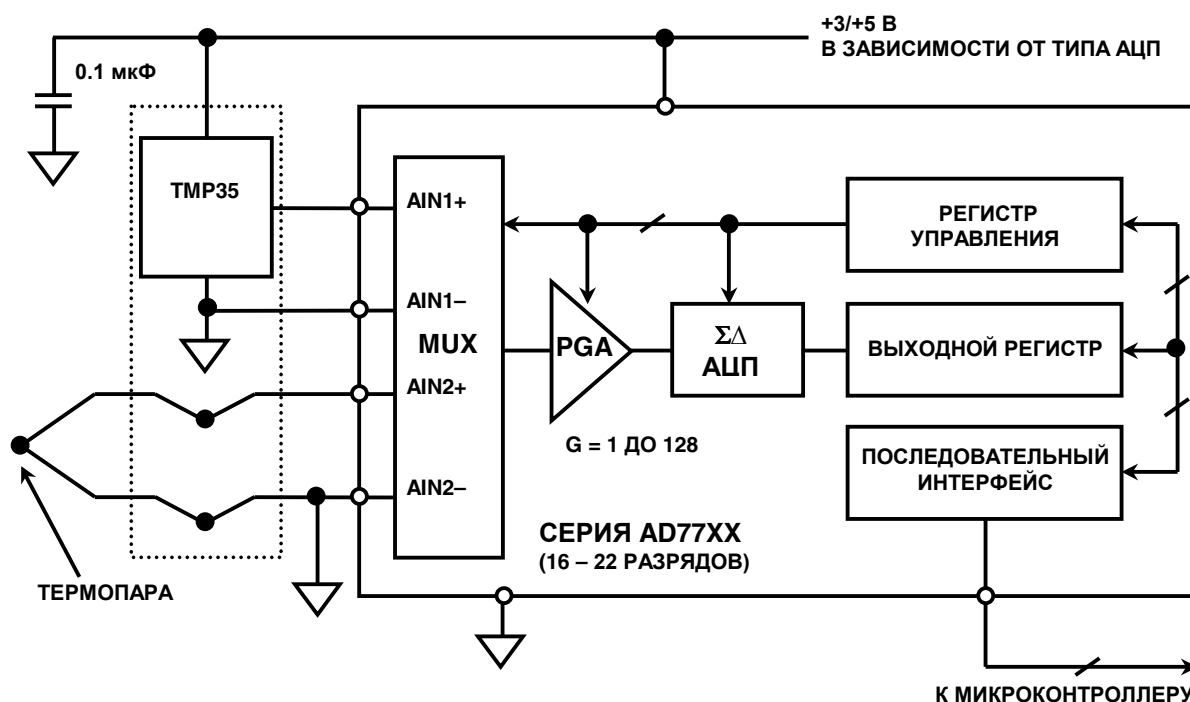


Рис.7.12. АЦП семейства AD77XX, используемый совместно с температурным датчиком TMP35 для компенсации температуры холодного спая.

Резистивные датчики температуры.

Резистивные датчики температуры или РДТ - это датчики, сопротивление которых меняется с изменением температуры. РДТ обычно изготавливаются из платинового провода (ПТ), намотанного на керамический каркас. Характеристики РДТ более точны и линейны в широком диапазоне температур, чем в случае термопар. На Рис.7.13 для сравнения показан температурный коэффициент 100Ω РДТ и коэффициент Зеебека термопары типа S. По всему диапазону (приблизительно от -200°C до $+850^\circ\text{C}$), РДТ более линейны. Следовательно, процесс линейризации РДТ менее сложен.

- ◆ обычно платина (Pt)
- ◆ стандартные величины РДТ 100Ω , 1000Ω
- ◆ типовой температурный коэффициент = $0.385 \Omega/^\circ\text{C}$ для 100Ω платинового РДТ
- ◆ высокая линейность - лучше, чем у термопар, компенсируемая простыми методами

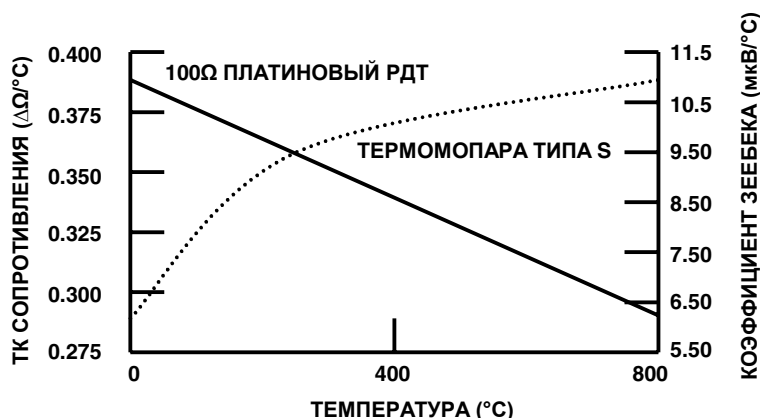
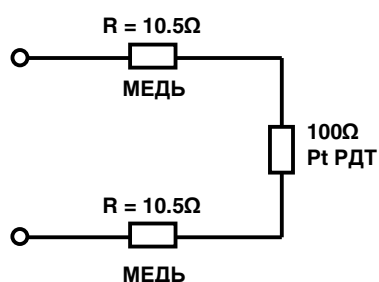


Рис.7.13. Резистивные датчики температуры (РДТ).

В противоположность термопарам, РДТ являются пассивными датчиками и для получения выходного напряжения требуют наличия тока возбуждения. Малый температурный коэффициент РДТ $\text{TK} = 0.385\%/^\circ\text{C}$ требует схемы нормирования сигналов с высокими рабочими характеристиками подобно тем, которые использовались при обработке сигналов с термопар; в тоже время падение напряжения на РДТ много больше, чем выходное напряжение термопар. Разработчик может выбрать РДТ большой величины с более высоким выходным сигналом, но РДТ большой величины дают слишком большие времена отклика (переходные характеристики). Хотя стоимость РДТ и выше, чем стоимость термопары, в них применяются медные выводы и термоэлектрические эффекты, связанные с соединительными проводами, не влияют на их точность. И, наконец, поскольку их сопротивление является функцией абсолютной температуры, РДТ не требуют компенсации холодного спая.

При использовании тока возбуждения необходимо быть чрезвычайно осторожными, поскольку протекание тока через РДТ приводит к его разогреву. Этот саморазогрев изменяет температуру РДТ и проявляется как ошибка измерения. Следовательно, особое внимание следует уделить конструированию схемы нормирования с тем, чтобы величина саморазогрева составляла менее 0.5°C . Изготовители специфицируют ошибки связанные с саморазогревом для различных номиналов и размеров РДТ в воздушном потоке и без него. Для того чтобы уменьшить ошибки из-за саморазогрева следует использовать минимально возможные токи возбуждения для достижения требуемого разрешения системы и выбирать РДТ с наибольшими номиналами, дающими, однако, приемлемый по величине временной отклик.

Другим эффектом, который может дать ошибки измерения является падение напряжения на соединительных проводах к РДТ. Это особенно важно при использовании низкоомных двухпроводных РДТ, поскольку температурный коэффициент и абсолютная величина сопротивления РДТ малы. Если РДТ располагается на значительном расстоянии от схемы нормирования сигналов, то сопротивление соединительных проводов может составлять единицы или даже десятки Ом, и, казалось бы, малая величина сопротивления проводов может внести значительную ошибку в измерение температуры. Для того чтобы проиллюстрировать это утверждение, предположим, что 100Ω платиновый РДТ с соединительными медными проводами 30-калибра располагается на расстоянии 100 футов от консоли дисплея контроллера. Погонное сопротивление медного провода 30-калибра составляет $0.105 \Omega/\text{фут}$, а два провода к РДТ внесут в сумме 21Ω в цепь, которая показана на Рис.7.14. Это дополнительное сопротивление даст ошибку в измерении в 55°C ! ТК проводов может внести дополнительную и, возможно, значительную, ошибку в измерении. Для того чтобы исключить влияние сопротивления проводников используются 4-проводной метод включения.



ТЕМПЕРАТУРНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ МЕДИ = $0.40\% / ^\circ\text{C} @ 20^\circ\text{C}$
 ТЕМПЕРАТУРНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ Pt РДТ = $0.385\% / ^\circ\text{C} @ 20^\circ\text{C}$

Рис.7.14. Платиновый РДТ 100 ом с соединительными медными проводами 30-калибра длиной 100 футов.

На Рис.7.15 показано 4-проводное или Кельвиновское подключение к РДТ. Постоянный ток подается через *силовые проводники* РДТ, а напряжение с РДТ измеряется дистанционно с помощью *чувствительных проводников*. Измерительными устройствами могут быть цифровой вольтметр или ИУ. Можно достичь высокой точности измерения при условии, что измерительное устройство обладает высоким входным импедансом и низким входным током. Поскольку *чувствительные проводники* не передают заметного тока, данный метод измерения не чувствителен к длине проводника. Источниками ошибок в этой методике являются стабильность постоянного тока возбуждения и входной импеданс, и входные токи усилителя или цифрового вольтметра.

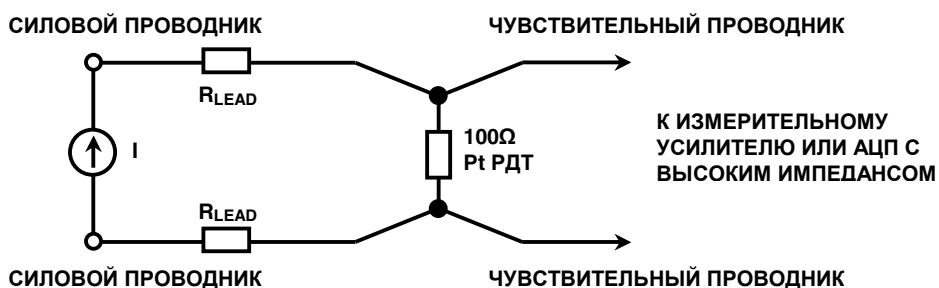


Рис.7.15. Повышения точности измерения с использованием 4-проводного или Кельвиновского подключения к РДТ.

РДТ обычно включаются в 4-резисторную мостовую цепь. Выход моста усиливается для дальнейшей обработки с помощью ИУ. Однако применение для измерения АЦП с высоким разрешением, таких как в семействе AD77XX, позволяет квантовать непосредственно выходной сигнал с РДТ. Таким же образом может выполняться на цифровом уровне и линейаризация, что упрощает требования к аналоговым цепям.

На Рис.7.16 показан 100Ω ПТ РДТ питаемый током от источника тока возбуждения 400 мкА. Выходной сигнал датчика квантуется АЦП семейства AD77XX. Отметим, что источник тока возбуждения РДТ также создает опорное напряжение 2.5 В для АЦП, используя резистор 6.25 КΩ. Изменение тока возбуждения не влияет на точность схемы, поскольку как входное напряжение, так и опорное напряжение измеряются относительным образом. В тоже время резистор 6.25 КΩ должен обладать, как можно меньшим температурным коэффициентом, с тем, чтобы избежать ошибок измерения. Применение АЦП с высоким разрешением, в составе которого имеется усилитель с программируемым усилением (усиление от 1 до 128), исключает необходимость использования дополнительной нормирующей цепи.

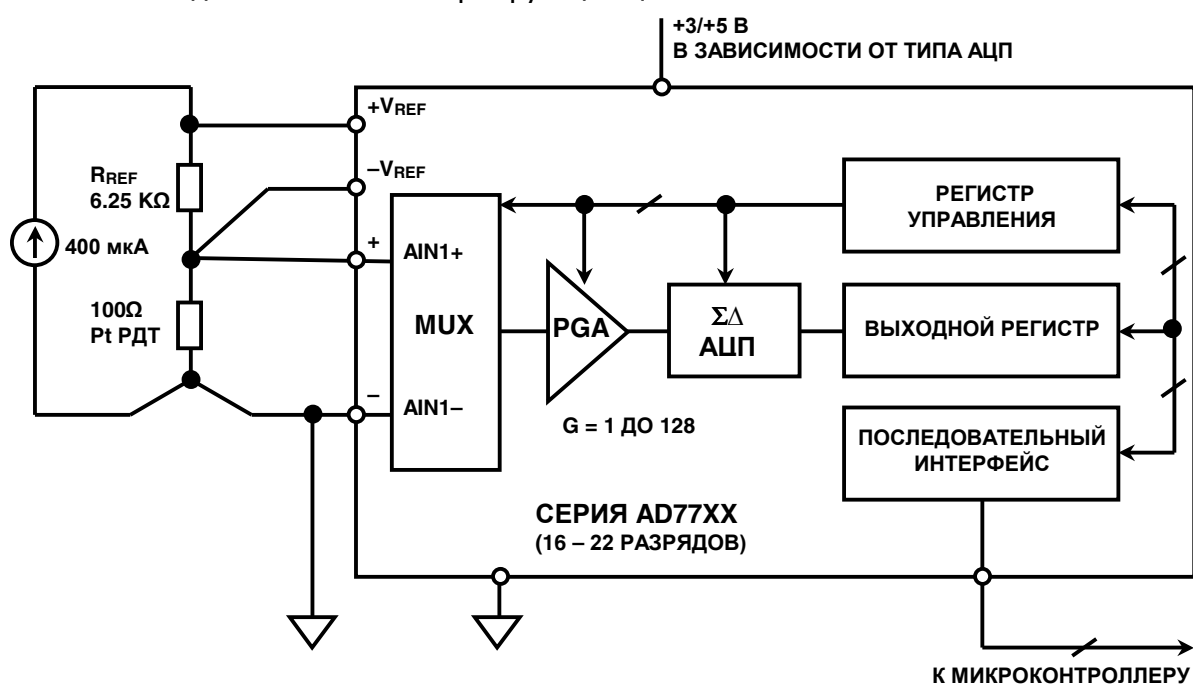


Рис.7.16. Подключение ПТ РДТ к АЦП с высоким разрешением.

ИС ADT70 является законченной схемой нормирования сигналов с ПТ РДТ; она обеспечивает выходное напряжение 5 мВ/°С при использовании РДТ величиной 1 КΩ (см. Рис.7.17). ПТ РДТ и опорный резистор 1 КΩ возбуждаются двумя согласованными источниками тока. Это позволяет выполнять измерения температуры в диапазоне от -50°С до +800°С.

ADT70 содержит два согласованных источника тока, прецизионный ИУ с выходом от-питания-до-питания, источник опорного напряжения 2.5 В и дополнительный неподключенный ОУ с выходом от-питания-до-питания. ИС ADT71 подобна ADT70, за исключением внутреннего источника опорного напряжения. Для приложений с батарейным питанием обе ИС имеют функцию отключения питания, которая уменьшает статический ток с 3 мА до 10 мкА. Усиление или верхний предел выходного напряжения для ПТ РДТ и системы ADT70/ADT71 устанавливается с помощью прецизионного внешнего резистора, подключаемого к измерительному усилителю.

Неподключенный измерительный усилитель можно использовать для масштабирования напряжения внутреннего опорного источника напряжения, для получения предупреждающего сигнала «цепь ПТ РДТ разомкнута», для получения предупреждающего сигнала «превышение температуры» или для получения сигнала управления внешним нагревателем и т.д. ADT70 специфицируется для работы в диапазоне от -40°C до $+125^{\circ}\text{C}$ и поставляется в 20-выводных корпусах DIP или SOIC.

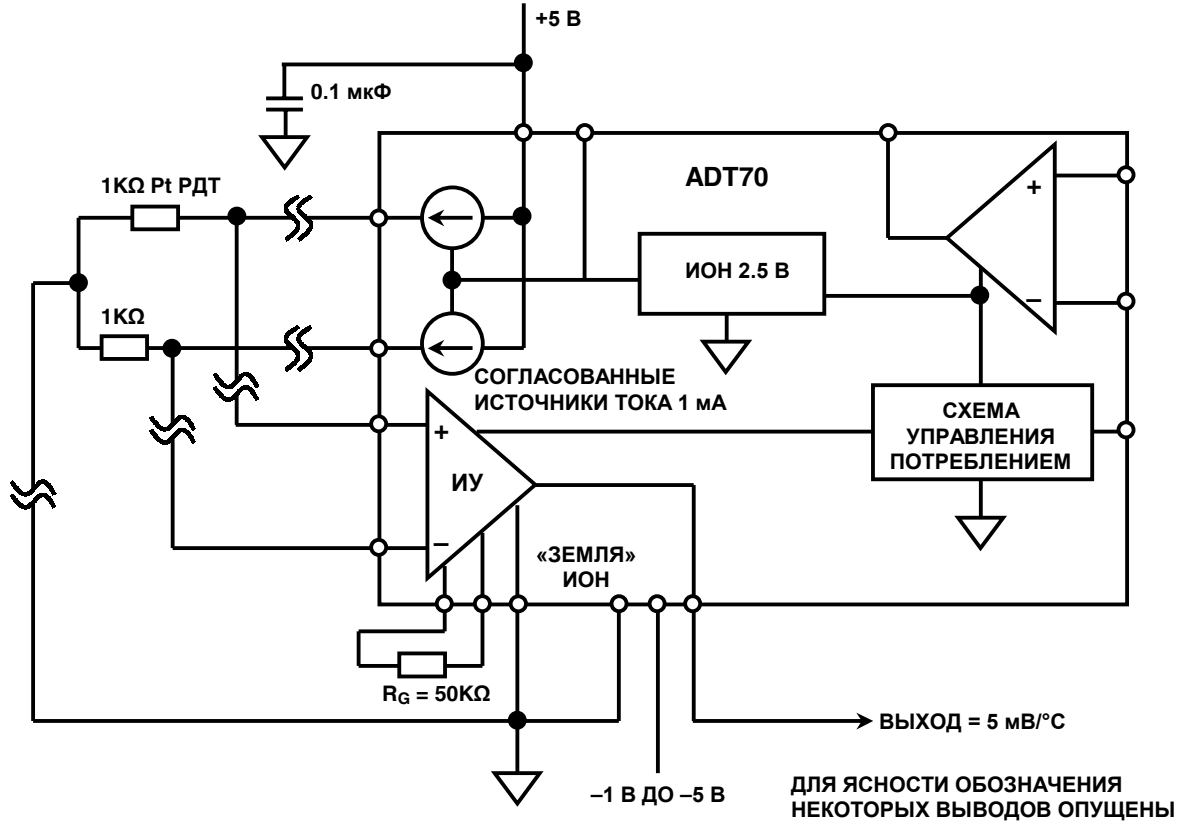


Рис.7.17. Использование ADT70 в качестве устройства нормирования сигналов ПТ РДТ.

Термисторы

Термисторы обладают функциями сходными с функциями РДТ и являются температурно-чувствительными резисторами небольшой стоимости. Они изготавливаются из полупроводниковых материалов, которые имеют как положительный, так и отрицательный температурный коэффициент. Хотя устройства с положительными температурными коэффициентом и существуют, наиболее часто используются термисторы с отрицательными температурными коэффициентами. На Рис.7.18 показана зависимость сопротивления термистора с отрицательным температурным коэффициентом (ОТК) [*Negative Temperature Coefficient - NTC*] от температуры. Термистор является наиболее нелинейным устройством из рассмотренных ранее, но в тоже время он наиболее чувствителен.

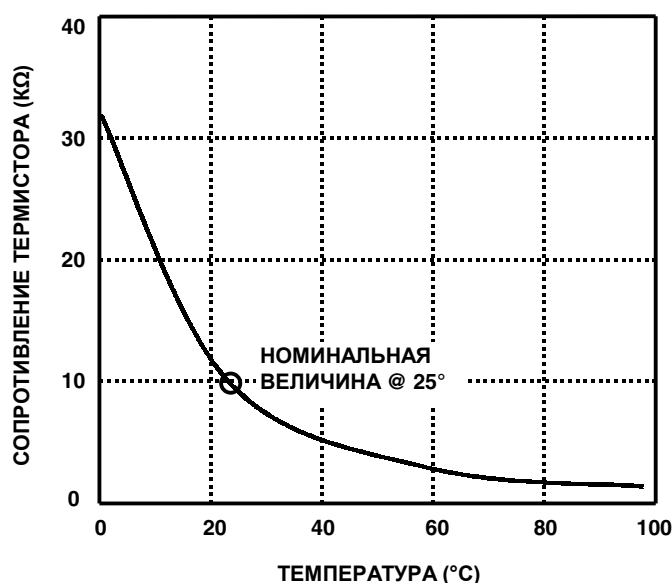


Рис.7.18. Поведение сопротивления термистора 10 КОм с ОТК.

Высокая чувствительность термистора (обычно -44000 ppm/°C при 25°C, как показано на Рис.7.19), позволяет определять с его помощью мгновенные изменения температуры, которые нельзя было бы наблюдать с помощью РДТ или термопар. Эта высокая чувствительность является особым преимуществом термисторов над РДТ, при этом нет особой необходимости компенсировать ошибки, связанные с конечным сопротивлением соединительных проводов, как это делается в случае с РДТ, путем использования 4-проводного Кельвиновского подключения датчика. Для того чтобы проиллюстрировать это заключение предположим, что 10 кОм термистор с ОТК и типовой величиной его при 25°C $ОТК = -44000$ ppm/°C заменял бы собой ПТ РДТ 100Ω в ранее приведенном примере, тогда полное сопротивление соединительных проводов оставалось бы равное 21Ω, и ошибка измерения составила бы менее чем 0.05°C. Что составляет 500-кратное уменьшение ошибки измерения по сравнению с РДТ.

Однако высокая чувствительность по температуре требует определенной платы. Как показано на Рис.7.18, температурный коэффициент термисторов уменьшается не линейно с уменьшением температуры, как это имеет место в случае РДТ; по этой причине требуется выполнение линеаризации для всех величин температуры, исключая только весьма узкий диапазон измерений. Приложение с использованием термисторов, в лучшем случае, ограничивается работой в области нескольких сотен градусов, поскольку термисторы подвержены разрушению при высоких температурах.

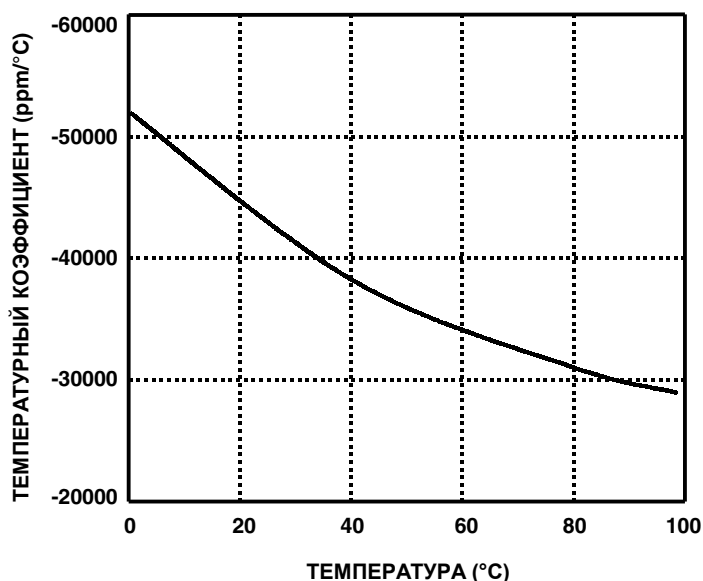


Рис.7.19. Температурный коэффициент 10 кОм термистора с ОТК.

По сравнению с термопарами и РДТ, конструкция термисторов более хрупкая и требует тщательных мер предосторожности при монтаже. Благодаря небольшим размерам термисторов их время отклика мало, при этом температурные массы делают их весьма чувствительными к ошибкам, связанным с саморазогревом.

Термисторы являются очень чувствительными и недорогими температурными датчиками. Однако мы показали, что температурный коэффициент термистора меняется от -44000 ppm/°C при 25°C до -29000 ppm/°C при 100°C.

Данная нелинейность является не только самым большим источником ошибок при измерениях температуры, она ограничивает область возможных применений малым температурным диапазоном, если не используются специальные методы линеаризации.

Возможно использование термисторов в широком диапазоне температур, но только в том случае, если разработчик может допустить получение улучшенной линейности за счет более низкой чувствительности. Один из методов линеаризации термисторов представляет собой его простое шунтирование дискретным резистором. Установка резистора параллельно термистору существенно улучшает линейность. Как показано на Рис.7.20, параллельное соединение дает больший диапазон для линейного измерения от температуры по сравнению с использованием единственного термистора. В то же время, чувствительность параллельного соединения остается все еще более высокой по сравнению с термопарами или РДТ. Основным недостатком этого метода состоит в том, что линеаризацию можно получить внутри достаточно узкого диапазона.

Величина дискретного резистора может быть рассчитана из равенства:

$$R = \frac{RT2 \cdot (RT1 + RT3) - 2 \cdot RT1 \cdot RT3}{RT1 + RT3 - 2 \cdot RT2}$$

где $RT1$ - сопротивление термистора при температуре $T1$, нижний предел температурного диапазона;

$RT3$ - сопротивление термистора при температуре $T3$, верхний предел температурного диапазона;

$RT2$ - сопротивление термистора при температуре $T2$, средняя точка температурного диапазона, $T2 = (T1 + T3) / 2$.

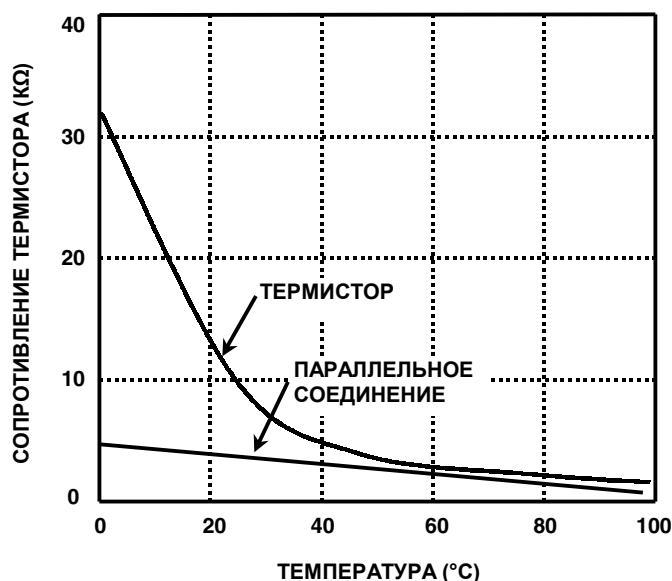


Рис.7.20. Линеаризация термистора с ОТК путем подключения параллельного резистора 5.17 кΩ.

Для типового 10 кΩ термистора с ОТК, $RT1 = 32650\Omega$ при 0°C ; $RT2 = 6532\Omega$ при 35°C и $RT3 = 1752\Omega$ при 70°C . Это приводит к величине $R = 5.17\text{ к}\Omega$. Точность, необходимая для нормирующей схемы, зависит от линейности цепи. Для приведенного выше примера, цепь дает нелинейность от -2.3°C до $+2.0^\circ\text{C}$. Выходной сигнал цепи можно подать на АЦП для выполнения дальнейшей линеаризации, как показано на Рис.7.21. Отметим, что выходной сигнал цепи с термистором имеет величину около $-10\text{ мВ}/^\circ\text{C}$, при этом, разрешения 12-разрядного АЦП более чем достаточно.

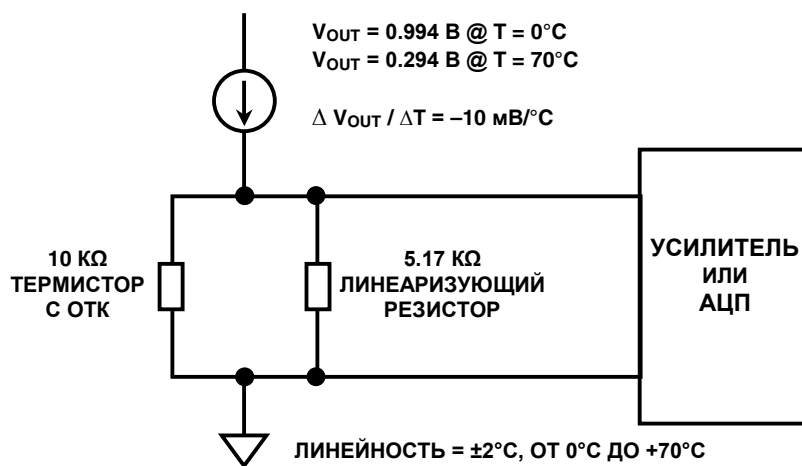


Рис.7.21. Усилитель с линеаризованным термистором.

Полупроводниковые датчики температуры.

Современные полупроводниковые датчики температуры дают высокую точность и высокую линейность в рабочем диапазоне от -55°C до $+150^{\circ}\text{C}$. Встроенные усилители могут масштабировать выходные сигналы датчика, приводя их к удобным величинам, как, например, $10 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$. Датчики также весьма полезны в цепях компенсации температуры холодного спая для широкодиапазонных термопар.

Все полупроводниковые датчики температуры используют в своей работе соотношение между напряжением база-эмиттер биполярного транзистора и его коллекторным током V_{BE} .

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$$

где k - постоянная Больцмана, T - абсолютная температура, q - заряд электрона, I_S - ток, зависящий от геометрии и температуры транзистора (Соотношение предполагает, что напряжение на коллекторе транзистора составляет, по крайней мере, несколько сотен мВ, а эффект Эрли игнорируется).

Если взять N транзисторов идентичных одиночному транзистору (см. Рис.7.22) и разделить ток I_C поровну между ними, окажется, что новая величина напряжения база-эмиттер будет иметь следующую величину:

$$V_N = \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{N \cdot I_S}\right)$$

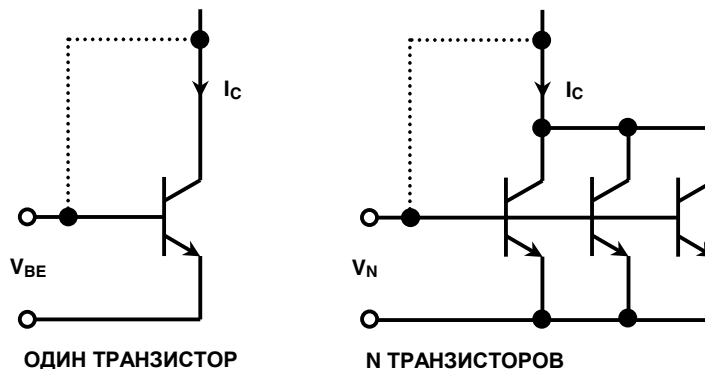


Рис.7.22. Основные соотношения для полупроводниковых датчиков температуры.

Ни одна из данных цепей не представляет интереса сама по себе вследствие большой температурной зависимости тока I_S , но если сделать так, что токи, текущие через одиночный транзистор и через N транзисторов будут равны, тогда выражение для разности двух эмиттер-базовых напряжений будет пропорционально абсолютной температуре и не будет содержать члена I_S .

$$\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N = \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{N \cdot I_S}\right)$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N = \frac{kT}{q} \cdot \left[\ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - \ln\left(\frac{I_C}{N \cdot I_S}\right) \right]$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N = \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[\frac{\left(\frac{I_C}{I_S} \right)}{\left(\frac{I_C}{N \cdot I_S} \right)} \right] = \frac{kT}{q} \cdot \ln(N)$$

Схема, показанная на Рис.7.23, использует приведенное выше равенство и известна, как «ячейка Броккау» /10/. Напряжение $\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N$ приложено к резистору $R2$. Поэтому, ток эмиттера $Q2 \Delta V_{BE}/R2$. Цепь обратной связи операционного усилителя и резисторы R обуславливают протекание того же тока через $Q1$. Токи через $Q1$ и $Q2$ равны и суммируются в общий ток, втекающий в резистор $R1$. Соответствующее падение напряжения на $R1$ пропорционально абсолютной температуре (ПАТ) и дается выражением:

$$V_{ПАТ} = \frac{2 \cdot R1 \cdot (V_{BE} - V_N)}{R2} = 2 \cdot \frac{R1}{R2} \cdot \frac{kT}{q} \cdot \ln(N)$$

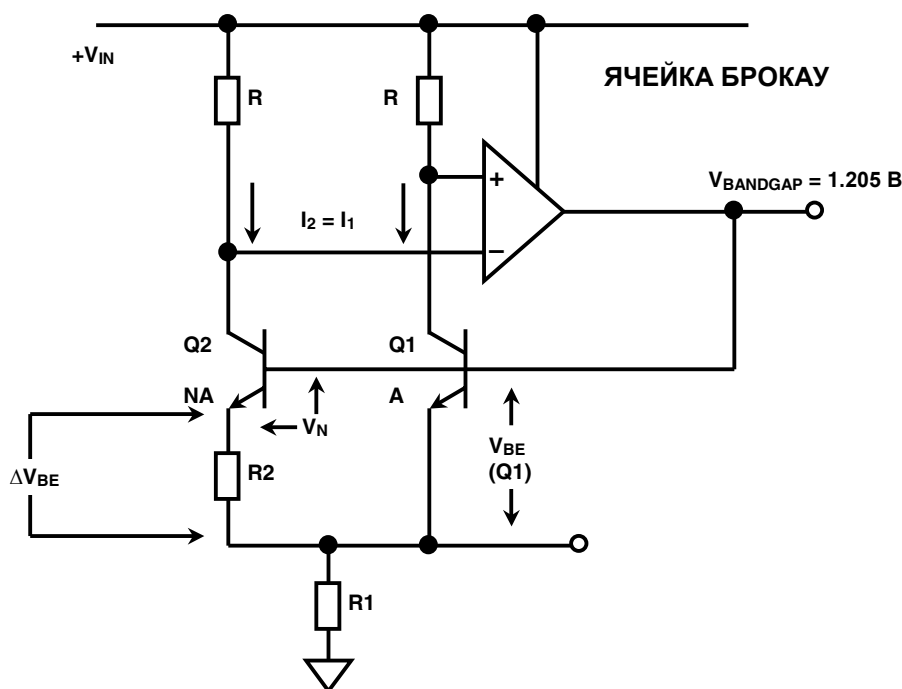
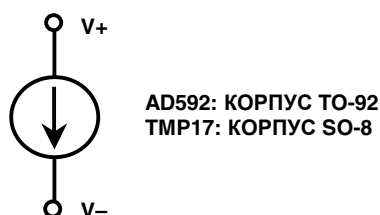


Рис.7.23. Классический датчик температуры по запрещенной зоне.

Опорное напряжение запрещенной зоны, $V_{BANDGAP}$ появляется на базе $Q1$ и является суммой $V_{BE}(Q1)$ и $V_{ПАТ}$. $V_{BE}(Q1)$ является дополнением к абсолютной температуре и, суммирование его с $V_{ПАТ}$ приводит к тому, что напряжение запрещенной зоны не будет зависеть от температуры (предполагая правильный выбор отношения $R1/R2$ и N , что дает величину напряжения запрещенной зоны = 1.205 В). Данная схема является основой для построения датчиков температуры по запрещенной зоне и широко используется в полупроводниковых датчиках температуры.

Датчики температуры с выходом напряжения и тока.

Концепции, использованные при рассмотрении датчика температуры по запрещенной зоне, можно использовать как основу построения интегральных датчиков температуры генерирующих на выходе либо ток, либо напряжение. AD592 и TMP17 (см. Рис.7.24) - датчики с токовым выходом, которые имеют коэффициент преобразования 1 мкА/К. Датчики не требуют внешней калибровки и имеют несколько градаций по точности. AD592 имеет три градации по точности. Наиболее высокая версия градации (AD592CN) имеет максимальную ошибку при 25°C ±0.5°C и ошибку ±1 в диапазоне от -25°C до +105°C. Ошибка нелинейности представляет ±0.35°C. TMP17 имеет две градации по точности, наиболее высокая версия градации (TMP17F) имеет максимальную ошибку при 25°C ±2.5°C и ошибку ±3.5°C в диапазоне от -40°C до +105°C Типовая ошибка нелинейности составляет ±5°C. AD592 поставляются в корпусах TO-92, а TMP17 в корпусах SO-8.



- ◆ Коэффициент преобразования: 1 мкА/К
- ◆ Номинальный выходной ток @ 25°C: 298.2 мкА
- ◆ Диапазон рабочего напряжения: 4 В .. 30 В
- ◆ Максимальная ошибка @ 25°C: ±0.5°C, ±1°C во всем диапазоне
Типовая нелинейность (AD592CN): ±0.1°C
- ◆ Максимальная ошибка @ 25°C: ±2.5°C, ±3.5°C во всем диапазоне
Типовая нелинейность (TMP17F): ±0.5°C
- ◆ AD592 специфицируется для: -25°C до +105°C
- ◆ TMP17 специфицируется для: -40°C до +105°C

Рис.7.24. Датчики с токовым выходом: AD592, TMP17.

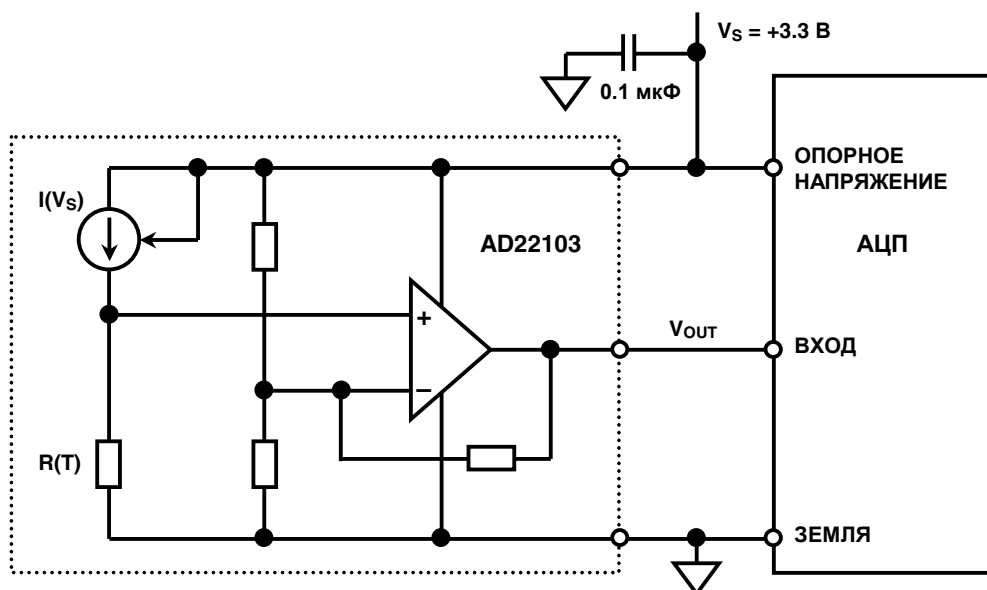


Рис.7.25. Датчики с выходом в виде относительного напряжения.

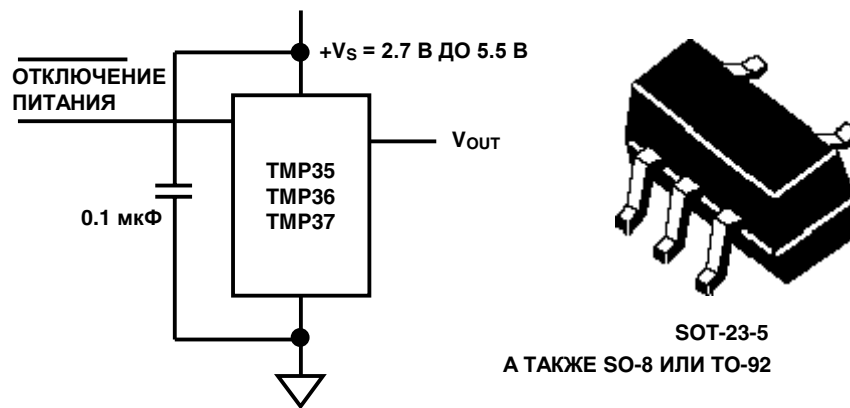
В некоторых случаях желательно, чтобы выходное напряжение датчика температуры было относительно к его питающему напряжению. AD22103 (см. Рис.7.25) имеет выходное напряжение, которое относительно к напряжению его питания (обычно 3.3 В), в соответствии с выражением:

$$V_{OUT} = \frac{V_s}{3.3 \text{ В}} \times \left(0.25 \text{ В} + \frac{28 \text{ мВ}}{^\circ\text{C}} \times T_A \right)$$

Схема, показанная на Рис.7.25, использует источник питания AD22103 в качестве опорного напряжения АЦП, тем самым исключая необходимость использования прецизионного источника опорного напряжения. AD22103 специфицируется для диапазона температур от 0°C до 100°C и имеет точность лучше ±2.5°C и линейность лучше ±0.5°C.

TMP35/TMP36/TMP37 являются низковольтными (от 2.7 В до 5.5 В), в корпусах SOT-23 (5 выводов), SO-8 или TO-92, температурными датчиками с выходом в виде напряжения. TMP35/36 имеют коэффициент преобразования 10 мВ/°C и TMP37 - 20 мВ/°C (см. Рис.7.26). Потребление от источника питания составляет менее 50 мкА, что обеспечивает чрезвычайно низкую величину саморазогрева (менее чем 0.1°C при отсутствии воздушных потоков). Предусматривается режим отключения питания, который уменьшает потребление тока до 0.5 мкА.

TMP35 дает выходное напряжение 250 мВ при + 25°C и преобразует температуры от + 10°C до +125°C. TMP36 специфицируется для температурного диапазона от - 40 °C до +125°C и дает выходное напряжение в 750 мВ при 25°C. Как TMP35, так и TMP36 имеют коэффициент преобразования +10мВ/°C. TMP37 предназначен для приложений работающих в температурном диапазоне от +5°C до +100°C и дает коэффициент преобразования 20 мВ/°C. Выходное напряжение TMP37 при температуре + 25°C. составляет 500 мВ.

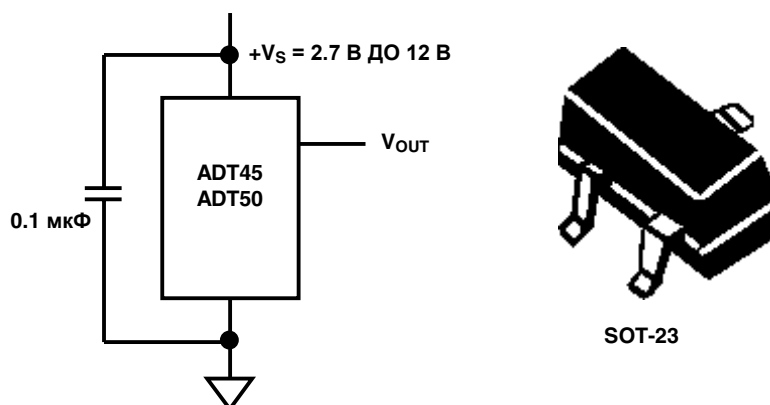


- ◆ Выходное напряжение:
 - ◆ TMP35, 250 мВ @ 25°C, 10 мВ/°C (+10°C до +125°C)
 - ◆ TMP36, 750 мВ @ 25°C, 10 мВ/°C (- 40°C до +125°C)
 - ◆ TMP37, 500 мВ @ 25°C, 20 мВ/°C (+ 5°C до +100°C)
- ◆ ±2°C ошибка по всему температурному диапазону [сред.]
- ◆ ±0.5°C нелинейность [сред.]
- ◆ специфицировано для -40°C до +125°C
- ◆ 50 мкА ток в статическом режиме
- ◆ 0.5 мкА ток в режиме отключения питания

Рис.7.26. Датчики с выходом в виде абсолютного напряжения с режимом отключения питания.

ADT45/ADT50 являются датчиками температуры с выходами в виде напряжения. Они поставляются в корпусах SOT-23-3 и предназначены для работы с напряжением питания в диапазоне от 2.7 В до 12 В (см. Рис.7.27). Устройства специфицируются для работы в диапазоне температур от -40°C до $+120^{\circ}\text{C}$. Коэффициент преобразования выходного напряжения для обоих устройств составляет $10\text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$. Типовые точности составляют $\pm 1^{\circ}\text{C}$ при $+25^{\circ}\text{C}$ и $\pm 2^{\circ}\text{C}$ по диапазонам от -40°C до $+125^{\circ}\text{C}$.

ADT45 дает выходное напряжение 250 мВ при температуре $+25^{\circ}\text{C}$ и специфицируется для работы при температурах от 0°C до $+100^{\circ}\text{C}$. ADT50 дает выходное напряжение 750 мВ при 25°C и специфицируется для работы при температурах от -40°C до $+125^{\circ}\text{C}$.



- ◆ Выходное напряжение:
 - ◆ ADT45, 250 мВ @ 25°C , коэффициент преобразования $10\text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$
 - ◆ ADT50, 750 мВ @ 25°C , коэффициент преобразования $10\text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$
- ◆ $\pm 2^{\circ}\text{C}$ ошибка по всему температурному диапазону [сред.]
- ◆ $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ нелинейность [сред.]
- ◆ специфицировано для -40°C до $+125^{\circ}\text{C}$
- ◆ 60 мкА ток в статическом режиме

Рис.7.27. Датчики ADT45/ADT50 с выходом в виде абсолютного напряжения.

Если датчики ADT45/ADT50 имеют надежный температурный контакт со средой и хорошо защищены, то их можно использовать в любых приложениях, связанных с измерением температуры среды в рабочем диапазоне от -40°C до $+125^{\circ}\text{C}$. Будучи прикрепленными или приклеенными к некоторой поверхности, показания этих датчиков будут в пределах 0.01°C от температуры данной поверхности. Если переход воздух-поверхность неизотермический, то поскольку каждый проводник от датчика до устройства действует как проводник тепла, возникают ошибки измерения. Данная проблема решается путем термоизоляции выводов датчика, пропуская их сквозь термоизолирующие эпоксидные бусинки. Это будет гарантировать, что на температуру кристалла ADT45/ADT50 не оказывает влияние температура окружающего воздуха. В случае использования корпуса SOT-23-3, температурное сопротивление перехода кристалл-корпус, θ_{JC} , составляет $180^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$. Тепловое сопротивление корпус-окружающей среды, θ_{CA} представляет собой разницу между θ_{JA} и θ_{JC} , и определяется характеристиками температурного контакта. При отсутствии воздушного потока, и если устройство припаяно к печатной плате, $\theta_{\text{JA}} = 300^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$. Температура датчика связана с мощностью рассеяния, P_{D} , являющейся произведением полного напряжения на устройстве и полного потребляемого тока (включая ток, подаваемый в нагрузку). Увеличение температуры кристалла относительно температуры окружающей среды, дается соотношением:

$$T_J = P_D \times (\theta_{JC} + \theta_{CA}) + T_A$$

Таким образом, рост температуры ненагруженных ADT45/ADT50 (в корпусе SOT-23-3), припаянных на плату в отсутствии воздушного потока, при 25°C и напряжении питания +5В (статический ток = 60 мкА, $P_D=300$ мкВт) составит менее 0.09°C. Для того, чтобы предотвратить дальнейший рост температуры необходимо минимизировать ток нагрузки, поддерживая всегда его менее 100 мкА.

Отклик датчиков ADT45/ADT50 на ступенчатое изменение температуры определяется тепловыми сопротивлением и термической массой кристалла и корпуса. Термическая масса корпуса меняется с изменением среды, где происходит измерение, поскольку среда находится в непосредственном контакте с самим корпусом. Во всех практических случаях термическая масса корпуса является ограничивающим фактором для времени реакции датчика и может быть представлена постоянной времени RC однополюсного НЧ фильтра. Термическую массу часто рассматривают в качестве температурного эквивалента электрической емкости.

По определению, температурная постоянная времени датчика температуры является временем, которое потребуется датчику, чтобы достигнуть 63.2% конечной величины температуры на ступенчатое изменение. На Рис.7.28 показана температурная постоянная времени датчиков ADT45/ADT50 (корпус SOT-23-3 запаянный на медный проводник печатной платы 0.338 x 0.307 дюйма) как функция скорости движения воздуха. Отметим быстрое падение постоянной времени с 32 сек до 12 сек по мере того, как скорость воздуха возрастает от 0 (отсутствие потока) до 100 футов в минуту. Для сравнения, при помещении ADT45/ADT50 в ванну с перемешиваемым маслом, постоянная времени составит менее одной секунды, что подтверждает тезис о том, что постоянная времени в основном определяется конструкцией корпуса.

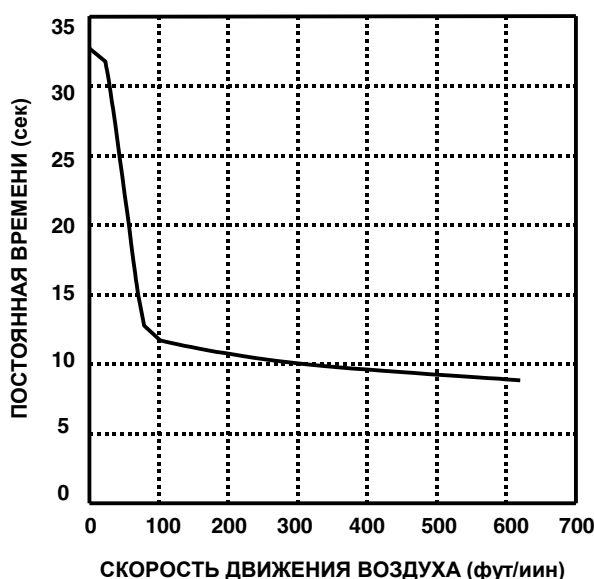


Рис.7.28. Температурный отклик для корпуса SOT-23-3 в движущемся воздухе.

Выводы подключения питания данного датчика следует заблокировать керамическим конденсатором 0.1 мкФ, имеющим весьма короткие выводы (предпочтительно элемент поверхностного монтажа) и располагать настолько близко к выводам питания, насколько это возможно.

Так как датчики температуры работают с очень малым током потребления, и могут подвергаться воздействию электрических помех высокого уровня, очень важно минимизировать влияние электромагнитной индукции и радиочастоты на эти устройства. Действие радиочастоты на температурные датчики проявляется как избыточно большой сдвиг постоянной составляющей выходного напряжения из-за выпрямления высокочастотных сигналов внутренними переходами ИС. В случаях, когда устройства работают в присутствии радиочастотного излучения высокой частоты или наведенного шума установка танталового электролитического конденсатора около 2.2 мкФ параллельно керамическому может обеспечить дополнительную устойчивость к шумам.

Датчики температуры с цифровым выходом.

Датчики температуры с цифровым выходом имеют ряд преимуществ над датчиками с аналоговым выходом, особенно в случае дистанционных приложений. К тому же, для обеспечения гальванической развязки (изоляции) между дистанционным датчиком и измерительной системой можно использовать элементы опоразвязки. Например, функцию устройства с цифровым выходом выполняет датчик температуры с напряжением на выходе, за которым следует конвертор напряжение-частота, хотя существуют более изощренные типы микросхем, более эффективные и дающие дополнительные преимущества в работе.

ТМР0.3/ТМР0.4 - семейство датчиков с цифровым выходом включают в себя опорный источник напряжения, генератор $V_{ПАТ}$, сигма-дельта АЦП и тактовый генератор (см. Рис.7.29). Выходной сигнал датчика квантуется сигма-дельта модулятором первого порядка, который также известен, как аналого-цифровой преобразователь «с уравниванием заряда». Этот преобразователь использует квантование с избытком во временной области и точный компаратор, которые обеспечивают 12-разрядную точность при весьма малых размерах схемы. Выходной сигнал сигма-дельта модулятора кодируется, используя соответствующую схему, которая дает на выходе последовательный цифровой код в виде частотно-модулированного сигнала (см. Рис.7.30). Данный сигнал весьма просто декодируется с помощью любого микропроцессора, в значениях температуры в градусах Цельсия или Фаренгейта, и всегда передается по одному проводу. Наиболее важно то, что данный метод кодирования исключает ошибки, свойственные другим методам модуляции, поскольку он не зависит от абсолютного значения частоты. Номинальная выходная частота составляет 35 Гц при +25°C и устройство работает с фиксированной длительностью импульса T_1 , составляющей 10 мс.

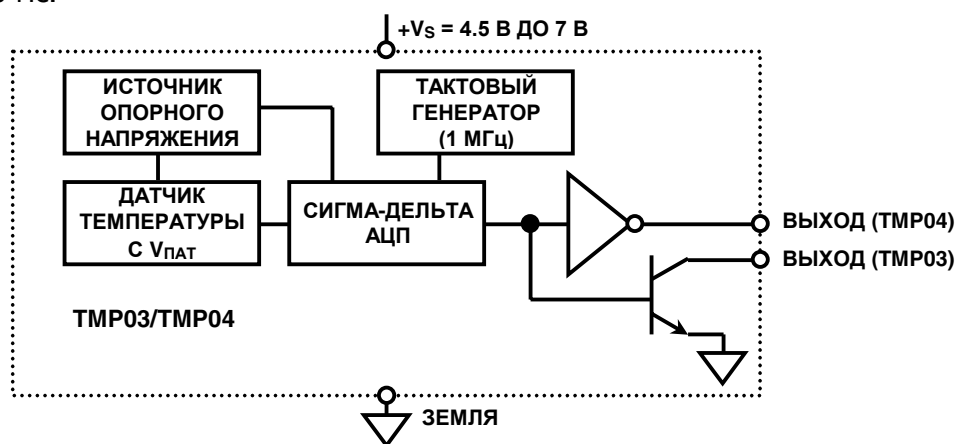
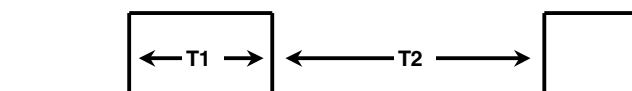


Рис.7.29. Датчики с цифровым выходом: ТМР03/04.

Формы выходного сигнала для TMP03/TMP04



- ◆ Номинальная длительность импульса T1: 10 мс
- ◆ Ошибка в диапазоне температур: ±1.5°C
- Типовая нелинейность: ±0.5°C
- ◆ Рабочий диапазон: -40°C до +100°C
- ◆ Номинал отношения T1/T2 @ 0°C: 60 %
- ◆ Номинальная частота @ +25°C: 35 Гц
- ◆ Потребляемая мощность @ 5 В: 6.5 мВт
- ◆ Тип корпуса: TO-92 SO-8 или TSSOP

Рис.7.30. Основные характеристики TMP03/TMP04.

Выходной сигнал TMP03/TMP04 представляет собой поток импульсов, и температура определяется выражением:

$$\text{Температура } (^{\circ}\text{C}) = 235 - \left(\frac{400 \times T1}{T2} \right)$$

$$\text{Температура } (^{\circ}\text{C}) = 455 - \left(\frac{720 \times T1}{T2} \right)$$

Такие популярные микропроцессоры, как 80С51 и 68НС11 имеют в своем составе таймеры, с помощью которых можно очень просто декодировать частотно модулированный сигнал с TMP03/TMP04. Типовой интерфейс к микроконтроллеру 80С51 показан на Рис.7.31.

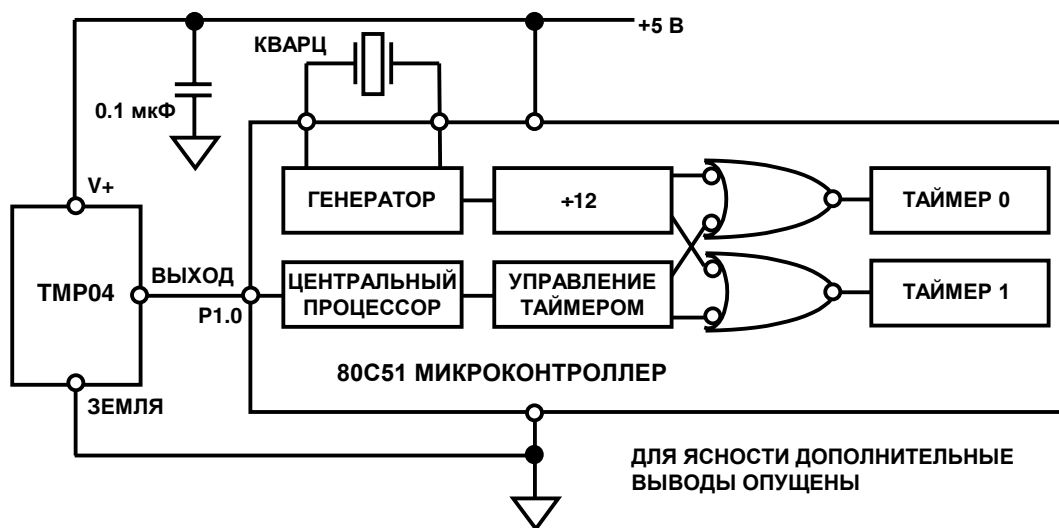


Рис.7.31. Интерфейс TMP04 к микроконтроллеру.

Два таймера обозначенные, как Таймер 0 и Таймер 1, имеют длину 16 разрядов. Системная частота микроконтроллера, деленная на 12, является входом для таймеров. Системную частоту обычно получают с помощью кварцевого генератора, таким образом, временные измерения чрезвычайно точны.

Поскольку выходной сигнал датчика является величиной относительной, то абсолютная величина тактовой частоты не значительна. Это свойство интегральной схемы весьма полезно, поскольку тактовая частота микроконтроллера часто определяется некоторыми временными ограничениями, такими как скорость последовательного обмена.

Программное обеспечение данного интерфейса очевидно. Микроконтроллер мониторирует свой порт P1.0 и запускает Таймер 0 по положительному перепаду выходного сигнала датчика. Микроконтроллер останавливает Таймер 0 и запускает Таймер 1 по отрицательному перепаду выходного сигнала датчика. Когда выходной сигнал снова придет в высокое состояние, содержимое таймеров $T1$ и $T2$ переписывается в регистры Таймер 0 и Таймер 1, соответственно. Далее, для расчета температуры, подпрограммы используют равенства, приведенные выше.

TMP03/TMP04 идеальны для мониторинга внутреннего температурного режима электронного оборудования. Например, корпус поверхностного монтажа будет точно отражать температурные условия, которые воздействуют на близлежащие интегральные схемы. Корпус TO-92, с другой стороны, можно монтировать над поверхностью печатной платы для того, чтобы измерять температуру воздушного потока над платой. TMP03/TMP04 измеряют температуру со своей собственной поверхности. Когда они используются для измерения температуры соседнего источника тепла, следует учитывать температурное сопротивление между данным источником и датчиком. Часто для измерения температуры источника тепла используются термопары или другие температурные датчики, в то время как измерение температуры с помощью TMP03/TMP04 сводится к простому измерению временных интервалов $T1$ и $T2$. Как только определено температурное сопротивление, температура источника тепла может быть тут же вычислена.

Пример использования TMP04 для мониторинга температуры микропроцессора с высокой мощностью рассеяния показан на Рис.7.32. TMP04 в корпусе для поверхностного монтажа монтируется непосредственно под корпусом микропроцессора с матричным расположением выводов. В типовом приложении выход TMP04 можно было бы подключить к специализированному измерителю температуры. В нашем случае выход подключается непосредственно к порту измеряемого микропроцессора. Импульсный выход TMP04 дает значительное преимущество в данном приложении, поскольку он является линейным температурным выходом, для обслуживания которого требуется всего один вход микропроцессора, без необходимости использования дополнительного АЦП.

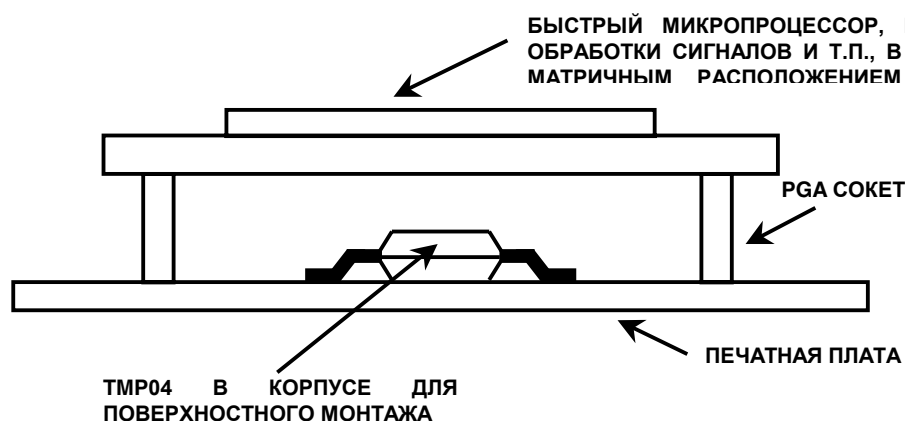


Рис.7.32. Мониторинг температуры микропроцессора с высоким потреблением или DSP с использованием TMP04.

Термореле и регуляторы с установкой температуры.

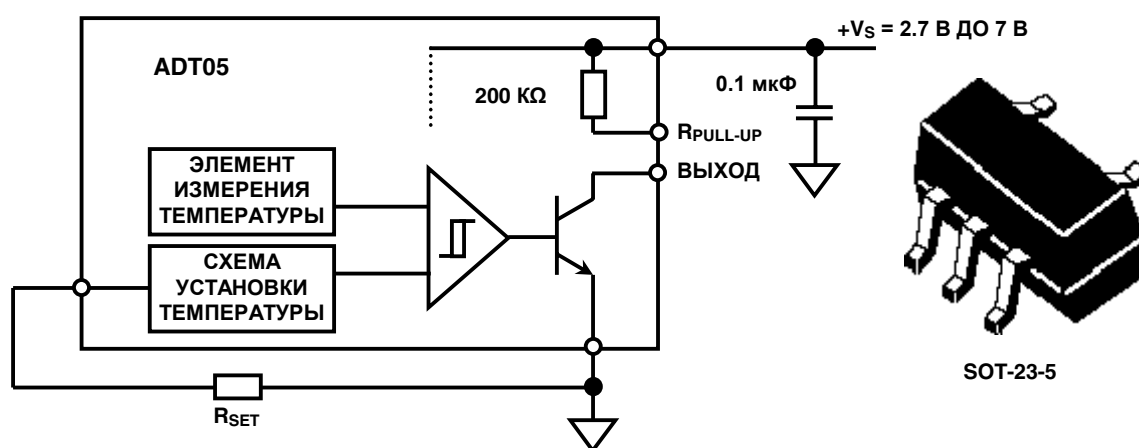
Датчики температуры, используемые совместно с компараторами, работают в качестве термореле. Термореле представляют собой простейшее однопороговое устройство с фиксированной величиной температурного порога. Недорогая ИС ADT0.5 выполняет эту функцию и позволяет с помощью единственного внешнего резистора устанавливать температуру переключения с точностью 2°C в диапазоне от -40°C до +150°C (см. Рис.7.33). Устройство дает выходной сигнал на открытом коллекторе, когда окружающая температура превышает температуру установленную пользователем. ADT0.5 обладает гистерезисом около 4°C, который предотвращает быстрые осцилляции цепи. ADT0.5 предназначена для работы с однополярным питанием в диапазоне от +2.7В до +7В, что позволяет использовать ее в приложениях с батарейным питанием, а также в промышленных системах управления. Вследствие низкой рассеиваемой мощности (200 мкВт при 3.3В), ошибки из-за саморазогрева минимальны, а время работы аккумуляторной батареи - максимально. В ИС включен резистор подключения выхода к питанию для управления такими нагрузками, как входы КМОП.

Величина резистора установки рабочей температуры определяется равенством:

$$R_{SET} = \frac{39 M\Omega^{\circ}C}{T_{SET} (^{\circ}C) + 281.6^{\circ}C} - 90.3 K\Omega$$

Резистор установки следует подключать непосредственно между выводом R_{SET} (вывод 4) и выводом GND (вывод 5). Если на плате имеется «полигон земли», то резистор можно подключить непосредственно на полигон, но в ближайшей к выводу 5 точке.

Резистор установки может быть любого типа, но его начальный допуск и температурный дрейф окажут влияние на точность установки температуры. Для большинства приложений металлопленочный резистор с допуском 1% даст наилучший компромисс между стоимостью и точностью. Расчетная величина резистора R_{SET} может не согласовываться с имеющейся стандартной сеткой резисторов данного допуска. Для получения расчетной величины допускается использовать последовательное или параллельное соединение нескольких резисторов.



- ◆ Точность установки: ±2°C
- ◆ Внутренний гистерезис: 4°C
- ◆ Специфицированный рабочий диапазон: -40°C до +150°C
- ◆ Рассеиваемая мощность: 200 мкВт при 3.3В

Рис.7.33. Регулятор термостата.

TMP01 релейный регулятор температуры с двумя точками установки, и выходом напряжения ПАТ (см. Рис.7.34 и 7.35). Он вырабатывает сигнал управления на одном из двух выходов, когда устройство находится выше или ниже заданного температурного диапазона. Как верхняя/нижняя температуры переключения, так и величина гистерезиса определяются внешними резисторами, выбираемыми пользователем.

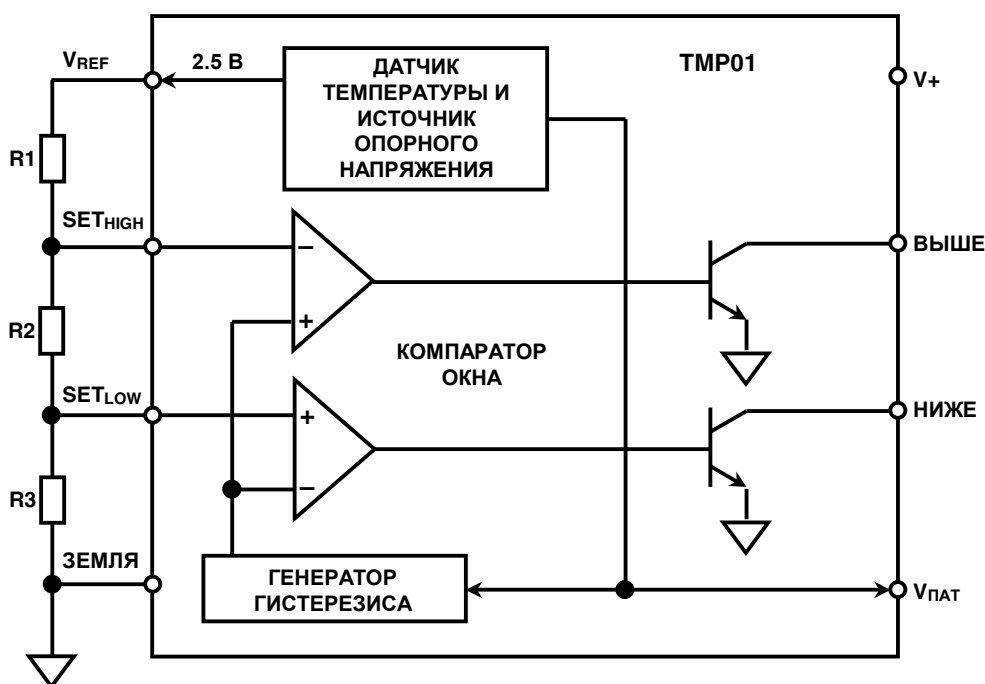


Рис.7.34. TMP01 - регулятор с программируемыми точками установки температуры.

TMP01 состоит из опорного источника, по напряжению запрещенной зоны, объединенного с парой согласованных компараторов. Источник опорного напряжения дает на выходах, как стабилизированное напряжение 2.5 В, так и напряжение ПАТ, которое имеет точный температурный коэффициент 5 мВ/К и составляет при 25°C 1.49 В. Компараторы сравнивают значение $V_{ПАТ}$ с установленными внешним образом температурами точек переключения и дают на выходах с открытым коллектором соответствующие сигналы.

Гистерезис также программируется с помощью внешних резисторов и определяется величиной полного тока, вытекающего из источника опорного напряжения +2.5 В. Этот ток выделяется и используется для генерации гистерезиса напряжения смещения соответствующей полярности после того, как соответствующий компаратор сработал. Компараторы соединяются параллельно, что гарантирует отсутствие перекрытия их гистерезисов и исключение ошибочных срабатываний по смежным зонам.

В TMP01 используются тонкопленочные резисторы с лазерной подгонкой для получения типовой точности установки температуры $\pm 1^\circ\text{C}$ во всем диапазоне температур. Выходы с открытым коллектором способны пропустить втекающий ток до 20 мА, что дает возможность управлять непосредственно реле. При работе с источником питания +5 В максимальный статический ток составляет всего 500 мкА.

ADT22/23 похожи на TMP01, но имеют внутренний гистерезис и предназначены для работы с источником питания 3В. Существует регулятор с четырьмя точками установки температуры (ADT14).

- ◆ V_C : 4.5 В до 13.2 В
- ◆ Температурный выход $V_{ПЛАТ}$, +5 мВ/К
- ◆ Номинальный выход при 25°C: 1.49В
- ◆ Типовая точность по диапазону температур: $\pm 1^\circ\text{C}$
- ◆ Специфицированный рабочий диапазон: -55°C до $+125^\circ\text{C}$
- ◆ Гистерезис программируется резисторами
- ◆ Точки установки температуры программируются резисторами
- ◆ Прецизионное опорное напряжение: 2.5 В ± 8 мВ
- ◆ Статический ток потребления 400 мА, в режиме выключения 1 мкА
- ◆ Корпуса: 8-контактов DIP, 8-контактов SOIC, 8-контактов TO-99
- ◆ Прочие регуляторы с установкой температуры
 - ◆ Регулятор с двумя точками установки температуры: ADT22/ADT23 (3-вольтовая версия TMP01 с внутренним гистерезисом)
 - ◆ Регулятор с четырьмя точками установки температуры: ADT14

Рис.7.35. Основные характеристики регулятора с установкой температуры (TMP01).

АЦП с датчиком температуры на одном кристалле.

Цифровые датчики температуры серии AD7816/7817/7818 имеют встроенный температурный датчик, выход которого квантуется 10-разрядным АЦП с регистром последовательных приближений (РПП) на коммутируемых конденсаторах и со временем преобразования 9 мкс. Его последовательный интерфейс совместим с последовательным интерфейсом таких микроконтроллеров как INTEL 8051, MOTOROLA SPI™ и QSPI™ и MICROWIRE™ фирмы National Semiconductor. Для обеспечения гибкости, устройства данного семейства предусматривают различные варианты организации входов. Устройства семейства AD7416/7417/7418 схожи, но имеют стандартный последовательный интерфейс. Функциональные блок-схемы AD7816, AD7817, AD7818 показаны на Рис.7.36, 7.37, 7.38, а основные характеристики приводятся на Рис.7.39.

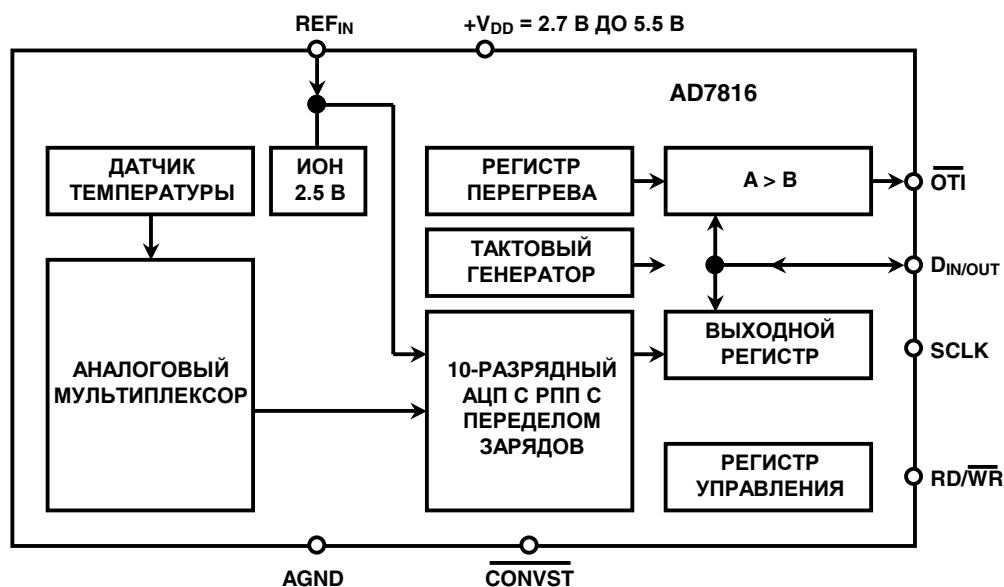


Рис.7.36. 10-разрядный цифровой датчик температуры с последовательным интерфейсом (AD7816).

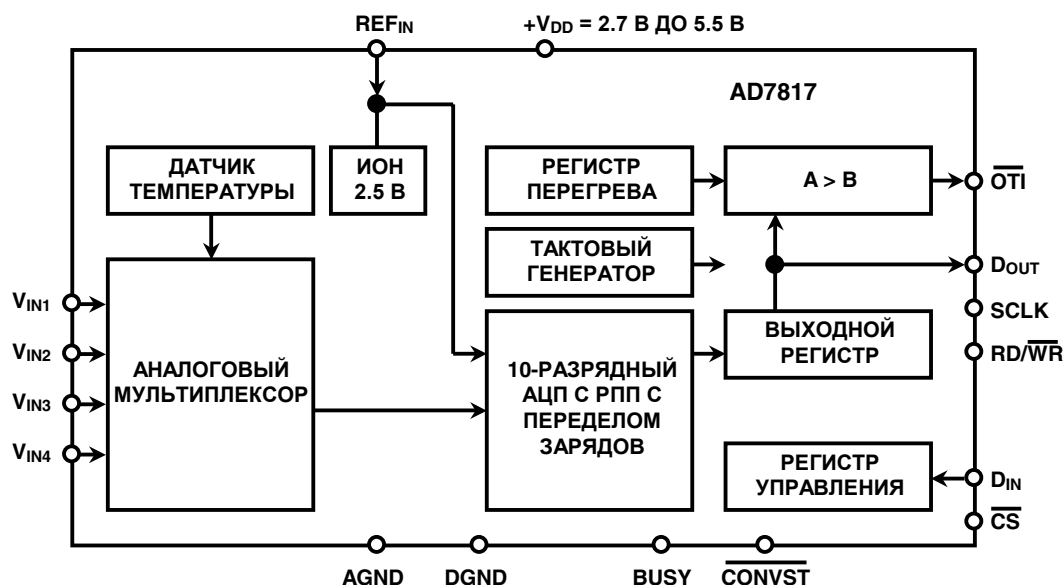


Рис.7.37. 10-разрядный АЦП с мультипл. входами и датчиком температуры (AD7817).

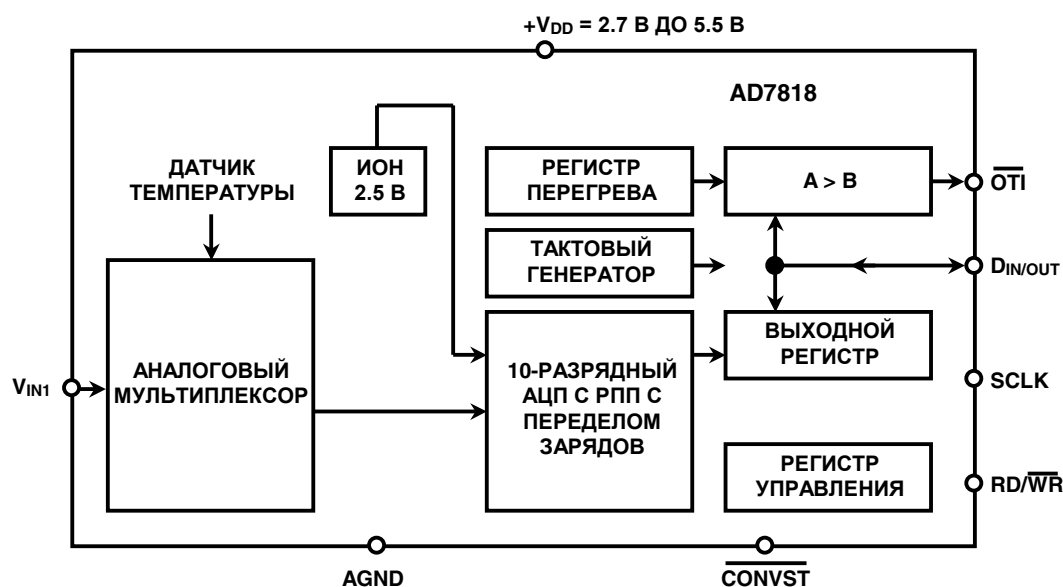


Рис.7.38. 10-разрядный АЦП с одним входом и датчиком температуры (AD7818).

- ◆ 10-разрядный АЦП с временем преобразования 10 мкс
- ◆ Гибкий последовательный интерфейс (Intel 8051, SPI™, QSPI™, MICROWIRE™)
- ◆ Наличие на кристалле датчика температуры: -55°C до +125°C
- ◆ Точность измерения температуры: +2°C от -40°C до +85°C
- ◆ Наличие встроенного опорного источника: 2.5V ±1%
- ◆ Диапазон напряжения питания: +2.7V до +5.5V
- ◆ Рассеиваемая мощность 4 мВт на частоте выборок 10 Гц
- ◆ Режим автопонижения питания после завершения преобразования
- ◆ Выход «прерывания» по перегреву
- ◆ Аналоговые входы, четыре для AD7817, один для AD7818
- ◆ AD7416/AD7417/AD7418 подобны перечисленным, но имеют I²C интерфейс

Рис.7.39. Серия датчиков температуры с 10-разрядным АЦП (AD7816/AD7817/AD7818).

Температурный мониторинг микропроцессоров

Современные компьютеры требуют, чтобы в равной степени, как аппаратура, так и программы работали должным образом, несмотря на многочисленные мешающие факторы, которые могут вызвать разрушение системы или ее закливание. Цель аппаратного мониторинга состоит в том, чтобы следить за критическими параметрами компьютерной системы и предпринимать адекватное корректирующее воздействие, при появлении проблем.

Источник питания микропроцессора и температура являются двумя критическими параметрами. Если напряжение источника питания падает ниже специфицированного минимального уровня, то работа микропроцессора должна быть остановлена до тех пор, пока напряжение не вернется к своему допустимому уровню. В некоторых случаях желательно выполнить сброс микропроцессора при понижении напряжения питания. Является общепринятой практикой сбрасывать микропроцессор при подаче, либо снятии питания. Если величина питающего напряжения низка, может потребоваться переключение системы на резервную батарею. При пониженных напряжениях существует обязательное требование запретить микропроцессору выполнять запись во внешнюю КМОП-память путем подачи сигнала «запрета» на вход разрешения выбора внешней памяти (CE).

Многие микропроцессоры можно запрограммировать на периодическую генерацию сигнала «сторожевого таймера». Мониторинг этого сигнала даст указание на то, что процессор и его программное обеспечение работают должным образом или напротив, что процессор попал в петлю бесконечного цикла.

Необходимость аппаратного мониторинга привела к появлению ИС, традиционно называемых «супервизорными устройствами (для микропроцессоров)», которые выполняют некоторые или все перечисленные выше функции. Спектр этих устройств весьма широк от простых генераторов с ручным сбросом (с устранением дребезга) до законченных подсистем мониторинга на основе микроконтроллеров со встроенными датчиками температуры и АЦП. Семейство изделий Analog Devices (ADM) специально предназначено для выполнения различных функций по контролю работы микропроцессоров, требуемого различными системами.

Температура центрального процессора особенно нужна для микропроцессоров серии Pentium II. По этой причине, все последние устройства Pentium II имеют встроенный в подложку PNP-транзистор, который предназначается для мониторинга действительной температуры кристалла. Коллектор встроенного PNP-транзистора соединяется с подложкой, а база и эмиттер выведены наружу отдельными ножками на микропроцессоре.

ИС ADM1021 - монитор температуры микропроцессора предназначен специально для обработки сигналов с этих выходов и преобразует напряжение в цифровой код, представляющий собой температуру кристалла. Упрощенно часть схемы AD1021 показана на Рис.7.40.

Методы, использованные для измерения температуры, идентичны рассмотренному выше принципу измерения « ΔV_{BE} ». Два разных тока (I и $N \cdot I$) прикладываются к измерительному транзистору, и измеряется напряжение для каждого из них. Для ADM1021 номинальные величины составляют: $I = 6$ мкА, ($N = 17$), $NI = 102$ мкА. Разность измеренных напряжений база-эмиттер, « ΔV_{BE} » является напряжением ПАТ и дается выражением:

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \cdot \ln(N)$$

На Рис.7.40 показан внешний датчик, изображающий собой транзистор на подложке, выполняющий температурный мониторинг микропроцессора, но с таким же успехом им может быть и внешний дискретный транзистор. Если используется дискретный транзистор его коллектор необходимо подключить к базе и не заземлять. Для исключения мешающего шума со стороны земли более отрицательный зажим датчика не подключается к земле, а смещается выше ее с помощью внутреннего диода. Если датчик работает в среде с шумами, можно добавить конденсатор C в качестве шумового фильтра. Его величина обычно составляет 2200 пФ, но не более 3000 пФ.

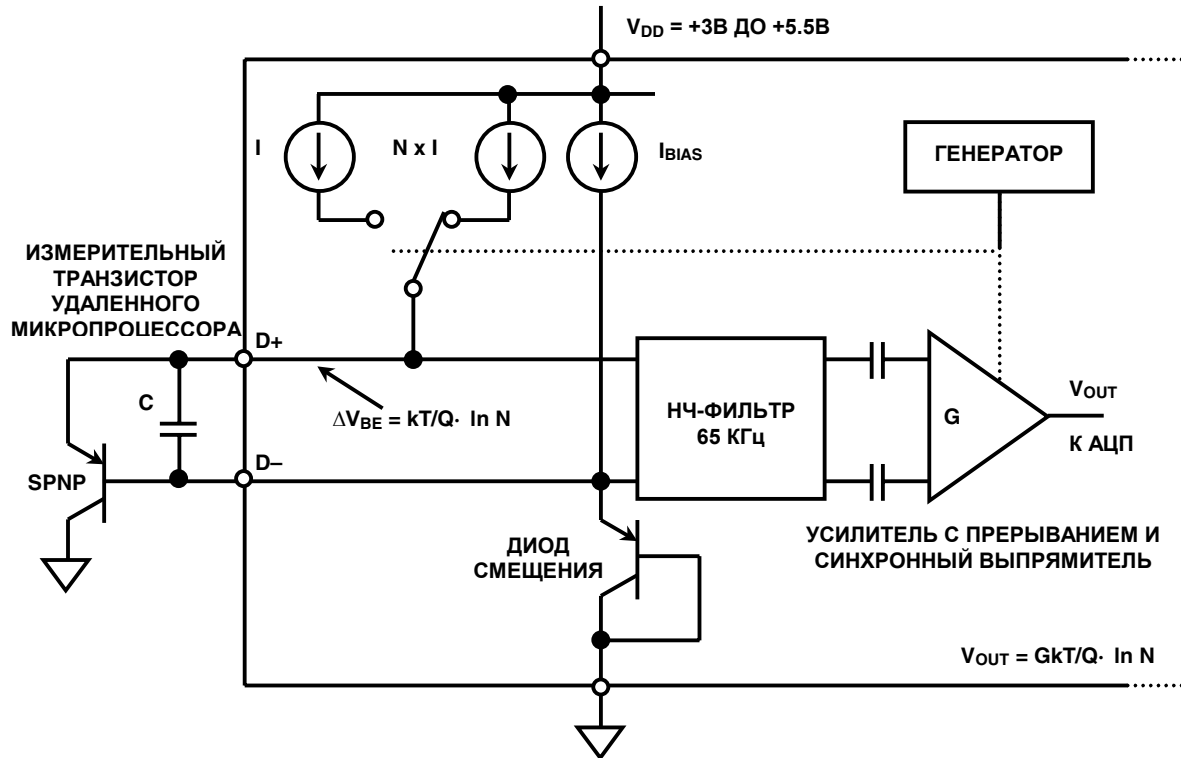


Рис.7.40. Схема нормирования входного сигнала монитора температуры микропроцессора (ADM1021).

Для измерения ΔV_{BE} чувствительный транзистор переключается между рабочими токами I и NI . Для уменьшения шумов результирующее переменное напряжение пропускается через НЧ-фильтр с частотой среза 65 КГц, и затем поступает на усилитель, стабилизированный прерыванием, который усиливает сигнал и выполняет его синхронное выпрямление. Полученное постоянное напряжение пропорционально ΔV_{BE} квантуется 8-разрядным АЦП. Для большего уменьшения действия шумов выполняется цифровая фильтрация сигнала, путем усреднения результатов 16 циклов измерения.

AD1021 содержит встроенный датчик температуры, и нормирование и измерение его сигналов выполняется подобным же образом.

Один МЗР АЦП соответствует 1°C , таким образом, АЦП теоретически может измерять температуру от -128°C до $+127^\circ\text{C}$, хотя, практическая величина нижнего предела составляет -65°C , в соответствии с предельно допустимыми параметрами устройства. Результаты измерения внутренней температуры и температуры микропроцессора записываются в регистры локальной и дистанционной температуры и сравниваются с пределами, запрограммированными в регистрах верхнего и нижнего пределов для локальной и дистанционной точек измерения температуры, как показано на Рис.7.41.

Когда внутренняя температуры кристалла или температура контролируемого процессора находятся вне запрограммированных пределов, вырабатывается выходной сигнал «ТРЕВОГА». Этот выход можно использовать в качестве сигнала прерывания или как сигнал тревоги шины управления системой (SMBus).

Через последовательный интерфейс шины управления системой можно программировать регистры пределов, управлять устройством и конфигурировать его. Содержимое любого регистра также можно прочитать по этой шине. Функции управления и конфигурирования состоят из: переключения устройства из режима нормальной работы в режим выключения питания, из маскирования или разрешения сигнала «ТРЕВОГА» и из установки частоты преобразования, которая может быть в диапазоне от 0.0625 Гц до 8 Гц.

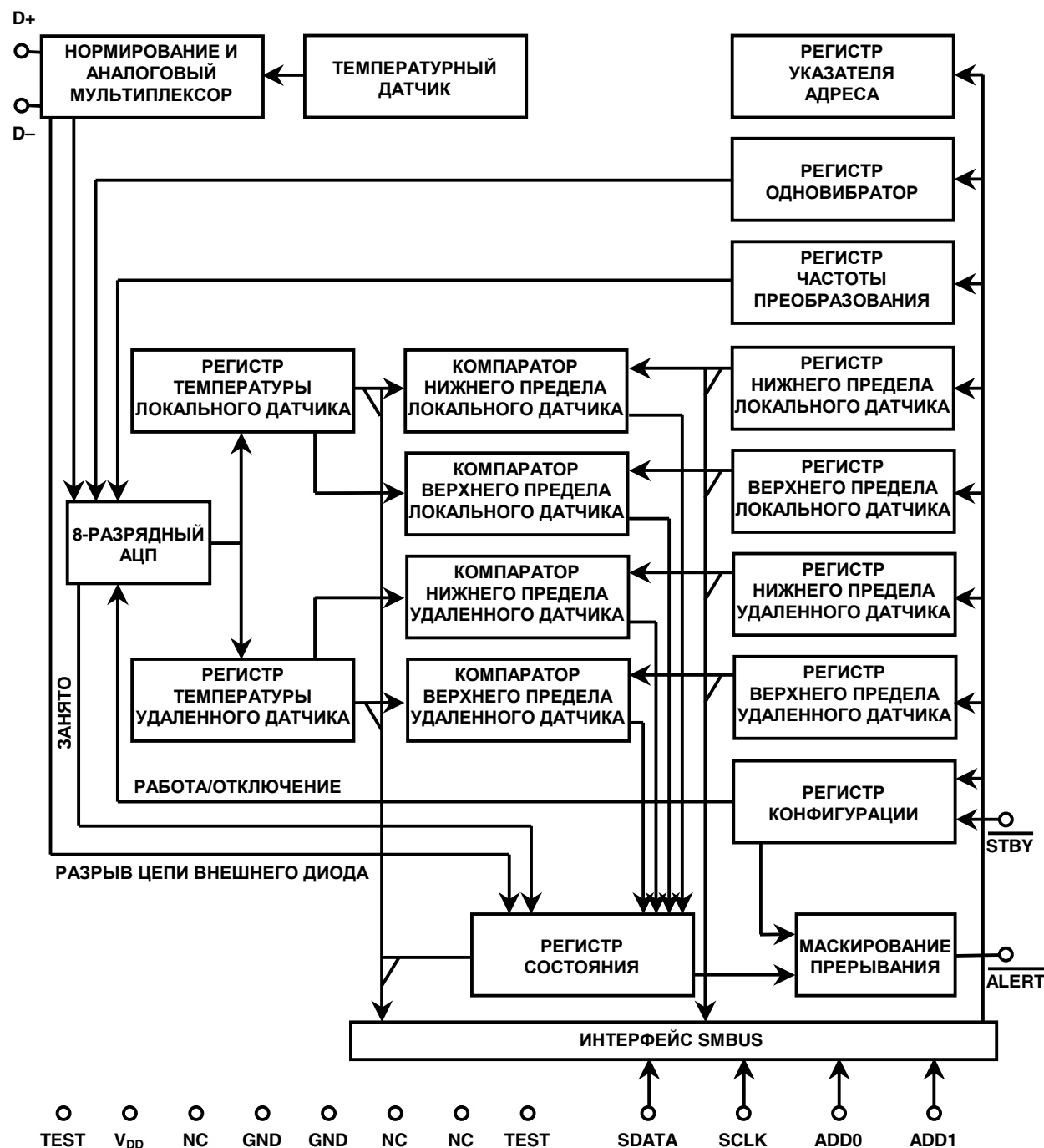


Рис.7.41. Упрощенная блок-схема ADM1021.

- ◆ Измерение температуры: кристалла и в удаленной точке
- ◆ Точность для внутреннего датчика: 1°C
- ◆ Точность для удаленного датчика: 3°C
- ◆ Программируемые верхний и нижний пределы по температуре
- ◆ Наличие двухпроводного последовательного интерфейса: SMBus
- ◆ Максимальный рабочий ток: 70 мкА
- ◆ Ток в режиме выключения питания: 3 мкА
- ◆ Диапазон питания: от +3 В до +5.5В
- ◆ Корпус 16-выводной QSOP

Рис.7.42. Основные характеристики ADM1021.

Литература

1. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*, John Wiley, New York, 1991.
2. Dan Sheingold, Editor, *Transducer Interfacing Handbook*, Analog Devices, Inc., 1980.
3. Walt Kester, Editor, *1992 Amplifier Applications Guide*, Section 2, 3, Analog Devices, Inc., 1992.
4. Walt Kester, Editor, *System Applications Guide*, Section 1, 6, Analog Devices, Inc., 1993.
5. Jim Williams, *Thermocouple Measurement*, Linear Technology Application Note 28, Linear Technology Corporation.
6. Dan Sheingold, *Nonlinear Circuits Handbook*, Analog Devices, Inc.
7. James Wong, *Temperature Measurements Gain from Advances in High-precision Op Amps*, Electronic Design, 15 May 1986.
8. *OMEGA Temperature Measurement Handbook*, Omega Instruments, Inc.
9. *Handbook of Chemistry and Physics*, Chemical Rubber Co.
10. Paul Brokaw, *A Simple Three-Terminal IC Bandgap Voltage Reference*, IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-9, December, 1974.

РАЗДЕЛ 8

АЦП для НОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА

РАЗДЕЛ 8: АЦП для НОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА

Уолт Кестер, Джеймс Брайнт, Джо Бакстон

- **АЦП последовательного приближения**
- **АЦП последовательного приближения с мультиплексируемыми входами**
- **Законченные системы сбора данных на кристалле**
- **Сигма-дельта АЦП**
- **Измерительные низкочастотные сигма-дельта АЦП высокого разрешения**
- **Применение сигма-дельта АЦП в измерителях мощности**

Тенденции, просматриваемые при разработке и создании современных АЦП и ЦАП, направлены в сторону увеличения их скорости преобразования, улучшения разрешения и уменьшения уровня потребляемой мощности. Современные преобразователи данных обычно работают от $\pm 5\text{В}$ источника (биполярный источник питания) или от $+5\text{В}$ (однополярный источник питания). На самом деле, большинство современных конвертеров работают с однополярным источником питания $+3\text{В}$. Такая направленность породила ряд проблем в конструировании и применении, которые были не так важны для предыдущего поколения конвертеров, в которых применялись источники $\pm 15\text{В}$, а диапазон входных сигналов составлял $\pm 10\text{В}$.

Чем ниже напряжение источника питания, тем меньше диапазон входных напряжений и, следовательно, требуется большая помехозащищенность от всех потенциальных источников помех и шумов: от источников питания, от опорных источников, со стороны цифровых сигналов, со стороны магнитных и радиочастотных помех. При этом наиболее важным с точки зрения помехозащищенности является правильное расположение элементов на печатной плате, правильное выполнение заземления и корректные способы развязки. АЦП с одним источником питания часто имеют входной диапазон, который не включает в себя потенциал земли. Поиск соответствующих усилителей с однополярным питанием и выполнение сдвига уровня их входного сигнала при наличии гальванических связей в схеме, также становятся существенной проблемой.

Несмотря на указанные трудности, в настоящее время существуют компоненты, которые обеспечивают весьма высокое разрешение при низких напряжениях источника питания и малой потребляемой мощности. В этом разделе обсуждаются проблемы связанные с такими компонентами и демонстрируются методы успешного внедрения их в системы.

Наиболее популярные прецизионные АЦП для нормирования сигналов основываются на двух основных архитектурах: *АЦП последовательного приближения и сигма-дельта АЦП*. Ранее было показано, что архитектура следящего АЦП практически годна только для цифровых преобразователей с СКВТ, и ее редко используют в других приложениях прецизионного нормирования сигналов.

Флэш-АЦП и конвейерные АЦП широко используются в приложениях, где частоты выборки лежат в области сотен МГц, и абсолютно не подходят для приложений, связанных с прецизионным нормированием низкочастотных сигналов.

- ◆ Типовые напряжения источников питания: ± 5 В, +5 В, +5/+3 В, +3 В
- ◆ Малый динамический диапазон сигналов увеличивает чувствительность к помехам и шумам всех типов (устройств, источника питания, логики и т.д.)
- ◆ Шум устройства увеличивается при малых токах питания
- ◆ Существуют ограничения для входного напряжения синфазного сигнала
- ◆ Для реализации высокого разрешения желательно использование режимов автокалибровки

Рис.8.1. Конструктивные требования к АЦП с низким потреблением и низким питающим напряжением.

- ◆ АЦП последовательного приближения:
 - ◆ разрешение до 16 разрядов
 - ◆ время задержки минимально
 - ◆ используется в системах сбора данных с мультиплексированием
- ◆ Сигма-дельта АЦП:
 - ◆ разрешение до 24 разрядов
 - ◆ чрезвычайно высокая дифференциальная линейность
 - ◆ наличие встроенного цифрового фильтра, высокое ослабление переменного тока промышленной частоты
 - ◆ большое время задержки
 - ◆ существуют трудности с мультиплексированием входных сигналов из-за наличия конечного времени установления внутреннего цифрового фильтра
- ◆ АЦП высокоскоростных архитектур:
 - ◆ флэш-АЦП
 - ◆ конвейерный АЦП

Рис.8.2. Типы АЦП для нормирования сигналов.

АЦП последовательного приближения

АЦП последовательного приближения являются основой устройств нормирования сигналов уже в течение многих лет. Последние достижения в теории и технологии расширили область применения АЦП данного типа в мегагерцовый диапазон. Использование метода коммутации внутренних конденсаторов вместе с методами автокалибровки довели разрешение этих АЦП до 16 разрядов при использовании в производстве стандартных КМОП-процессов без дорогостоящей лазерной подгонки.

Основы построения АЦП последовательного приближения показаны на Рис.8.3. АЦП начинает выполнение преобразования по внешней команде. При подаче сигнала СТАРТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ устройство выборки-хранения (УВХ) переключается в режим хранения и все разряды регистра последовательного приближения (РПП) сбрасываются в «0», исключая старший значащий разряд (СЗР), который устанавливается в «1». Регистр последовательного приближения управляет внутренним ЦАП. Если выходной сигнал ЦАП больше чем величина аналогового сигнала, то данный бит в РПП сбрасывается, в противном случае он остается установленным. Затем в «1» устанавливается следующей наибольший значащий разряд. Если выходной сигнал ЦАП больше, чем входной аналоговый сигнал, этот бит в РПП сбрасывается, в противном случае он остается установленным. Данный процесс повторяется по очереди для каждого разряда. После того как все разряды установлены, проверены и сброшены (или нет) должным образом, содержимое РПП будет соответствовать величине входного аналогового сигнала, и процесс преобразования завершится.

Конец преобразования обычно указывается сигналом «Конец преобразования» (*EOC*), «Данные готовы» (*DRDY*) или сигналом «Занято» (*BUSY*) (на самом деле, конец преобразования указывается состоянием сигнала «Не занято»). Полярности и названия этих сигналов могут быть различны в зависимости от АЦП, но сущность их сохраняется. В начале интервала преобразования этот сигнал переходит в высокое (или низкое) состояние и остается в нем до тех пор, пока преобразование не будет завершено, после этого сигнал возвращается в низкое (или высокое) состояние. Задний фронт сигнала обычно указывает на то, что процесс формирования данных завершен.

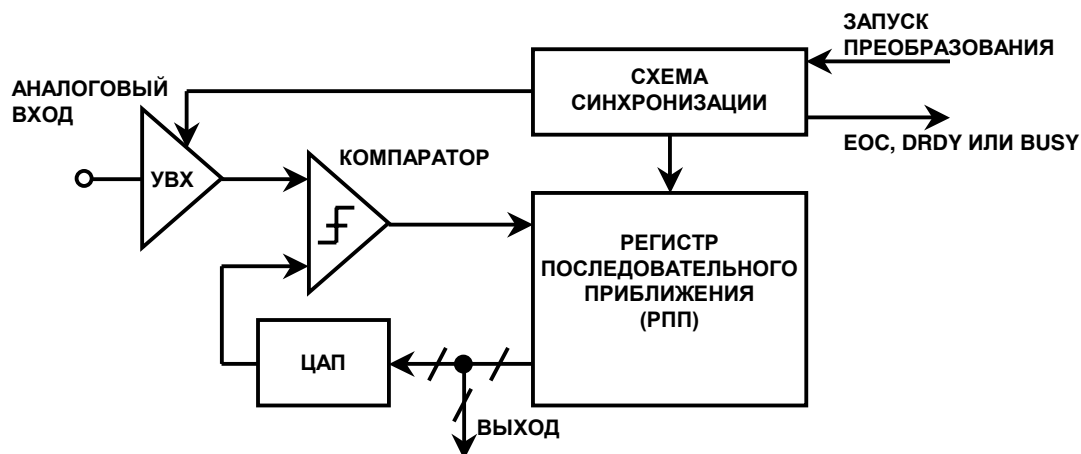


Рис.8.3. АЦП последовательного приближения.

Процесс N-разрядного преобразования занимает N шагов. На первый взгляд кажется, что 16-разрядный АЦП имеет удвоенное время преобразования по сравнению с 8-разрядным, но это не так. В 8-разрядном АЦП ЦАП должен устанавливаться до 8-разрядной точности до того, в то время как в 16-разрядном АЦП он должен устанавливаться с 16-разрядной точностью, что требует большего времени.

На практике 8-разрядный АЦП последовательного приближения может выполнять цикл преобразования несколько сотен наносекунд, в то время как 16-разрядный АЦП потребует для этого нескольких микросекунд. Отметим, что точность и линейность АЦП с РПП определяется главным образом внутренним ЦАП. До настоящего времени наиболее прецизионные АЦП с РПП использовали ЦАП с тонкопленочными резисторами с лазерной подгонкой для получения необходимой точности и линейности. Процесс подгонки тонкопленочных резисторов увеличивает стоимость, а величины тонкопленочных резисторов могут резко измениться при возникновении механических напряжений во время установки изделия в корпус.

По этой причине ЦАП с коммутируемыми конденсаторами (или с перераспределением заряда) стали популярными в новых АЦП с РПП. Преимущества ЦАП на коммутируемых конденсаторах состоит в том, что точность и линейность, главным образом, определяются процессом фотолитографии, который, в свою очередь, определяет площадь поверхности конденсатора и его емкость и равным образом степень взаимной согласованности конденсаторов. Вдобавок, рядом с основными конденсаторами можно расположить ряд малых, дополнительных, которые подключаются параллельно основным в процедуре авто-калибровки для получения высокой точности и линейности без процесса лазерной подгонки. Температурная согласованность между коммутируемыми конденсаторами может быть лучше $1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, тем самым достигается высокая степень температурной стабильности устройства в целом.

Простой 3-разрядный ЦАП на коммутируемых конденсаторах показан на Рис.8.4. Все переключатели показаны в состоянии слежения, т.е. в том режиме, когда аналоговое входное напряжение A_{IN} постоянно заряжает (или разряжает) параллельное соединение цепочки конденсаторов. Режим хранения включается размыканием ключа S_{IN} , что сохраняет заданное входное напряжение на цепочке конденсаторов. Затем размыкается ключ S_C , что приводит к тому, что напряжение в точке А будет меняться с изменением состояния ключей. Если S_1 , S_2 , S_3 и S_4 соединить с землей, напряжение равно $(-A_{IN})$ появится в точке А. Далее ключ S_1 подключается к V_{REF} и напряжение равно $V_{REF}/2$ добавляется к $(-A_{IN})$. После этого компаратор принимает решение о состоянии бита ЦЗР и РПП либо оставляет S_1 подключенным к V_{REF} либо подключает его к земле, в зависимости от состояния выхода компаратора (который находится в высоком или низком состоянии, зависит от того, какой величины напряжение в точке А, соответственно, отрицательное или положительное). Подобные операции выполняются для оставшихся двух разрядов. По окончании интервала преобразования S_1 , S_2 , S_3 , S_4 и S_{IN} подключаются к A_{IN} , а S_C подключается к земле и конвертер готов для выполнения следующего цикла преобразования.

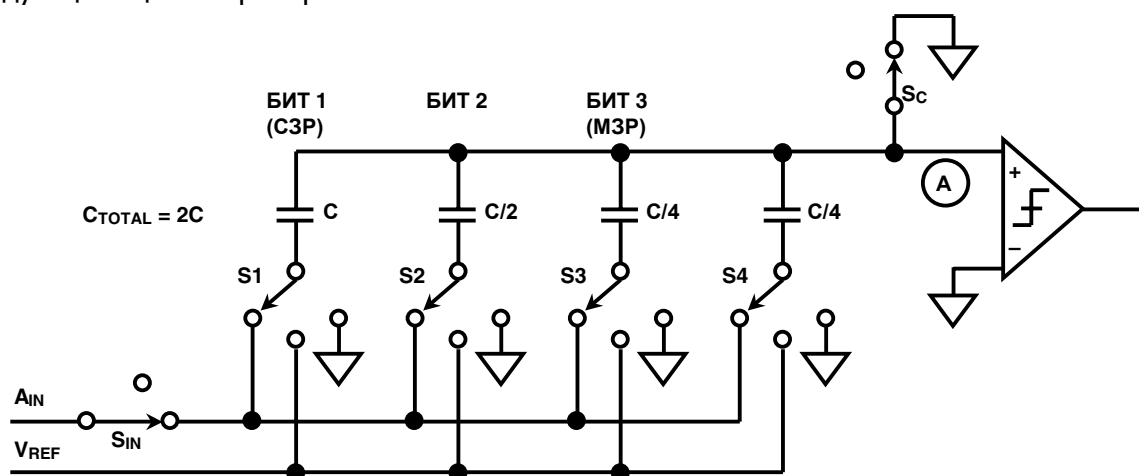


Рис.8.4. 3-разрядный ЦАП на коммутируемых конденсаторах.

Отметим, что дополнительный конденсатор младшего разряда ($C/4$ в случае 3-разрядного ЦАП) требуется для того, чтобы сделать полную величину емкости цепочки конденсаторов равной $2C$ с тем, чтобы выполнялось двоичное деление при коммутации конденсаторов индивидуальных разрядов.

Работа ЦАП на основе конденсаторов (ср DAC) подобна работе резистивного ЦАП на основе цепочки резисторов $R/2R$. Когда конденсатор данного разряда подключается к V_{REF} , делитель напряжения образованный конденсатором данного разряда и полной емкостью ($2C$) добавляет к узлу A напряжение равное весу этого бита. Когда конденсатор разряда подключается к земле, та же самая величина напряжения вычитается из узла A .

Вследствие своей популярности, модификации АЦП последовательного приближения существуют в широком диапазоне разрешений, скоростей преобразования, вариантов исполнения входов и выходов, вариантов корпусов и стоимостей. Было бы невозможно попытаться перечислить все АЦП данного типа, и на Рис.8.5 показаны только типичные представители АЦП с РПП, изготавливаемые в настоящее время фирмой Analog Devices. Отметим, что многие устройства представляют собой законченные системы сбора данных с входными мультиплексорами, которые позволяют с помощью единственного ядра АЦП обрабатывать несколько аналоговых каналов.

	Разрешение [разрядов]	Частота выборки [КГц]	Потребляемая мощность [мВт]	Число каналов
AD7472	12	1500	9	1
AD7891	12	500	85	8
AD7858/AD7859	12	200	20	8
AD7887/AD7888	12	125	3.5	8
AD7856/AD7857	14	285	60	8
AD974	16	200	120	4
AD7670	16	1000	250	1

Рис.8.5. Основные сравнительные характеристики для АЦП с РПП и одним источником питания.

Несмотря на существующее разнообразие, основные временные диаграммы большинства АЦП с РПП похожи и относительно понятны (см. Рис.8.6). Процесс преобразования инициируется подачей сигнала СТАРТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ. $CONVST$ - импульс отрицательной полярности, положительный фронт которого инициирует преобразование. По этому перепаду внутреннее устройство выборки-хранения (УВХ) переводится в режим хранения и осуществляется перебор всех разрядов по алгоритму РПП. Отрицательный фронт импульса $CONVST$ переводит линии $EOTC$ или $BUSY$ в высокое состояние. Когда преобразование завершается, линия $BUSY$ переходит в низкое состояние, указывая на окончание процесса. В большинстве случаев задний фронт линии $BUSY$ можно использовать как указание на готовность выходных данных и его можно использовать в качестве stroba записи данных во внешний регистр. Однако вследствие большой разницы в терминологии и конструкции, прежде чем использовать данный конкретный АЦП необходимо сначала ознакомиться с данными из технических описаний.

Следует отметить, что некоторые АЦП с РПП требуют наличия внешней тактовой частоты, кроме команды СТАРТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ. В большинстве случаев нет особой необходимости в их взаимном фазировании. Частота внешнего генератора, если таковой требуется, лежит обычно в диапазоне от 1 МГц до 30 МГц, в зависимости от времени преобразования и разрешения АЦП. Другие АЦП с РПП имеют внутренний генератор, и требуется только одна внешняя команда СТАРТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ.

В соответствии со своей архитектурой, АЦП с РПП позволяет выполнять однократное преобразование с любой частотой повторения от постоянного тока до максимальной частоты преобразования данного конвертора.

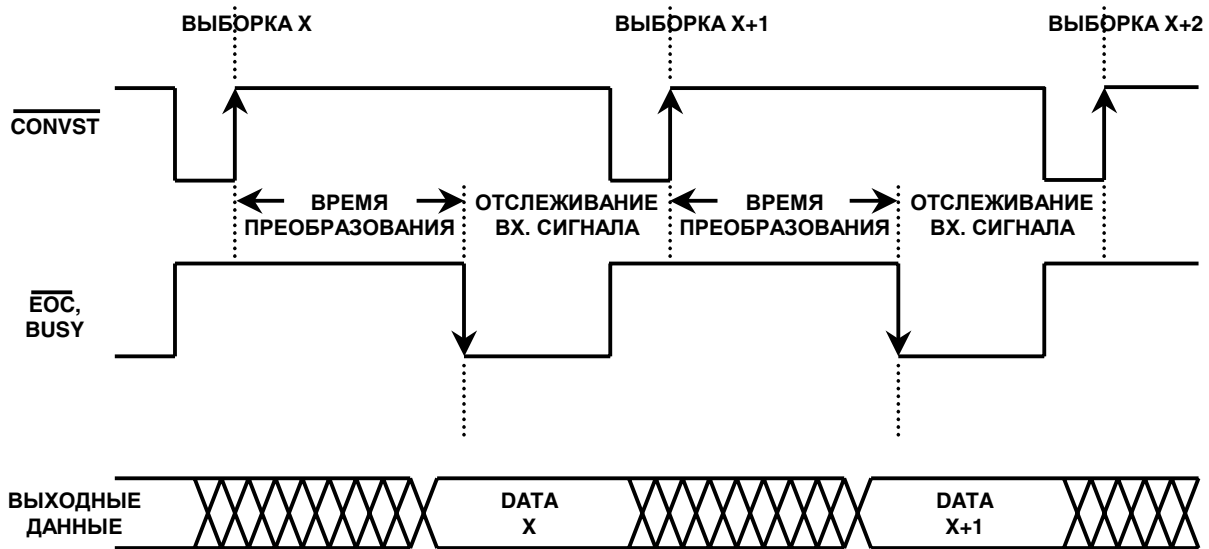


Рис.8.6. Временная диаграмма типового АЦП с РПП.

В АЦП с РПП выходная информация в данном цикле становится корректной в конце интервала преобразования. Для других типов АЦП, таких как сигма-дельта или АЦП с конвейерной архитектурой это не так (см. Рис.8.7).

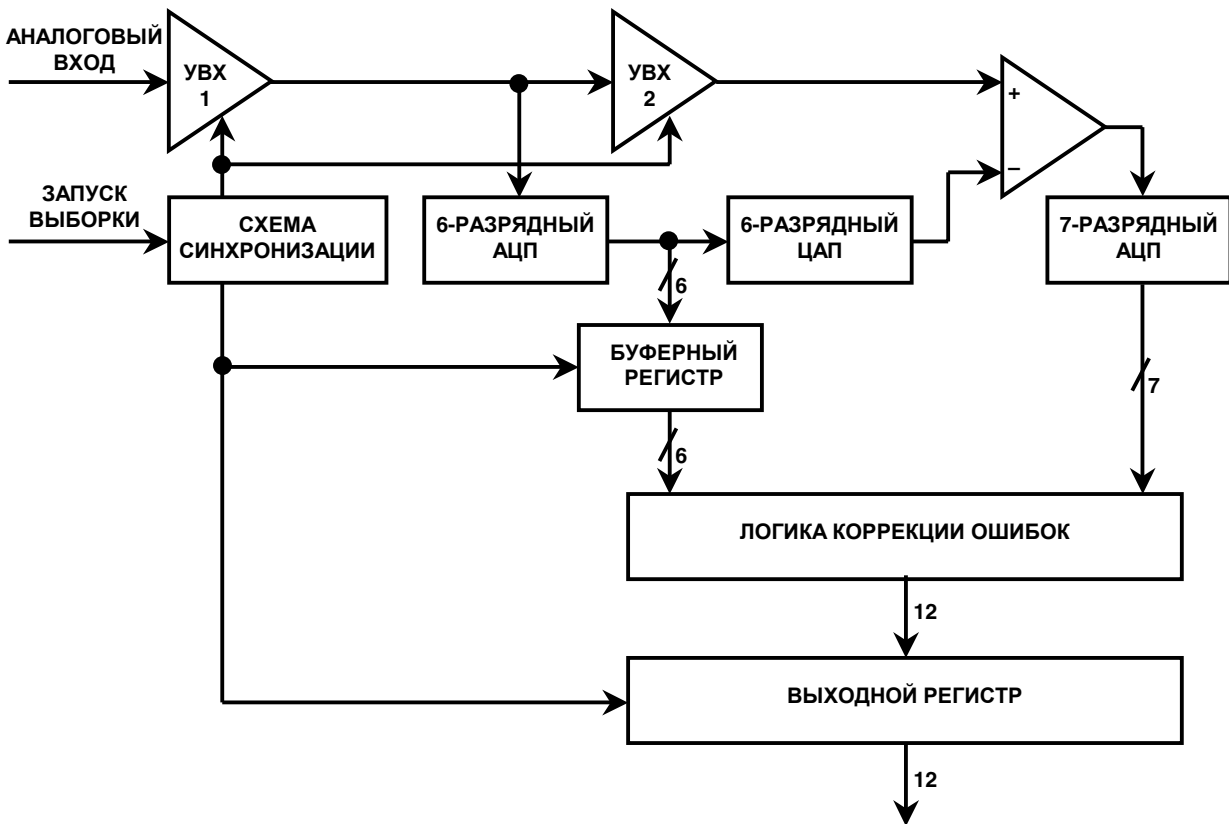


Рис.8.7. Двухкаскадный АЦП с конвейерной архитектурой.

АЦП, показанный на рисунке, является двухкаскадным конвейерным 12-разрядным преобразователем. Первое преобразование выполняется с помощью 6-разрядного АЦП, который управляет 6-разрядным ЦАП. Выход 6-разрядного ЦАП представляет собой 6-битное приближение входного аналогового сигнала. Отметим, что УВХ2 хранит аналоговый сигнал, пока 6-разрядный АЦП выполняет преобразование и устанавливается 6-разрядный ЦАП. Сигнал с ЦАП затем вычитается из аналогового сигнала с УВХ2, усиливается и кодируется с помощью 7-разрядного АЦП. Выходы двух преобразований объединяются, а дополнительный (седьмой) бит используется для коррекции ошибок, появившихся при первом преобразовании. Типовая временная диаграмма, данного типа конвертера показана на Рис.8.8. Отметим, что выходные данные, получаемые после выборки X , в действительности соответствуют выборке $X-2$, т.е. существует задержка конвейера на два тактовых цикла. Архитектура конвейерного АЦП обычно ассоциируется с высокоскоростными АЦП, и в большинстве приложений задержки конвейера не являются существенной проблемой для системы.

Однако если необходимо чтобы АЦП выполнял однократные преобразования, в приложении, где требуется соотношение 1:1 между моментом выборки и соответствующими ему данными, тогда задержка конвейера может создать определенную проблему, и АЦП с РПП будут в этом случае более предпочтительны. Задержка конвейера может также создать проблему в высокоскоростной системе управления с замкнутым контуром или в приложениях с мультиплексированием входов. К тому же, некоторые конвейерные АЦП имеют минимально-допустимую скорость преобразования и должны находиться в состоянии постоянного циклического преобразования с тем, чтобы избежать насыщения внутренних узлов.

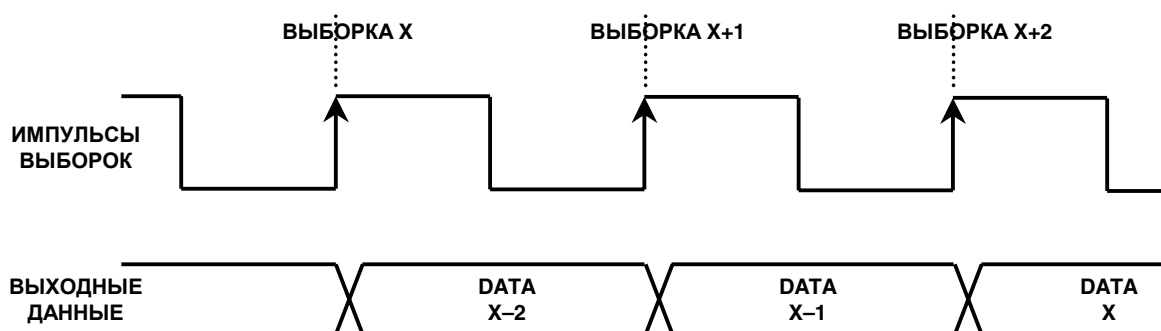


Рис.8.8. Временная диаграмма типового конвейерного АЦП.

АЦП с РПП на коммутируемых конденсаторах обычно имеет небуферизованную входную цепь, подобную той, которая изображена на Рис.8.9 для АЦП AD7858/AD7859. В течение времени восстановления аналоговый вход должен зарядить эквивалентную входную емкость (20 пФ) до корректной (амплитудной) величины. Если на входе существует сигнал постоянного тока с сопротивлением источника сигнала R_S , и имеется последовательное внутреннее сопротивление ключей 125Ω , то это соединение определит постоянную времени. Для обеспечения 12-разрядной точности на установку АЦП потребуется около 9 постоянных времени, и это определяет минимально возможное время восстановления данного АЦП. (Установка до 14-разрядной точности требует около 10 постоянных времени, а 16-разрядной - около 11).

$$t_{ACQ} = 9 \times (R_S + 125)\Omega \times 20 \text{ нФ}$$

Например, если $R_S = 50\Omega$, время восстановления, в соответствии с приведенной формулой, должно составлять, по меньшей мере, 310 нс.

Для приложений, связанных с переменным током, следует использовать источник с низким импедансом, для того чтобы предотвратить искажения, связанные с нелинейностью входной цепи АЦП. При работе с однополярным источником питания следует использовать ОУ с быстрым временем установления и выходом от-питания-до-питания, такой как AD820. При этом операционный усилитель будет восстанавливаться очень быстро от действия помех, наведенных на вход коммутацией внутренних ключей АЦП. На Рис.8.9 на выходе AD820 установлен НЧ-фильтр, состоящий из резистора 50Ω и конденсатора 10 нФ (частота среза фильтра около 320 КГц). Этот фильтр исключает высокочастотные составляющие, которые обязаны своим появлением комбинационным помехам и шумам.

Использование для питания ОУ однополярного источника в данном приложении требует специального рассмотрения уровней сигналов. AD820 включен в инверсном режиме и его усиление по сигналу составляет «-1». Его прямой вход смещен на величину +1.3 В с помощью делителя 10.7 КΩ/ 10 КΩ, что приводит к тому, что при $V_{IN} = 0$ В выходное напряжение составляет +2.6 В, а для $V_{IN} = +2.5$ В составляет +0.1 В. Это смещение устанавливается по той причине, что выход AD820 не может достигнуть потенциала земли, а ограничен напряжением насыщения NPN-транзистора выходного каскада (V_{CESAT}), которое при данной нагрузке составляет около 50 мВ. Входной диапазон для АЦП также смещен на +100 мВ путем подачи +100 мВ с делителя 412 Ω/10 КΩ на вход A_{IN} .

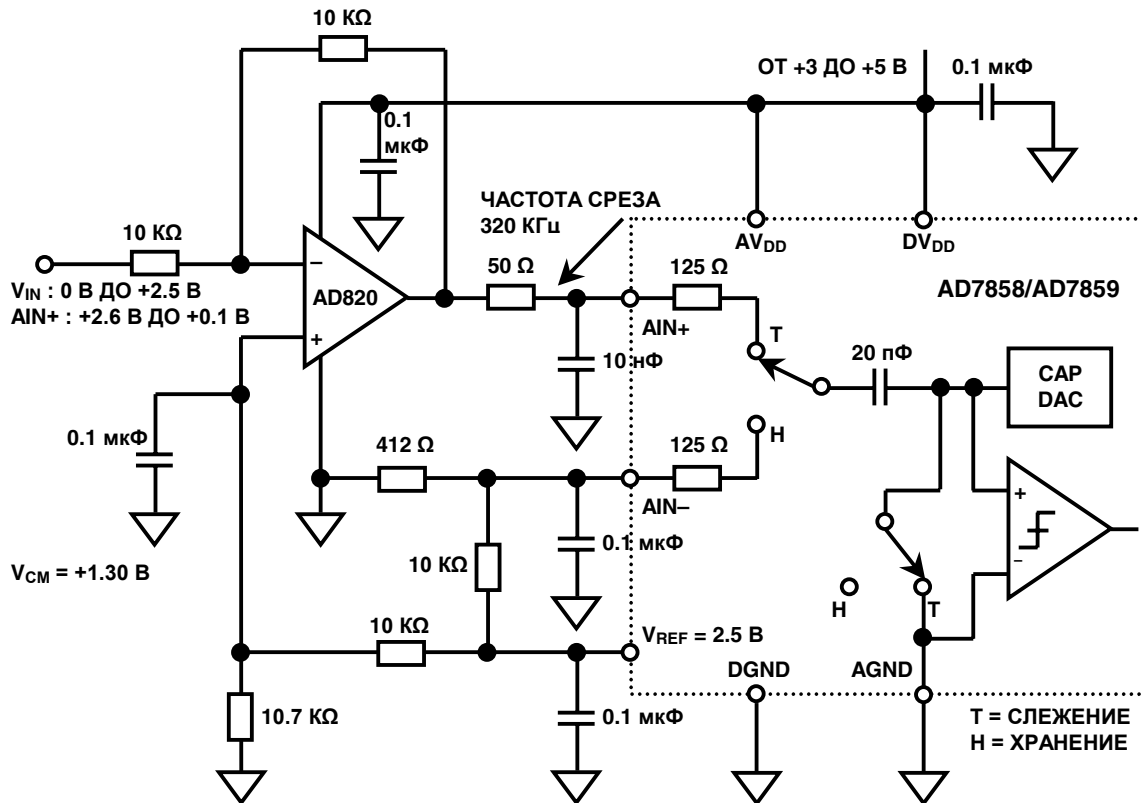


Рис.8.9. Буферизация входов 12-разрядного АЦП AD7858/AD7859 на коммутируемых конденсаторах с частотой выборки 200 КГц.

Семейство AD789X АЦП с РПП и однополярным питанием (также как и AD974, AD976, AD977) включают в свой состав аттенуатор из тонкопленочных резисторов и устройство сдвига нуля на аналоговом входе с тем, чтобы можно было работать в широком диапазоне входных сигналов и при любой их полярности.

Упрощенная схема входной цепи AD7890-10, АЦП 12-разрядов, 8 каналов показана на Рис.8.10. Данная схема позволяет квантовать входное напряжение $\pm 10\text{В}$, даже при работе с однополярным источником питания $+5\text{В}$. Цепочка тонкопленочных резисторов $R1/R2/R3$ обеспечивает требуемое ослабление и сдвиг уровня для преобразования входного сигнала $\pm 10\text{В}$ в сигнал от 0 до $+2.5\text{В}$, который далее квантуется внутренним АЦП. Данный тип входа не требует специального буфера, поскольку $R1$ обеспечивает развязку входа от цепи конвертора. Тем не менее, внутреннее сопротивление источника сигнала, R_s , должно быть достаточно низким для предотвращения ошибок усиления, обусловленных делителем $R_s/R1$.

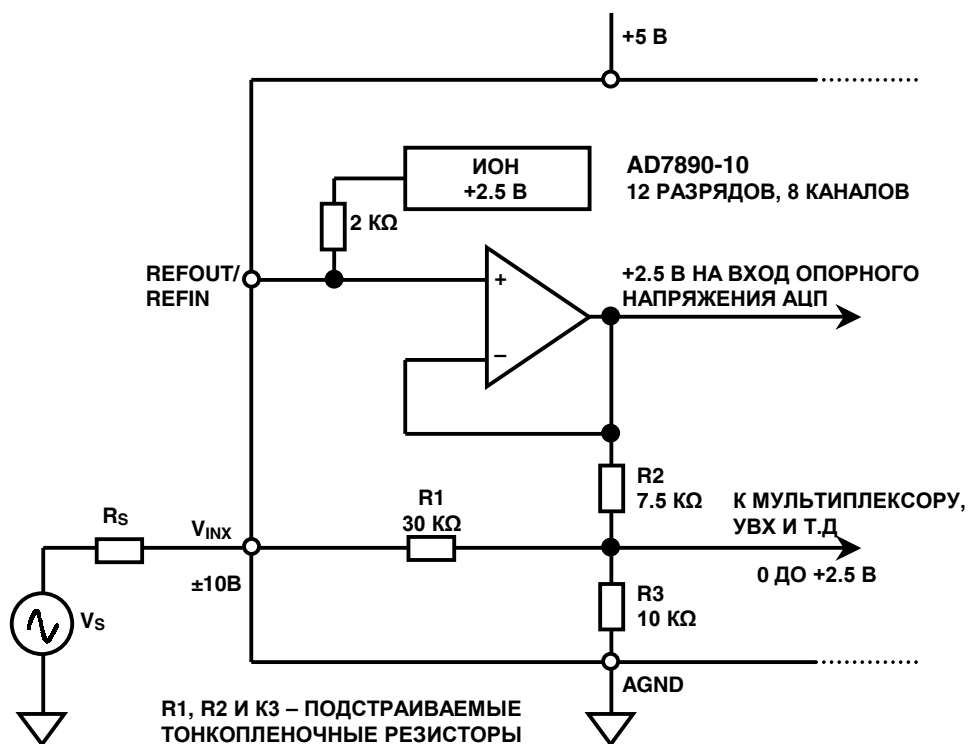


Рис.8.10. АЦП с однополярным источником питания и масштабируемыми входами.

АЦП последовательного приближения с мультиплексируемыми входами

Мультиплексирование входов является основой для многих систем сбора информации и для успешного создания системы сбора данных требуется четкое понимание работы мультиплексоров. Переключатели для систем сбора данных, особенно когда они интегрированы в состав ИС, обычно бывают КМОП-типа, как показано на Рис.8.11. Применение P-канальных и N-канальных MOSFET транзисторов в параллельном включении уменьшает изменение величины сопротивления во включенном состоянии ключа (R_{ON}), как функции от входного напряжения. В зависимости от типа устройства сопротивление во включенном состоянии может меняться от менее 5Ω до нескольких сотен Ом. Изменение сопротивления во включенном состоянии как функции входного сигнала (часто называемого R_{ON} -модуляцией) может привести к искажениям, если мультиплексор будет управлять некоторой, заметной по величине, нагрузкой и поэтому весьма важно постоянство величины R_{ON} .

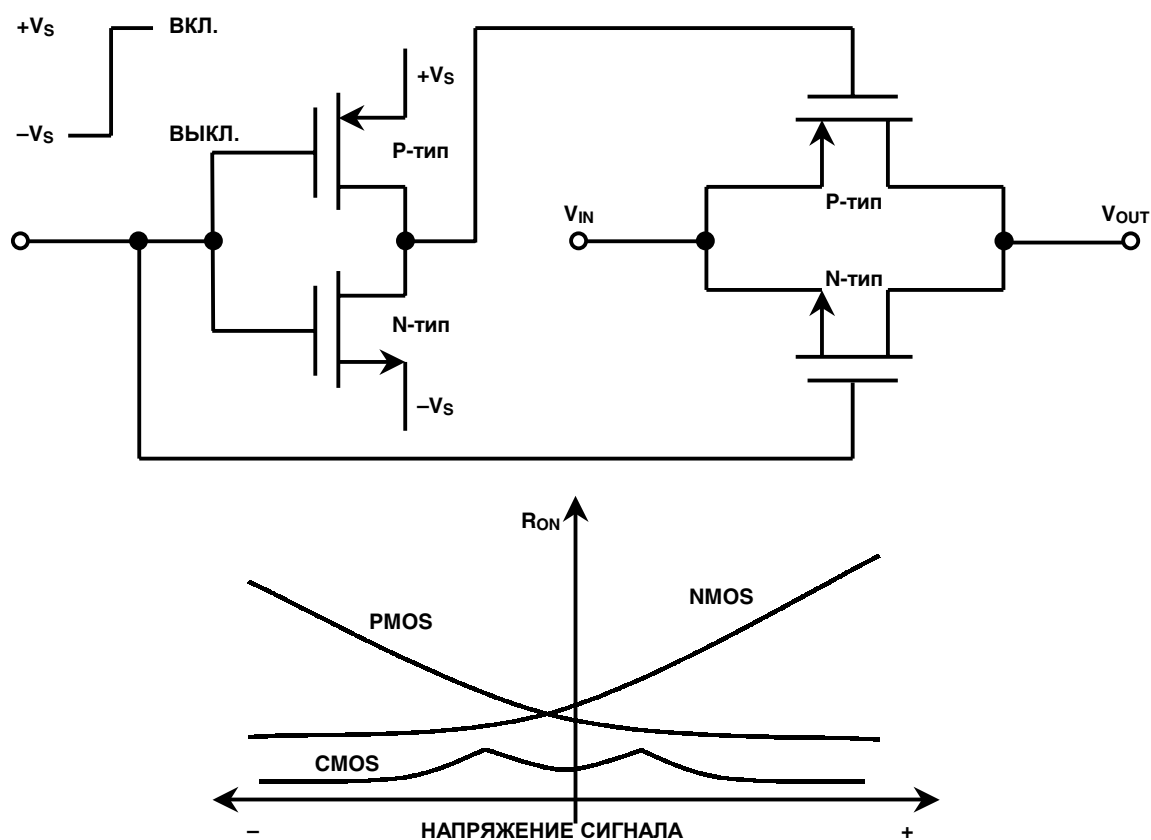


Рис.8.11. Основы работы аналогового КМОП-ключа.

Вследствие не нулевых величин R_{ON} и его модуляции, выходы мультиплексора должны быть отделены от нагрузки с помощью соответствующего буферного усилителя. Отдельный буфер не требуется только в том случае, когда мультиплексор управляет входами с высоким импедансом, как, например, вход усилителя с программируемым усилением, УВХ или АЦП, но будьте внимательны! некоторые УВХ и АЦП потребляют на высокой частоте весьма высокие импульсные токи и нельзя допускать того, чтобы они управлялись небуферизованным мультиплексором. Основные характеристики мультиплексора следующие: время переключения, сопротивление во включенном состоянии, постоянство сопротивления во включенном состоянии, величина изоляции в выключенном состоянии и величина перекрестных наводок.

Диапазон времен переключения мультиплексора лежит в области от 20 нс до более 1 мкс, R_{ON} от 5Ω до нескольких сотен Ом, с величиной изоляции в выключенном состоянии от 50 до 90 дБ.

Для того чтобы создать мультиплексор необходимо соединить несколько КМОП-ключей, как показано на Рис.8.12. Число входных каналов бывает обычно от 4 до 16, в некоторых случаях мультиплексоры имеют внутреннюю логику декодирования и регистр адреса канала, в других случаях эти функции должны выполняться внешним образом. Неиспользуемые входы мультиплексора следует заземлять, в противном случае точность системы может существенно пострадать. Ключи мультиплексора могут оптимизироваться для различных приложений, как показано на Рис.8.13.

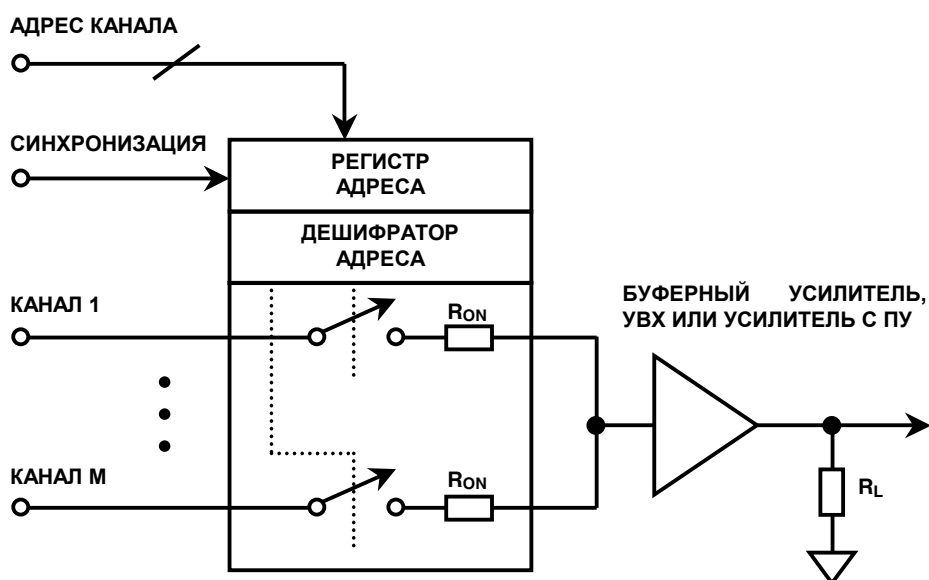


Рис.8.12. Упрощенная схема типового аналогового мультиплексора.

- ◆ ADG508F, ADG509F, ADG527F: питание ± 15 В
 - ◆ R_{ON} меньше 300Ω
 - ◆ Время переключения меньше 250 нс
 - ◆ Электрическая защита входов и выходов (-40 В до +55 В)
- ◆ ADG451, ADG452, ADG453: питание ± 15 В, +12 В, ± 5 В
 - ◆ R_{ON} меньше 5Ω
 - ◆ Время переключения меньше 180 нс
 - ◆ Электрическая защита 2 КВ
- ◆ Семейства ADG7XX: однополярное питание, от +1.8 В до 5.5 В
 - ◆ R_{ON} меньше 5Ω , изменение величины R_{ON} менее 2Ω
 - ◆ Время переключения меньше 20 нс

Рис.8.13. Новости в области дискретных ключей и мультиплексоров.

Система сбора данных с мультиплексированием M каналов показана на Рис.8.14. Одновременно на диаграмме показаны типовые временные соотношения для АЦП с РПП. Процесс преобразования инициируется по положительному перепаду импульса $CONVST$. Если необходимо получение максимальной производительности, мультиплексор переключается на следующий канал в тот же самый момент времени.

Это позволяет мультиплексору устанавливаться практически в течение всего времени преобразования ($1/f_s$). Однако необходимо помнить, что возможно присутствие положительного сигнала с величиной верхнего предела на одном канале мультиплексора и отрицательного сигнала с величиной нижнего предела на другом, поэтому выход мультиплексора должен устанавливаться по перепаду полной шкалы в течение отведенного времени.

На Рис.8.14 также показаны входные фильтры на каждом входном канале. Эти фильтры являются фильтрами комбинационных частот для исключения спектральных составляющих сигналов выше половины частоты выборки на канал. Если АЦП работает с частотой выборок f_s и мультиплексор перемещается по M -каналам, то частота выборки на канал составит f_s/M . Входные НЧ-фильтры должны иметь достаточное ослабление на частоте $f_s/2M$ для предотвращения ограничений динамического диапазона из-за наличия комбинационных частот.

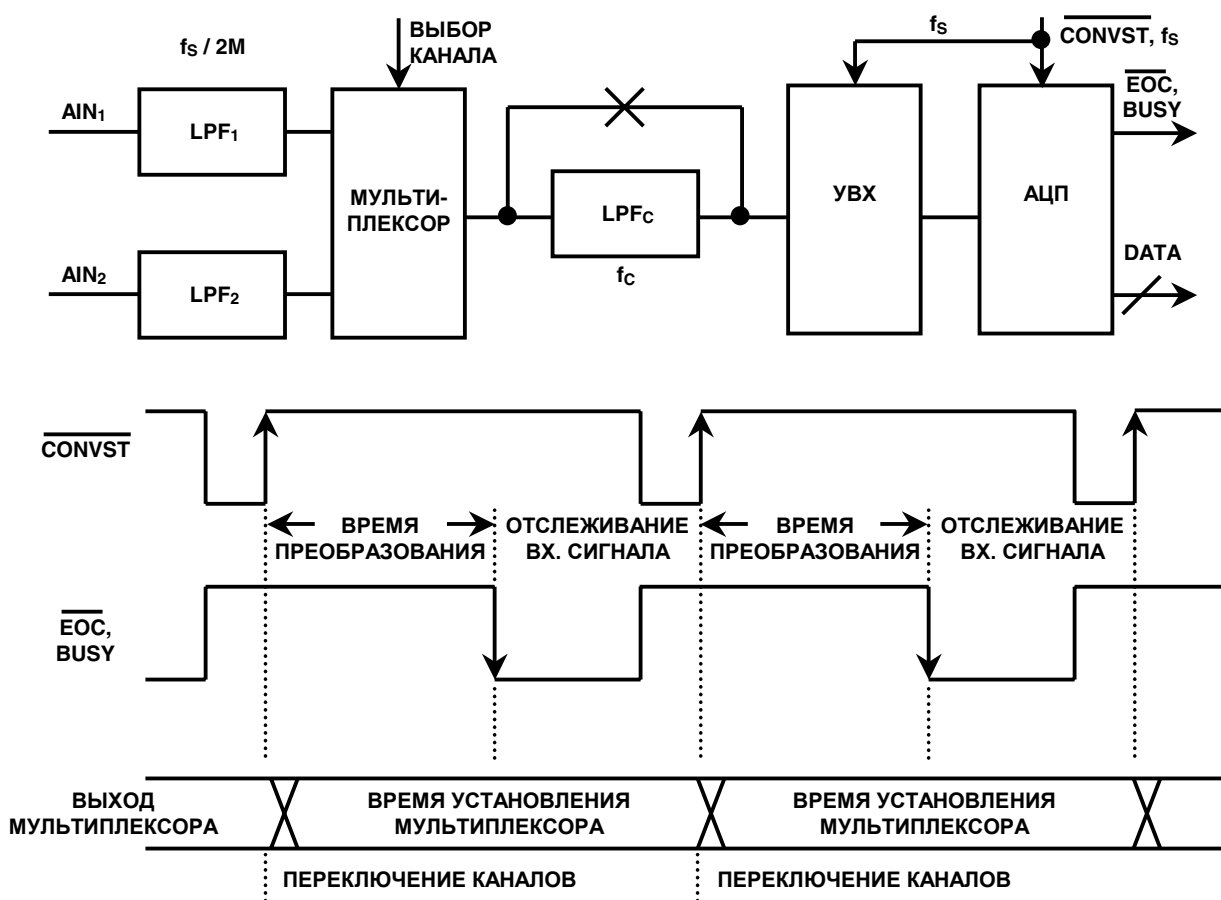


Рис.8.14. Фильтрация в мультиплексированном АЦП с РПП и временные диаграммы.

При этом нет необходимости, чтобы выборки по каждому каналу происходили с одной и той же скоростью, поэтому входные НЧ-фильтры для разных каналов нужно подбирать индивидуально в соответствии с реальными скоростями выборок и полосой сигнала ожидаемой в каждом канале.

Часто между выходом мультиплексора и входом УВХ помещается НЧ-фильтр, на Рис.8.14 он обозначен как LPF_c . Следует тщательно выбирать его частоту среза, так как данная постоянная времени непосредственно влияет на время установления мультиплексора. На Рис.8.15 приводится число постоянных времени, n , требуемое для достижения требуемой точности в случае однополюсного НЧ-фильтра.

Разрешение	МЗР (%от полной шкалы)	Число постоянных времени, n	f_c/f_s
6	1.563	4.16	0.67
8	0.391	5.55	0.89
10	0.0977	6.93	1.11
12	0.0244	8.32	1.32
14	0.0061	9.70	1.55
16	0.00153	11.09	1.77
18	0.00038	12.48	2.00
20	0.000095	13.86	2.22
22	0.000024	15.25	2.44

f_s = частота выборок АЦП
 f_c = частота среза НЧ-фильтра (LPF_c)

Рис.8.15. Время установления однополюсного фильтра для достижения требуемой точности.

Если постоянная времени LPF_c составляет τ и его частота среза f_c , то

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau}$$

Но частота выборок f_s соотносится с ($n \tau$):

$$f_s < \frac{1}{n \cdot \tau}$$

Объединяя два эти равенства и решая их относительно f_c , получаем:

$$f_c > \frac{n \cdot f_s}{2\pi}$$

В качестве примера предположим, что имеется 12-разрядный АЦП с частотой выборки 100 КГц. Из таблицы $n = 8.32$, и поэтому в соответствии с последним равенством $f_c > 132$ КГц. В то время как этот фильтр предотвращает проникновение широкополосного шума в УВХ, он не выполняет функцию, которая выполняется фильтрами комбинационных частот на входе каждого канала, индивидуальная частота среза которых может быть много ниже.

По этой причине, только некоторые интегральные схемы сбора данных с мультиплексорами на входе дают внешний доступ к выходу мультиплексора и к входу УВХ. Если же такой доступ дается и используется LPF_c , то для достижения необходимой точности, нужно соблюдать требования по времени установления.

Законченные системы сбора данных на одном кристалле

Микросхемы высокой степени интеграции, ориентированные на аналого-цифровую обработку позволяют располагать на одном кристалле большие и сложные системы сбора данных. В настоящее время большинство элементов цепей нормирования сигналов, включая мультиплексоры, усилители с программируемым усилением и УВХ можно воспроизвести на том же самом кристалле, что и АЦП. Высокий уровень интеграции позволяет выполнять спецификацию и тестирование системы сбора данных (ССД) (DAS), как одну достаточно сложную операцию.

Такая конструкция ССД освобождает разработчика от значительного бремени по тестированию и расчету бюджета погрешностей. Характеристики по постоянному и переменному току законченной системы сбора данных специфицируются одной законченной функцией, которая исключает необходимость проведения рабочих расчетов по всему набору спецификаций с учетом наихудшего случая по каждому из параметров. Законченная монолитная система имеет более высокие рабочие характеристики и более низкую стоимость, чем в случае реализации ее на дискретных элементах. Более того, калибровка системы более проста и фактически многие монолитные ССД имеют в своем составе режим самокалибровки, с функциями как внутренней, так и системной калибровки.

AD7858 является примером ИС ССД высокой степени интеграции (см. Рис.8.16). Устройство работает с однополярным питанием от +3В до +5.5В и рассеивает мощность всего 15 мВт. Разрешение составляет 12 разрядов, а максимальная частота выборок – 200 КГц. Входной мультиплексор можно конфигурировать либо на 8 однополярных входов, либо на 4 псевдодифференциальных. AD7858 требует наличия сигнала внешнего тактового генератора 4 МГц и начинает цикл преобразования по положительному перепаду импульса *CONVST*, который не требует фазирования с тактовой частотой генератора. Преобразование можно также инициировать программно, путем установки соответствующего бита в регистре управления.

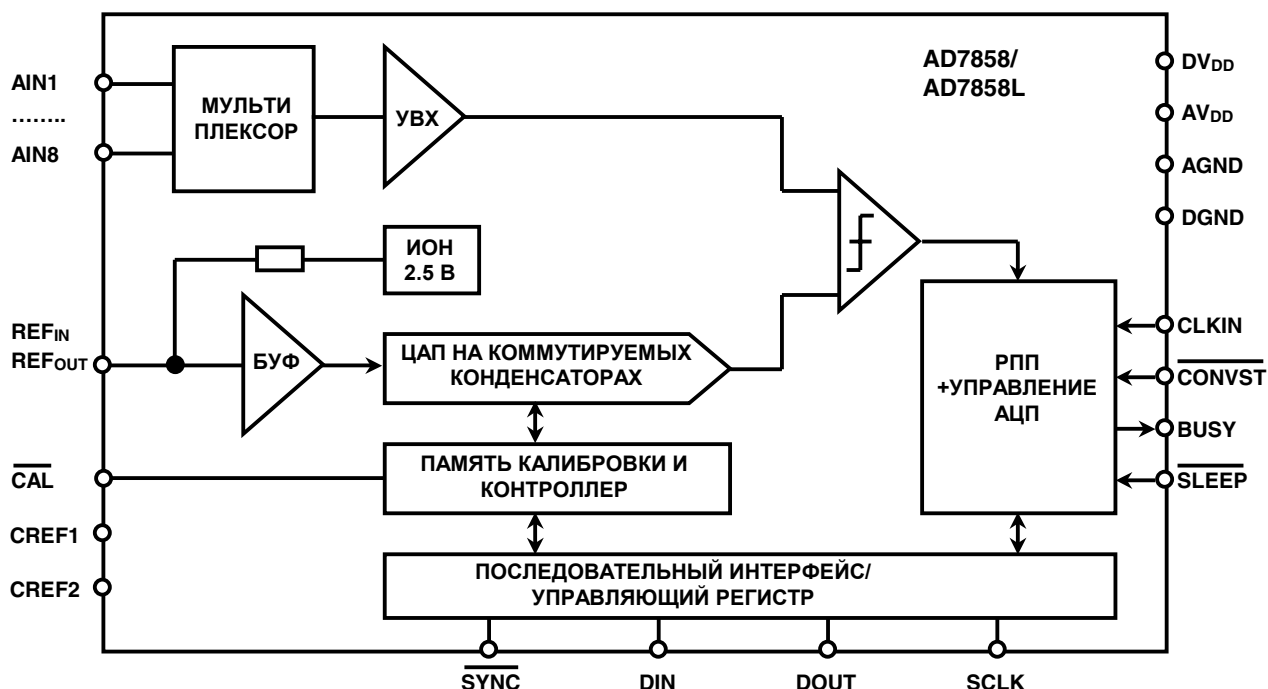


Рис.8.16. AD7858 -12-разрядный АЦП, 200 КГц, 8 каналов, с одним источником питания.

AD7858 содержит на кристалле опорный источник 2.5В (который можно подавить подключением внешнего источника) и диапазон входного напряжения лежит в пределах от 0 В до V_{REF} (напряжение опорного источника). Внутренний ЦАП выполнен на коммутируемых конденсаторах, и для того чтобы гарантировать стабильную работу во времени и по температуре, АЦП имеет режимы самокалибровки и системной калибровки. Последовательный порт ввода/вывода совместим с протоколами SPI, QSPI, 8051 и другими. AD7858L является экономичной (5.5 мВт) версией AD7858 и работает при максимальной частоте выборки до 100 КГц.

- ◆ 12-разрядов, 8 каналов, 200 КГц (AD7858) ,100 КГц (AD7858L)
- ◆ Наличие системной и самокалибровки с авто-калибровкой при подаче питания
- ◆ Автоматическое понижение мощности потребления после завершения преобразования (25 мВт)
- ◆ Низкая мощность потребления:
 - ◆ AD7858: 15 мВт (питание + 3 В)
 - ◆ AD7858L : 5.5 мВт (питание + 3В)
- ◆ Наличие гибкого последовательного интерфейса: 8051 / SPI / QSPI и др.
- ◆ 24-выводной корпус DIP, SOIC, SSOP
- ◆ AD7859, AD7859L: устройства с параллельным выходом, спецификации те же

Рис.8.17. Основные спецификации систем сбора информации AD7858/AD7858L.

Сигма-дельта АЦП.

Джеймс Брайнт

Сигма-дельта аналого-цифровые преобразователи ($\Sigma\Delta$ АЦП) известны уже около 30 лет, однако, только последние успехи в технологии (сверхбольшие интегральные схемы, VLSI, с высокой плотностью упаковки) позволили производить их в виде недорогих монолитных ИС. В настоящее время они используются во многих приложениях, где требуются узкополосные АЦП низкой стоимости, с низкой потребляемой мощностью и высоким разрешением.

Существует бесчисленное количество описаний архитектуры и теории работы $\Sigma\Delta$ АЦП, но большинство работ начинаются с труднопонимаемых интегралов и тем самым портится все дело. В Отделе по Применению фирмы Analog Devices, часто приходится сталкиваться с инженерами, которые не понимают теорию работы $\Sigma\Delta$ АЦП и убеждены, что из существующих работ это понять вообще невозможно в виду большой сложности вопроса.

На самом же деле, не существует особых проблем для понимания принципа работы $\Sigma\Delta$ АЦП, стоит только отказаться от детальной математики. В этом разделе предпринята попытка пояснить данный вопрос. $\Sigma\Delta$ АЦП содержит весьма простую аналоговую электронику (компаратор, ключ, один или более интеграторов и цепи аналогового суммирования), и чрезвычайно сложную схему цифровой обработки сигналов. Эта схема состоит из цифрового процессора обработки сигналов (ЦПОС, DSP), который работает в качестве фильтра (обычно НЧ-фильтр). Для признания факта существования фильтра совсем не обязательно знать, как данный фильтр работает. Для понимания того, как работает $\Sigma\Delta$ АЦП, требуется детальное знание концепции передискретизации, формирования шума квантования, цифровой фильтрации и децимации.

- ◆ Низкая стоимость, высокое разрешение (до 24 разрядов) очень высокая дифференциальная линейность
- ◆ Низкая потребляемая мощность, но ограниченная полоса пропускания
- ◆ Основные концепции просты, но описательный математический аппарат сложен:
 - ◆ передискретизация
 - ◆ формирование шума квантования
 - ◆ цифровая фильтрация
 - ◆ децимация
- ◆ АЦП идеальны в приложениях нормирования сигналов с датчиков:
 - ◆ высокое разрешение
 - ◆ наличие режимов калибровки: самокалибровка, системная и автокалибровка

Рис.8.18. Сигма-дельта АЦП.

Рассмотрим метод передискретизации с анализом в частотной области. Там, где измерение по постоянному току имеет *ошибку квантования* $\frac{1}{2}MЗР$, система с многократной выборкой имеет *шум квантования*. Идеальный N-разрядный АЦП с выборкой имеет среднеквадратичную величину (СКВ) шума квантования $q/\sqrt{12}$, равномерно распределенного внутри диапазона частот Найквиста от постоянного тока до $\frac{1}{2}f_s$ (где q - величина МЗР, а f_s - частота выборок), как показано на Рис.8.19А. Поэтому отношение сигнал/шум (С/Ш) при синусоидальном напряжении на входе с размахом на всю шкалу будет составлять $(6.02N+1.76)$ дБ.

Если АЦП не идеален, его шум будет больше, чем теоретический минимум шума квантования, и тогда его *эффективное* разрешение будет меньше, чем N-разрядов. Его действительное разрешение (часто известное, как эффективное число бит или *ENOB*) определится как:

$$ENOB = \frac{SNR - 1.76 \text{ дБ}}{6.02 \text{ дБ}}$$

Если взять частоту дискретизации много выше, Kf_s (см. Рис.8.19В), то шум квантования распределится в более широкой полосе частот: от постоянного тока до $Kf_s/2$. Если затем подать сигнал на низкочастотный цифровой фильтр, большая часть шума квантовая будет исключена, а полезный сигнал будет передан без ослабления, таким образом, *ENOB* окажется улучшенным. Так выполняется амплитудно-цифровое преобразование высокого разрешения с помощью АЦП низкого разрешения. Коэффициент K обычно называется *коэффициентом передискретизации*.

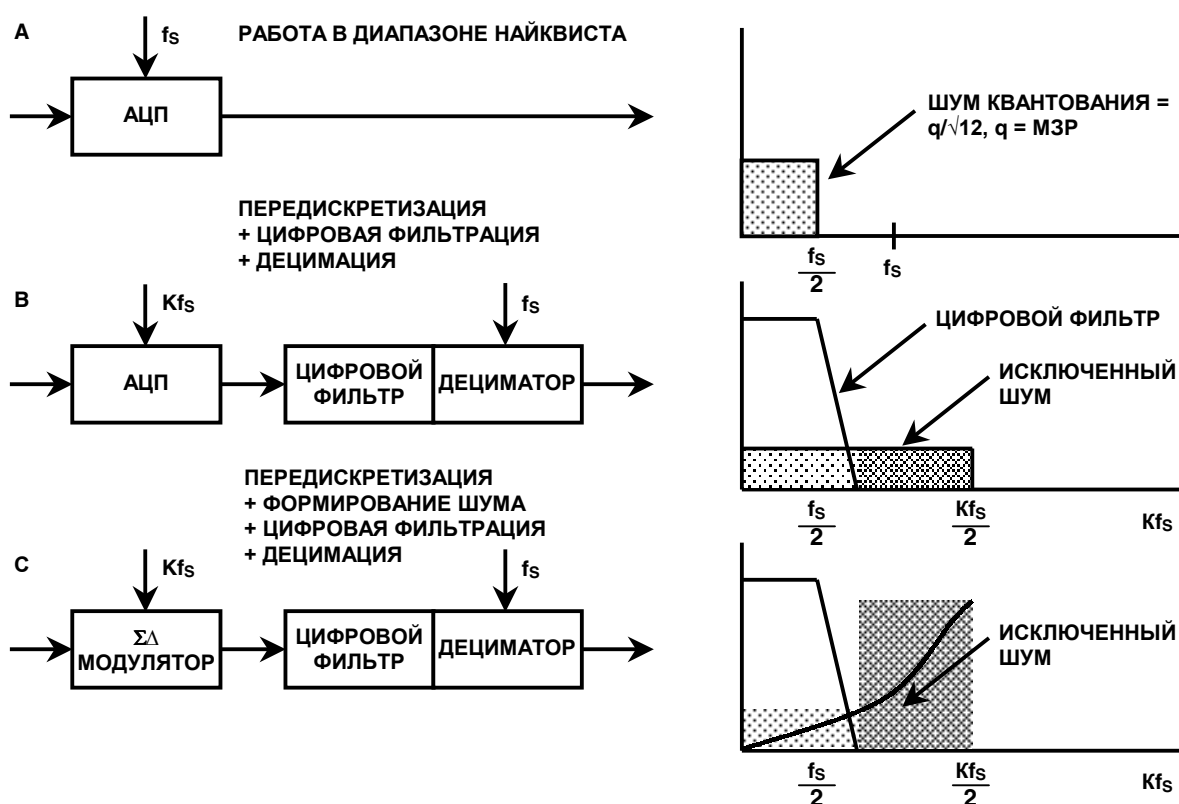


Рис.8.19. Передискретизация, цифровая фильтрация, формирование шума и децимация.

Поскольку цифровой фильтр на выходе сужает полосу частот, выходной поток данных может быть уменьшен по сравнению с частотой выборки (Kf_s), сохраняя, при этом, сигнал все еще удовлетворяющим критерию Найквиста. Это достигается путем пропускания каждого M -го результата выборки на выход и отбрасывая оставшиеся. Данный процесс известен как «децимация» с коэффициентом M . Несмотря на происхождение термина (*decem* означает десятый по-латински), M может принимать любую целочисленную величину, при условии, что выходной поток данных более чем в два раза превышает полосу сигнала. Децимация не означает потерю информации (см. Рис.8.19В).

Если использовать только передискретизацию для увеличения разрешения то, для того чтобы получить N -битное увеличение разрешения, необходима передискретизация с коэффициентом 2^{2N} . Для $\Sigma\Delta$ АЦП не нужны столь высокие коэффициенты передискретизации, поскольку АЦП не только ограничивает полосу пропускания сигнала, но также формирует шум квантования таким образом, что большая его часть попадает в полосу ослабления, как показано на Рис.8.19С.

Если взять одноразрядный АЦП (известный как компаратор), подать ему на вход сигнал интегратора и подать на вход интегратора сигнал просуммированный с выходом одноразрядного ЦАП, управляемого с выхода АЦП, то получим $\Sigma\Delta$ модулятор первого порядка, который показан на Рис.8.20. Добавив НЧ-фильтр и дециматор на выход модулятора, получим $\Sigma\Delta$ АЦП: причем, $\Sigma\Delta$ модулятор сформирует шум квантования таким образом, что большая его часть будет лежать в полосе подавления цифрового фильтра, и поэтому величина $ENOB$ будет много больше, чем та, которая бы ожидалась от простой передискретизации (с коэффициентом K).

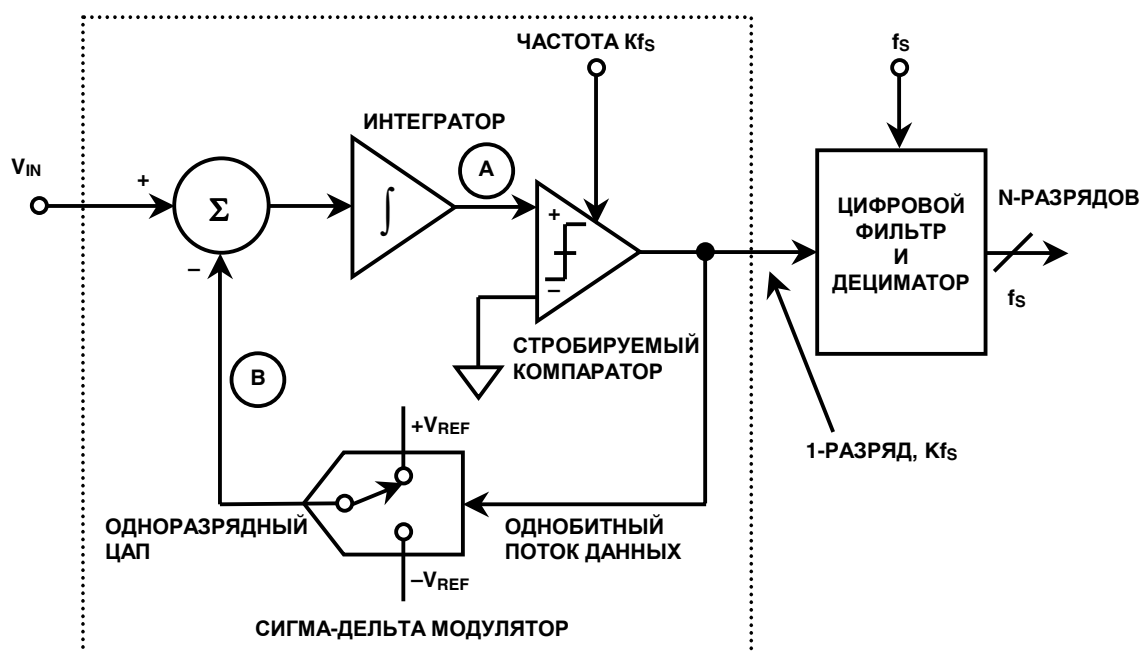


Рис.8.20. Сигма-дельта АЦП первого порядка.

Качественно $\Sigma\Delta$ АЦП работает следующим образом. Предположим, что на входе присутствует сигнал постоянного уровня V_{IN} . В точке A интегратор постоянно вырабатывает пилообразное напряжение попеременно положительной и отрицательной полярности. Выход компаратора возвращается обратно через однобитный ЦАП на вход суммирования в точку B . Петля отрицательной обратной связи с выхода компаратора через однобитный ЦАП в точку суммирования установит среднюю величину постоянного напряжения в точке B равную V_{IN} . Это предполагает, что среднее выходное напряжение ЦАП должно быть равно входному напряжению V_{IN} . Среднее выходное напряжение ЦАП определяется частотой следования логических единиц в потоке однобитных данных с выхода компаратора. По мере того, как входной сигнал увеличивается в сторону $+V_{REF}$ число «логических единиц» в потоке последовательных бит данных увеличивается, а число «логических нулей» уменьшается. Подобным образом по мере того, как сигнал уменьшается в сторону $-V_{REF}$ число «логических единиц» в потоке последовательных бит данных уменьшается, а число «логических нулей» растет.

Из этих очень простых рассуждений следует, что средняя величина входного напряжения отражается в потоке последовательных бит с выхода компаратора. Цифровой фильтр и дециматор обрабатывают последовательный поток битов и дают конечные выходные данные.

Концепция формирования шумов лучше всего объясняется при рассмотрении данного процесса в частотной области, предполагая простую модель $\Sigma\Delta$ модулятора, как на Рис.8.21.

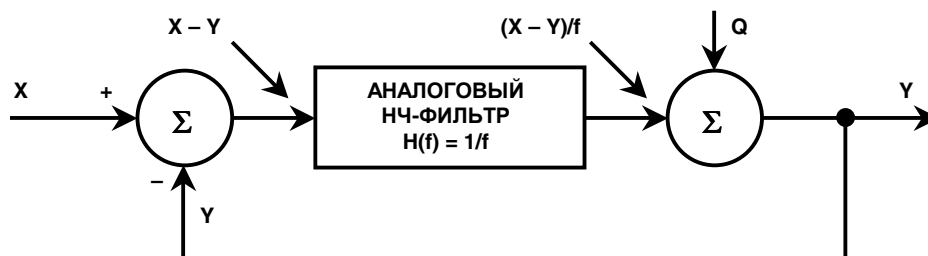


Рис.8.21. Упрощенная линейризованная модель $\Sigma\Delta$ -модулятора в частотной области.

Интегратор в модуляторе представляет собой аналоговый НЧ-фильтр с функцией передачи: $H(f) = 1/f$. Данная функция передачи имеет амплитудный отклик, обратно пропорциональный входной частоте. Одноразрядное устройство квантования создает шум квантования Q , который вводится в выходной суммирующий блок. Пусть входной сигнал будет (X) , а выходной $(-Y)$, тогда сигнал с выхода сумматора должен быть $X - Y$. Он умножается на функцию передачи фильтра $1/f$, и результат поступает на один из входов выходного сумматора. Тогда можно записать выражение для выходного напряжения Y как:

$$Y = \frac{1}{f}(X - Y) + Q$$

Данное выражение можно легко преобразовать и решить относительно Y в значениях X , f и Q :

$$Y = \frac{X}{f+1} + \frac{Q \cdot f}{f+1}$$

Отметим, что по мере того, как частота f приближается к нулю, выходное напряжение Y приближается к X при отсутствии шумовой компоненты. На более высоких частотах амплитуда сигнальной компоненты уменьшается, а шумовая компонента растет. На высокой частоте выходной сигнал состоит преимущественно из шума квантования. В сущности, аналоговый фильтр (интегратор) является для сигнала низкочастотным фильтром и высокочастотным фильтром для шума квантования. Таким образом, аналоговый фильтр выполняет функцию формирования шума в модуле $\Sigma\Delta$ модулятора.

Для данной входной частоты аналоговые фильтры высокого порядка обеспечивают более высокое ослабление. То же самое справедливо и для $\Sigma\Delta$ модуляторов, при условии, что будут приняты необходимые меры предосторожности.

Используя более одного каскада интегрирования и суммирования в $\Sigma\Delta$ модуляторе, можно получить формирование шума квантования более высокого порядка с еще лучшими показателями $ENOB$ для заданного коэффициента передискретизации, как показано на Рис.8.22 для сигма-дельта модуляторов первого и второго порядка.

Блок схема $\Sigma\Delta$ модулятора второго порядка показана на Рис.8.23. Предполагается, что $\Sigma\Delta$ АЦП третьего и более высоких порядков будут потенциально не стабильны для некоторых значений входного напряжения. Однако на основе современного анализа, использующего конечное значение усиления компаратора, показано, что это не обязательно так, но даже если нестабильность все-таки появится, то она не будет столь важной, поскольку обычно цифровой процессор обработки сигналов (ЦПОС) цифрового фильтра и дециматора опознает момент возникновения нестабильности и предпринимает соответствующие действия по ее ликвидации.

Рисунок 8.24 показывает соотношение между порядком $\Sigma\Delta$ модулятора и значением коэффициента передискретизации, необходимого для того, чтобы получить заданное соотношение С/Ш. Например, если коэффициент передискретизации равен 64, идеальная система второго порядка может обеспечить С/Ш около 80 дБ. Это предполагает, что эффективное число бит $ENOB = 13$. Хотя использование цифрового фильтра и дециматора может позволить получить любую желаемую точность, нет смысла подавать «во внешний мир» число разрядов более 13. Дополнительные биты выходных данных не несут полезной информации и «потонут» в шуме квантования, если специально не использовать методы пост-фильтрации.

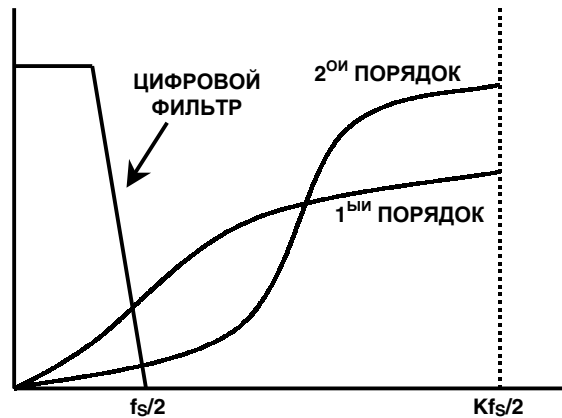


Рис.8.22. Формирование шума квантования с помощью $\Sigma\Delta$ модуляторов.

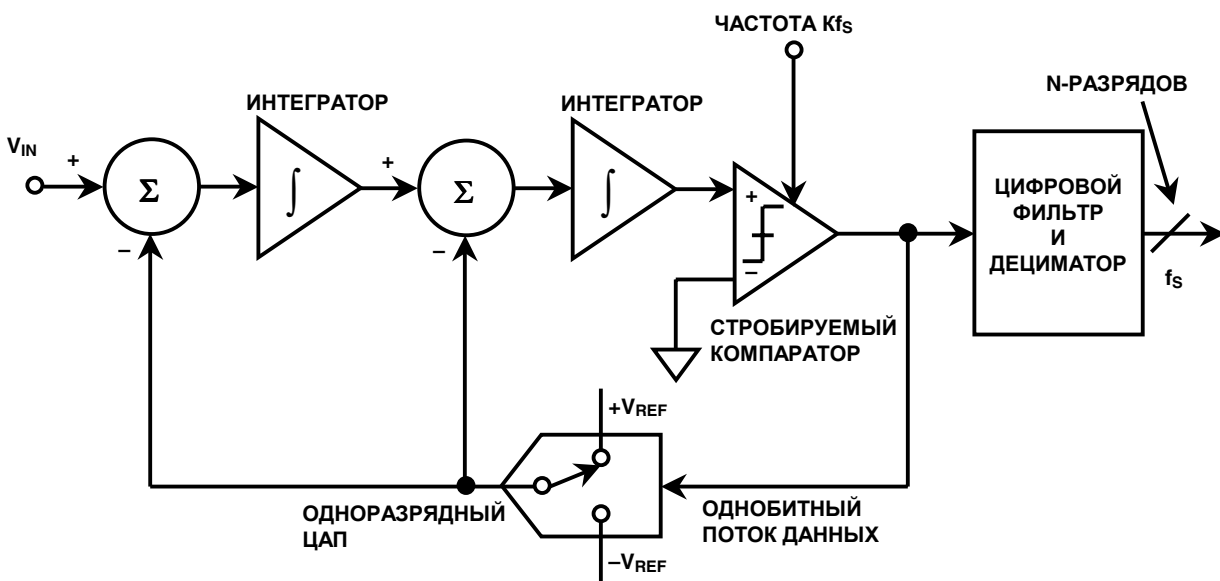


Рис.8.23. Сигма-дельта АЦП второго порядка.



Рис.8.24. Зависимость отношения сигнал-шум от коэффициента передискретизации для цепей первого, второго и третьего порядков.

$\Sigma\Delta$ АЦП, описываемые до сих пор, включали в себя интеграторы, представляющие собой НЧ-фильтры, частотный диапазон которых начинается от постоянного тока. Таким образом, их шум квантования выталкивается в область более высоких частот. В настоящее время большинство коммерческих $\Sigma\Delta$ АЦП являются устройствами данного типа (хотя некоторые, предназначенные для использования в приложениях аудио- или телекоммуникации, содержат полосовой цифровой фильтр, а не низкочастотный, для того чтобы исключить любые смещения системы по постоянному току). Имеются $\Sigma\Delta$ АЦП с разрешением до 24 разрядов для приложений связанных с измерением на постоянном токе (семейство AD77XX), и с разрешением 18 разрядов для высококачественных приложений цифровой аудиотехники (AD1879).

Но не существует особой причины, по которой $\Sigma\Delta$ модуляторы должны быть НЧ-фильтрами, исключая тот факт, что традиционно АЦП рассматривались, как низкочастотные устройства, и что интеграторы создавать несколько проще, чем полосовые фильтры. Если заменить интеграторы в $\Sigma\Delta$ АЦП на полосовые фильтры, то шум квантования будет выталкиваться вверх и вниз по частотному диапазону, с тем чтобы создать область свободную от шумов в полосе пропускания данного полосового фильтра /1/. Если затем цифровой фильтр запрограммировать так, чтобы полоса его пропускания попадала в данную область, получим $\Sigma\Delta$ АЦП с полосовой характеристикой, а не с характеристикой НЧ-фильтра. Хотя изучение такой архитектуры находится в зачаточном состоянии, вероятно, АЦП такого типа будут идеальными для использования в приложениях, связанных с цифровыми радиоприемниками, медициной и других.

$\Sigma\Delta$ АЦП использует метод передискретизации, в котором простые аналоговые фильтры $\Sigma\Delta$ модулятора формируют шум квантования таким образом, чтобы отношение С/Ш в полосе пропускания было много больше, чем без формирования. Для того чтобы исключить шумы вне полосы пропускания, используются высококачественные цифровые фильтры с децимацией. Поскольку аналоговые цепи такого типа весьма просты и не требовательны к качеству составляющих компонентов, их можно создавать на основе процесса, применяемого при создании больших интегральных схем, который уже используется в реализации ЦПОС цифрового фильтра. Так как основной АЦП является одноразрядным (компаратор), данное устройство в целом обладает очень высокой линейностью.

Хотя детальный анализ $\Sigma\Delta$ АЦП использует очень сложную математику, основы работы данных АЦП можно понять без привлечения математического аппарата вообще. Для дальнейшего изучения вопросов, связанных с $\Sigma\Delta$ АЦП следует обратиться к /2/,/3/.

Измерительные низкочастотные $\Sigma\Delta$ АЦП высокого разрешения

AD7710, AD7711, AD7712, AD7713, AD7714, AD7730 и AD7731 являются представителями сигма-дельта преобразователей, предназначенных для выполнения прецизионных низкочастотных измерений. Они не дают пропущенных кодов при дискретности до 24 разрядов, и их эффективное разрешение доходит до 22.5 бит в зависимости от типа устройства, частоты модификации выходных данных, установленной полосы фильтра, программируемого коэффициента усиления, наличия пост-фильтрации и т.д. Все они содержат одинаковое $\Sigma\Delta$ ядро, а их основная разница состоит в конфигурации аналоговых входов, которые оптимизированы для обслуживания различных первичных преобразователей. Новейшие представители семейства, такие как AD7714, AD7730/AD7730L и AD7731/AD7731L предназначены и специфицированы для работы с одним источником питания.

Существуют 16-разрядные устройства подобного типа (AD7705, AD7706, AD7715), которые также работают с одним источником питания.

AD1555/AD1556 является 24-разрядным набором: $\Sigma\Delta$ модулятор/фильтр, специально предназначенным для создания ССД в приложениях сейсмологии. Данная комбинация обеспечивает динамический диапазон в 120 дБ. AD1555 содержит усилитель с программируемым усилением и $\Sigma\Delta$ модулятор 4 порядка. AD1555 дает на выходе последовательный поток одноканальных данных для AD1556, который содержит цифровой фильтр и дециматор.

Вследствие высокого разрешения этих конвертеров следует четко понимать эффект от действия шумов и как шумы влияют на работу АЦП. Данное обсуждение также справедливо для АЦП с низким разрешением, но оно особенно важно, когда вопрос касается 16-разрядных или более $\Sigma\Delta$ АЦП.

На Рис.8.25 показаны гистограммы распределения выходных кодов (амплитудные распределения) для типового АЦП с высоким разрешением, при центровке его входа относительно постоянного тока или земли. Если бы источники шумов отсутствовали, АЦП давал бы на выходе один и тот же код в независимости от того, сколько выборок было выполнено. Конечно, если случается, что вход АЦП находится в переходной зоне между двумя смежными кодами, тогда распределение «размазалось» бы между этими двумя кодами, но не более того. Наличие источников шума, однако, вызывает появление распределения кодов вокруг основного кода, как показано на диаграмме.

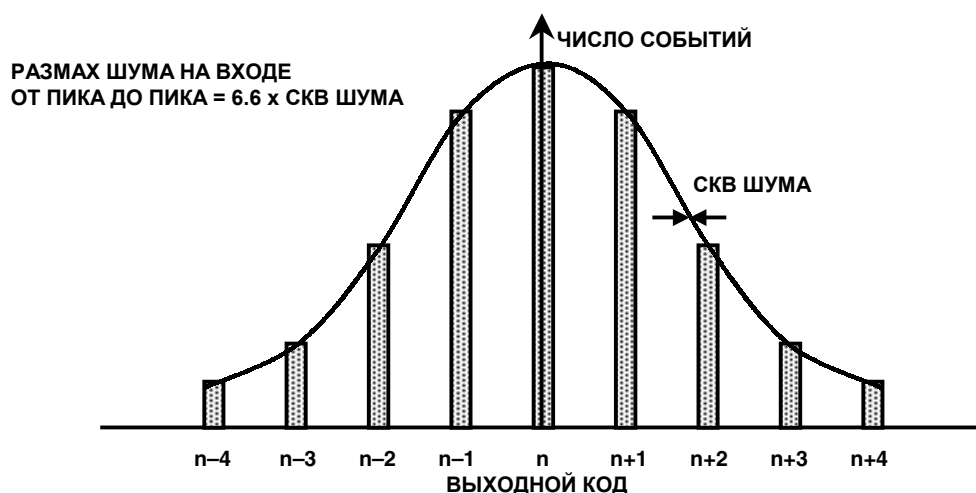


Рис.8.25. Гистограмма действия, шума приведенного к входу, на АЦП с «заземленным входом».

Этот шум АЦП создается сигналами паразитных наводок, компонентами, такими как резисторы (шум Джонсона) и активными устройствами, как ключи (kT/C шум). К тому же существует остаточный шум квантования, не подавленный до конца цифровым фильтром. Можно рассматривать, что полный шум является источником входного шума, который суммируется с входным сигналом на входе идеального АЦП без шумов. Он иногда называется *шумом приведенным к входу* или *эффективным входным шумом*. Распределение этого шума обычно является Гауссовым, и поэтому можно определять СКВ шума (т.е. стандартное отклонение распределения).

Для определения характеристик шума приведенного к входу приведем концепцию *эффективного разрешения*, которое иногда называется, как эффективное число бит (*ENOB*). Следует отметить, однако, что *ENOB* часто используется для описания динамики работы высокоскоростных АЦП с входными сигналами переменного тока, и не так часто для описания прецизионных низкочастотных $\Sigma\Delta$ АЦП.

Эффективное разрешение определяется следующим равенством:

$$\text{Эффективное разрешение} = \log_2 \left[\frac{\text{динамический диапазон (полная шкала)}}{\text{СКВ шум}} \right] \text{ разрядов}$$

Разрешение по коду, «свободному от шумов» (разрешение без шумов) определяется:

$$\text{Разрешение без шумов} = \log_2 \left[\frac{\text{динамический диапазон (полная шкала)}}{\text{шум "от пика до пика"}} \right] \text{ разрядов}$$

Шум от-пика-до-пика составляет приблизительно 6.6 раз от СКВ шума, таким образом, разрешение без шумов можно выразить как:

$$\text{Разрешение без шумов} = \log_2 \left[\frac{\text{динамический диапазон (полная шкала)}}{6.6 \times \text{СКВ шум}} \right] \text{ разрядов}$$

Рис.8.26. Определение разрешения без шумов.

Таким образом, разрешение без шумов представляет собой максимальное число разрядов АЦП, которое еще можно использовать, получая однокодовое амплитудное распределение на выходе «без мерцаний кода», при подаче на вход напряжения постоянного уровня. В сказанном выше не утверждается, что остаточные коды младших разрядов бесполезны, сказанное определяет только способ определения амплитуды шума и соотношения ее с разрешением АЦП. Стоит также отметить, что дополнительная внешняя пост-фильтрация и усреднение данных с выхода АЦП могут еще более уменьшить шум приведенный к входу и увеличить эффективное разрешение.

AD7730 является одним из последних представителей семейства AD77XX и показан на Рис.8.27. Этот АЦП специально предназначен для непосредственного подключения к датчикам мостового типа в приложениях, связанных с взвешиваниями. Устройство принимает сигналы низкого уровня непосредственно с измерительного моста и дает на выходе последовательные цифровые данные. Два буферизованных дифференциальных входа мультиплексируются и подаются на усилитель с программируемым усилением. Усилитель с программируемым усилением можно сконфигурировать для обслуживания дифференциальных входных сигналов одной полярности в четырех диапазонах от 0 до +10 мВ; от 0 до +20 мВ; от 0 до +40 мВ; от 0 до +80 мВ и дифференциальных биполярных входных сигналов в четырех диапазонах: ± 10 мВ, ± 20 мВ, ± 40 мВ, ± 80 мВ.

Максимально достижимое разрешение от-пика-до-пика (или разрешение без шумов) составляет 1 на 230000 событий, что приблизительно соответствует 18 разрядам. Следует отметить, что разрешение без шумов является функцией диапазона входного напряжения, частоты среза фильтра и частоты модификации выхода. Шум тем выше, чем меньше величина входного диапазона (величина усиления больше). Чем выше частота модификации выхода и связанная с ней частота среза, тем больше шум.

Аналоговые входы АЦП буферизованы, что позволяет использовать источники сигнала с относительно высоким импедансом. Оба аналоговых канала дифференциальные с величиной синфазного напряжения в пределах от $AGND-1.2\text{ В}$ до $AVDD-0.95\text{ В}$. Вход опорного источника также дифференциальный и диапазон синфазного сигнала на нем лежит от $AGND$ до $AVDD$.

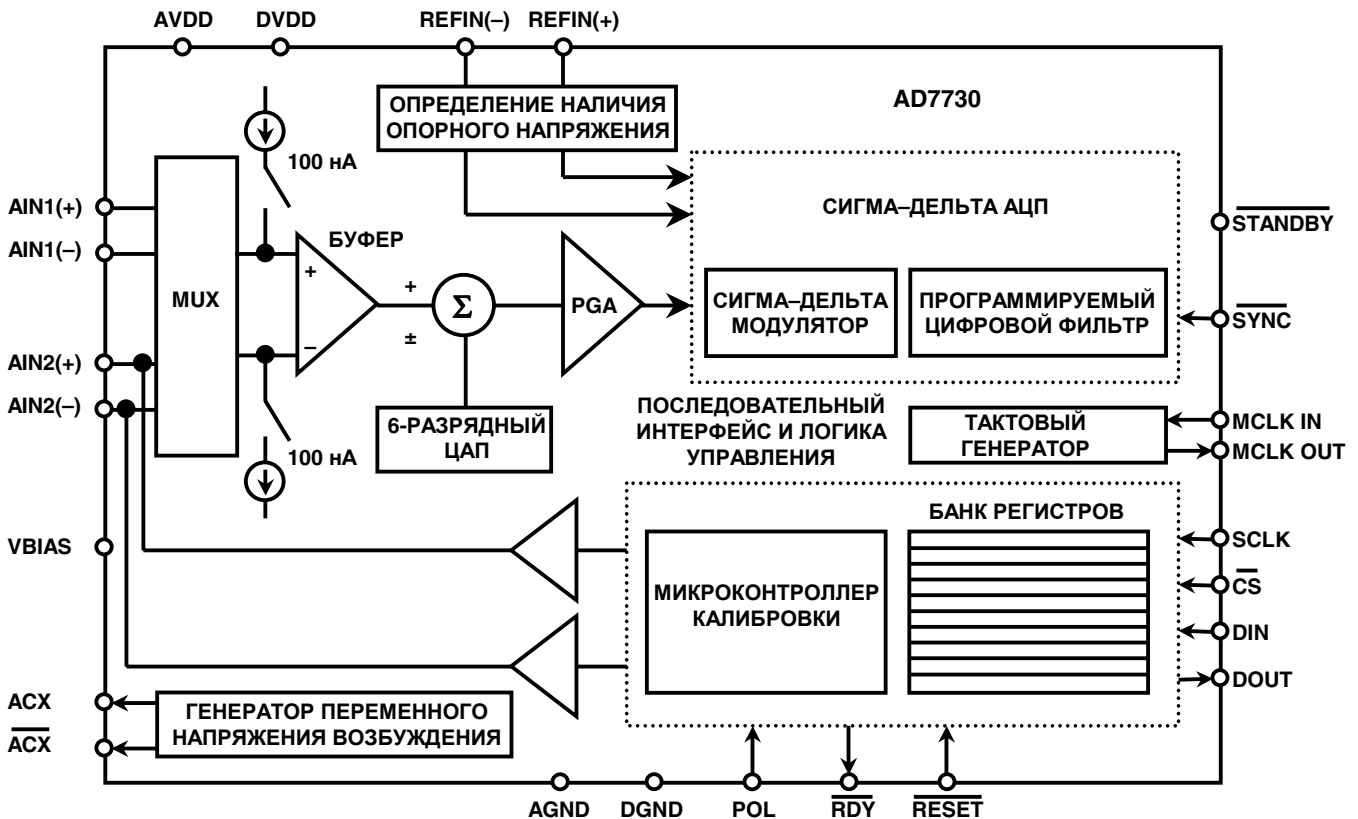


Рис.8.27. AD7730, АЦП с однополярным питанием для обслуживания мостовых датчиков.

6-разрядный ЦАП управляется внутренними регистрами и может (при взвешивании) компенсировать вес тары (вес упаковки) со стороны аналогового входа до $\pm 80\text{ мВ}$. Дискретность, связанная с функцией компенсации составляет 1.25 мВ при величине опорного источника 2.5 мВ и 2.5 мВ при величине 5 В . Выход программируемого усилителя подается на сигма-дельта модулятор и программируемый цифровой фильтр. Последовательный интерфейс можно сконфигурировать для 3-проводной работы; он совместим с микроконтроллерами и с цифровыми процессорами обработки сигналов. Микросхема AD7730 включает в себя режимы самокалибровки и системой калибровки и обладает дрейфом напряжения смещения менее $5\text{ нВ}/^\circ\text{С}$ и дрейфом усиления менее $2\text{ ppm}/^\circ\text{С}$. Такая характеристика дрейфа достигается использованием режима прерывания, который по своей работе подобен процессу стабилизации в усилителе с прерыванием.

- ◆ Разрешение (на 80000 событий) от-пика-до-пика (16.5 разрядов) для входного диапазона ± 10 мВ
- ◆ Наличие режима прерывания для обеспечения малого смещения и дрейфа
- ◆ Дрейф смещения (режим прерывания разрешен): 5 нВ/°С
- ◆ Дрейф усиления: 2 ppm/°С
- ◆ Коэффициент ослабления синфазной помехи промышленной частоты: > 150 дБ
- ◆ Наличие двух каналов с программируемым усилением
- ◆ Наличие ЦАПа для компенсации смещение/веса (при взвешивании) тары
- ◆ Наличие режима быстрого восстановления выходного напряжения
- ◆ Наличие источника возбуждения внешнего датчика переменным током
- ◆ Наличие вариантов внутренней и системной калибровки
- ◆ Питание от одного источника +5 В
- ◆ Мощность рассеивания: 65 мВт (125 мВт для входного диапазона 10 мВ)
- ◆ Корпус: SOIC 24 вывода и TSSOP 24 вывода

Рис.8.28. Основные спецификации AD7730 .

Частота передискретизации AD7730 составляет 4.9152 МГц и частоту модификации выхода можно устанавливать от 50 Гц до 1200 Гц. Тактовая частота может быть внешней или получаться от внутреннего генератора путем подключения кварцевого резонатора на выводы MCLK IN и MCLK OUT микросхемы.

AD7730 может получать входные сигналы с мостового датчика, возбуждаемого постоянным напряжением. Он также может обрабатывать входные сигналы с мостового датчика, возбуждаемого переменным напряжением, путем использования внутренних сигналов возбуждения (ACX).

AD7730 содержит два генератора постоянного тока контроля целостности внешней цепи по 100 нА, один генератор подает ток с линии AVDD на вход AIN(+), а другой (равный первому) отбирает ток со входа AIN(-) на AGND. Эти токи переключаются на заданную пару аналоговых входов под управлением специального бита в регистре режима. Токи можно использовать для проверки работоспособности датчика на заданном канале до выполнения рабочих измерений на нем. Если генераторы включены и выходное напряжение получается равным полной шкале, тогда данный канал разомкнут (разорван); если измеряется 0 В, канал – короткозамкнут. Для выполнения рабочего измерения тестовые токи выключаются путем установки соответствующего бита в регистре режима в 0.

AD7730 содержит внутренний программируемый цифровой фильтр. Фильтр состоит из 2 секций: фильтра первого каскада и фильтра второго каскада. Первый каскад является НЧ-фильтром вида (sinc^3). Частота среза и скорость выдачи данных с фильтра программируется. Фильтр второго каскада имеет 3 режима работы. В нормальном режиме он представляет собой 22-элементный фильтр с конечным импульсным откликом (КИХ, FIR), обрабатывающий выходные сигналы фильтра первого каскада. Если на аналоговом входе идентифицируется ступенчатое изменение сигнала, фильтр второго каскада переходит во второй режим работы (быстрое восстановление - FASTStep™), в котором он выполняет усреднение по переменному массиву измерений, а после окончания переходных процессов возвращается в режим фильтра с конечным импульсным откликом. Третий режим работы фильтра (режим пропуска - SKIP mode) состоит в том, что фильтр полностью отключается и вся фильтрация осуществляется первым каскадом. Оба режима, быстрое восстановление и пропуск, можно разрешать или запрещать с помощью соответствующих бит регистра управления.

На Рис.8.29 показан полный частотный отклик для AD7730, когда фильтр второго каскада установлен в нормальный режим работы (КИХ-фильтр).

Данный отклик получен при разрешенном режиме прерывания, частоте модификации выходных данных 200 Гц и тактовой частоте 4.9152 МГц. Отклик показан для частот от постоянного тока до 100 Гц. Ослабление на частотах 50 Гц ± 1 Гц и 60 Гц ± 1 Гц составляет более чем 88 дБ.

На Рис.8.30 показан отклик на ступенчатое изменение входного сигнала при разрешенном и запрещенном режиме быстрого восстановления. По вертикальной оси отложены величины кодов. По горизонтальной оси - количество слов выходных данных, которое требуется для того, чтобы произошло установление. Положительная ступенька на входе дается по пятому выходному слову данных. В нормальном режиме (быстрое восстановление запрещено) выходной сигнал достигает своей конечной величины после 23 выходного слова данных. При разрешенном быстром восстановлении и разрешенном режиме прерывания выходные данные устанавливаются до конечной величины к 7 выходному слову данных. Между 7 и 23 словами выходных данных, режим быстрого восстановления дает установившийся результат, но с наличием дополнительных шумов по сравнению со специфицированным уровнем для условий нормальной работы. Он начинается с уровня шумов соответствующего режиму пропуска, и по мере увеличения массива усреднения, заканчивается уровнем специфицированного шума. Полное время установления, требуемое устройством для достижения специфицированного уровня шумов, одинаково как для режима с быстрым установлением, так и для нормального режима.

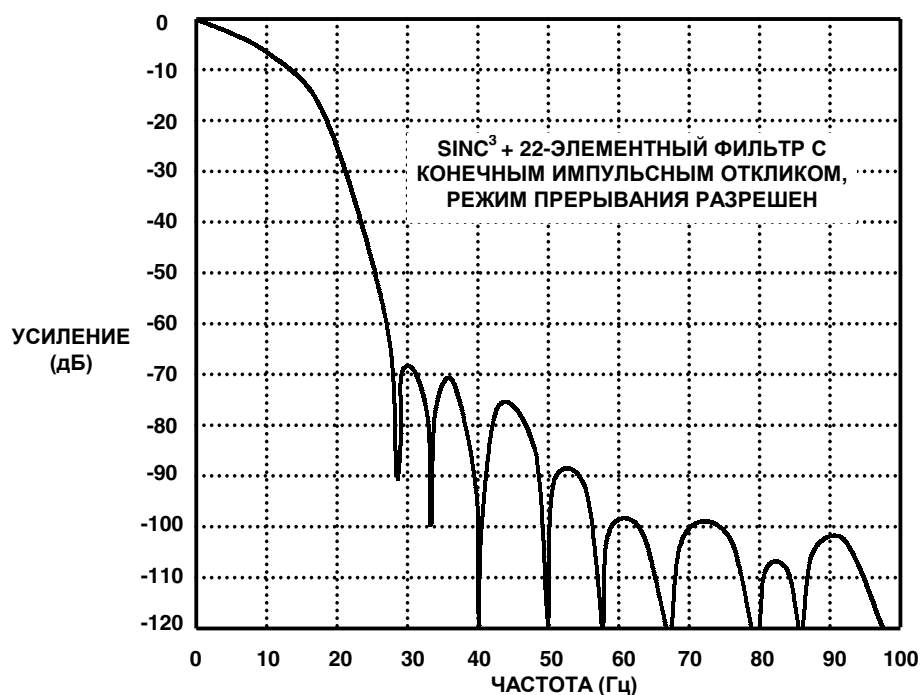


Рис.8.29. Частотный отклик цифрового фильтра AD7730.

Режим быстрого восстановления дает более раннее указание на то, где находится выходной канал и какова его новая величина. Это свойство весьма полезно в приложениях с взвешиванием по той причине, что дается наиболее раннее показание веса или в приложениях, где производится многоканальное сканирование, и где пользователь не должен ждать завершения процесса установления с тем, чтобы понять изменился или нет номер канала. Отметим, однако, что режим быстрого восстановления практически не годен для приложений с мультиплексированием входов вследствие наличия избыточного шума.

Для мультимплексных приложений следует выполнять полный цикл перезарядки фильтра из 23 выходных слов данных всякий раз при переходе на новый канал измерения. Это дает фундаментальное условие использования $\Sigma\Delta$ АЦП в приложениях с мультимплексированием. Не существует причины, по которой $\Sigma\Delta$ АЦП не могут работать в данных приложениях, при условии, если внутреннему фильтру позволяют установиться полностью после переключения каналов.

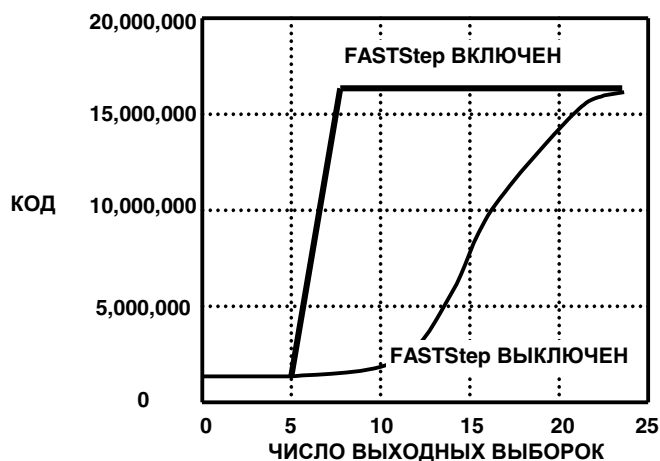


Рис.8.30. Время установления цифрового фильтра AD7730 с работой в режиме быстрого установления.

Режимы калибровки AD7730 показаны на Рис.8.31. Цикл калибровки можно инициировать в любой момент времени путем записи соответствующих бит в регистр режима. Калибровка исключает ошибки смещения и усиления устройства.

- ◆ Внутренняя калибровка 0 шкалы
 - ◆ требуется 22 выходных цикла (SNR=0 – прерывание выключено)
 - ◆ требуется 24 выходных цикла (SNR=1 – прерывание включено)
- ◆ Внутренняя калибровка верхнего предела шкалы
 - ◆ требуется 44 выходных цикла (SNR=0)
 - ◆ требуется 48 выходных циклов (SNR=1)
- ◆ Калибровка программируется с помощью регистра режима
- ◆ Калибровочные коэффициенты записываются в регистр калибровки
- ◆ Внешний микропроцессор может читать или записывать данные в регистр калибровочных коэффициентов

Рис.8.31. Режимы калибровки сигма-дельта АЦП AD7730.

AD7730 дает доступ пользователю к внутренним регистрам калибровки, позволяя внешнему микропроцессору считывать свои калибровочные коэффициенты и записывать новые из внешнего СППЗУ. Это дает микропроцессору возможность осуществлять больший контроль над проведением процедуры калибровки AD7730. Это также значит, что пользователь может проверять корректность выполнения калибровки устройством, сравнивая коэффициенты полученные после калибровки с предварительно записанными величинами в СППЗУ. Поскольку калибровочные коэффициенты получают путем выполнения преобразования данного входного напряжения, точность калибровки может быть только такой, которая обеспечивается устройством по шумам в нормальном режиме работы.

Для увеличения точности рекомендуется калибровать устройство на минимально возможной частоте модификации выходных данных, т.е. там, где уровень шумов наименьший. Коэффициенты полученные при любой частоте модификации данных корректны для любых других частот модификации данных на выходе. Схема калибровки на минимальной частоте модификации выходных данных в действительности означает, что длительность интервала калибровки достаточно велика.

AD7730 требует внешнего источника опорного напряжения, тем не менее, в качестве такого источника можно использовать источник питания, если измерения производятся относительным образом, как показано на Рис.8.32. В такой конфигурации выходное напряжение измерительного моста прямо пропорционально напряжению возбуждения, которое также используется в качестве напряжения опорного источника для AD7730.

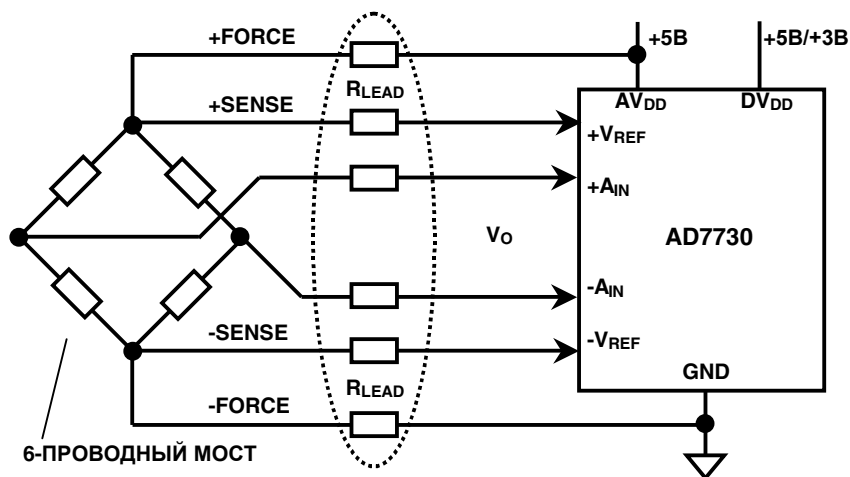
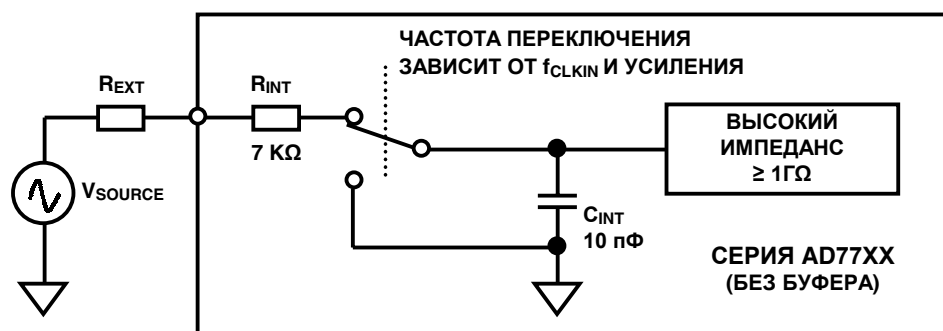


Рис.8.32. AD7730 в приложении к мостовым датчикам (упрощенная схема).

Изменения напряжения источника питания не повлияют на точность измерения. Напряжение на чувствительных выходах моста используются в качестве опорного для AD7730 с тем, чтобы исключить ошибки вызванные падением напряжения на сопротивлениях соединительных проводников.

AD7730 содержит входной буфер с высоким импедансом, который отделяет аналоговые входы от коммутационных элементов усилителя и сигма-дельта модулятора. Поэтому не требуется специальных мер для буферизации внешних аналоговых входов. Однако другие представители семейства AD77XX либо не имеют входного буфера, либо, если он включен в состав микросхемы, его можно отключать или включать под управлением программы. Отключение буфера несколько улучшает шумовые характеристики устройства. Эквивалентная схема входа устройств семейства AD77XX без входного буфера показана на Рис.8.33. Входной ключ переключается между конденсатором выборки 10 пФ и землей. Сопротивление входного мультиплексора во включенном состоянии R_{INT} , составляет 7 КΩ. Частота переключения зависит от тактовой частоты на входе и от величины усиления программируемого усилителя. Если конвертер работает с 20-разрядной точностью, внутренний конденсатор 10 пФ, C_{INT} , должен заряжаться до 20-разрядной точности за промежуток времени, в течение которого ключ подключает конденсатор к входу. Данный интервал составляет половину периода переключения сигнала (скважность 50%). Входная постоянная времени RC (резистор 7КΩ и емкость выборки 10 пФ) составляет 70 нс. Если заряд должен производиться до 20-разрядной точности, конденсатор должен заряжаться в течение 14 постоянных времени, или 980 нс.

Любой внешний резистор последовательный с входом увеличит эту постоянную времени. Существуют таблицы, приводимые в технических описаниях различных устройств семейства AD77XX, которые дают максимально допустимые величины R_{EXT} для получения заданной точности. Следует руководствоваться данными этих таблиц, если сопротивление внешнего источника будет более нескольких КΩ.



- ◆ Наличие R_{EXT} увеличивает время заряда C_{INT} и может привести к ошибке усиления
- ◆ Время заряда зависит от частоты выборок на входе и установки усиления программируемого усилителя
- ◆ Для обеспечения требуемой точности необходимо обращаться к техническим описаниям данного АЦП для получения допустимых величин R_{EXT}
- ◆ Некоторые АЦП семейства AD77XX содержат внутренний буфер, который отделяет вход от цепей коммутации

Рис.8.33. Подключение к небуферизованным входам ΣΔ АЦП семейства AD77XX.

Одновременная выборка нескольких каналов является относительно общей задачей для систем сбора данных. Если ΣΔ АЦП используются так, как показано на Рис.8.34, то их выходы должны быть синхронизованы. Хотя входы выбираются в один и тот же момент времени с частотой Kf_s , частота модификации выходных данных после децимации f_s обычно получается внутри каждого АЦП индивидуально путем деления входной частоты выборки в K раз. По этой причине выходные данные следует синхронизировать с одной и той же внешней тактовой частотой f_s . Для этой цели можно использовать вход SYNC.

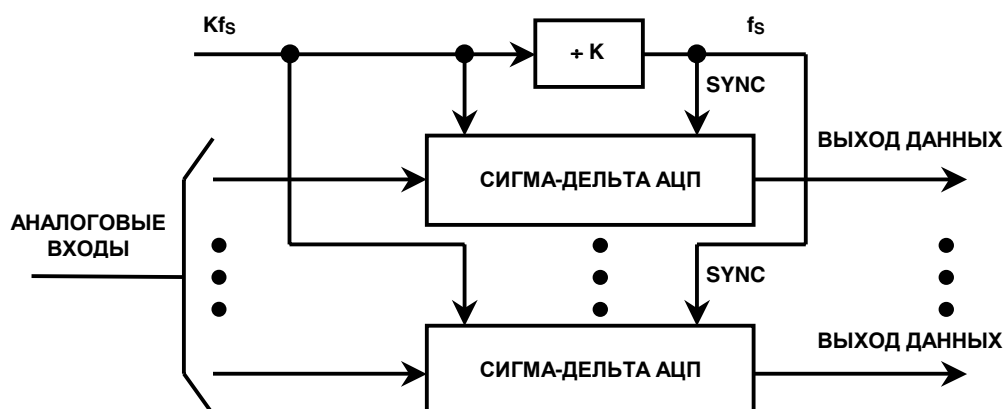


Рис.8.34. Синхронизация нескольких сигма-дельта АЦП в приложениях с одновременной выборкой.

Изделия, такие как AD7716 содержат несколько сигма-дельта АЦП на одном кристалле ИС и автоматически обеспечивают взаимную синхронизацию. AD7716 содержит четыре $\Sigma\Delta$ АЦП с разрешением до 22 разрядов и входной частотой передискретизации 570 КГц. Функциональная диаграмма AD7716 показана на Рис.8.35, а основные характеристики на Рис.8.36. Частота среза цифровых фильтров (которую можно изменить во время работы, но только за счет потери части данных в течение короткого интервала времени, пока фильтры сбрасываются) программируется путем записи данных в регистр управления. Частота модификации выходных данных зависит от выбранной частоты среза. Для минимизации дрейфа входного напряжения смещения AD7716 содержит режим авто-обнуления.

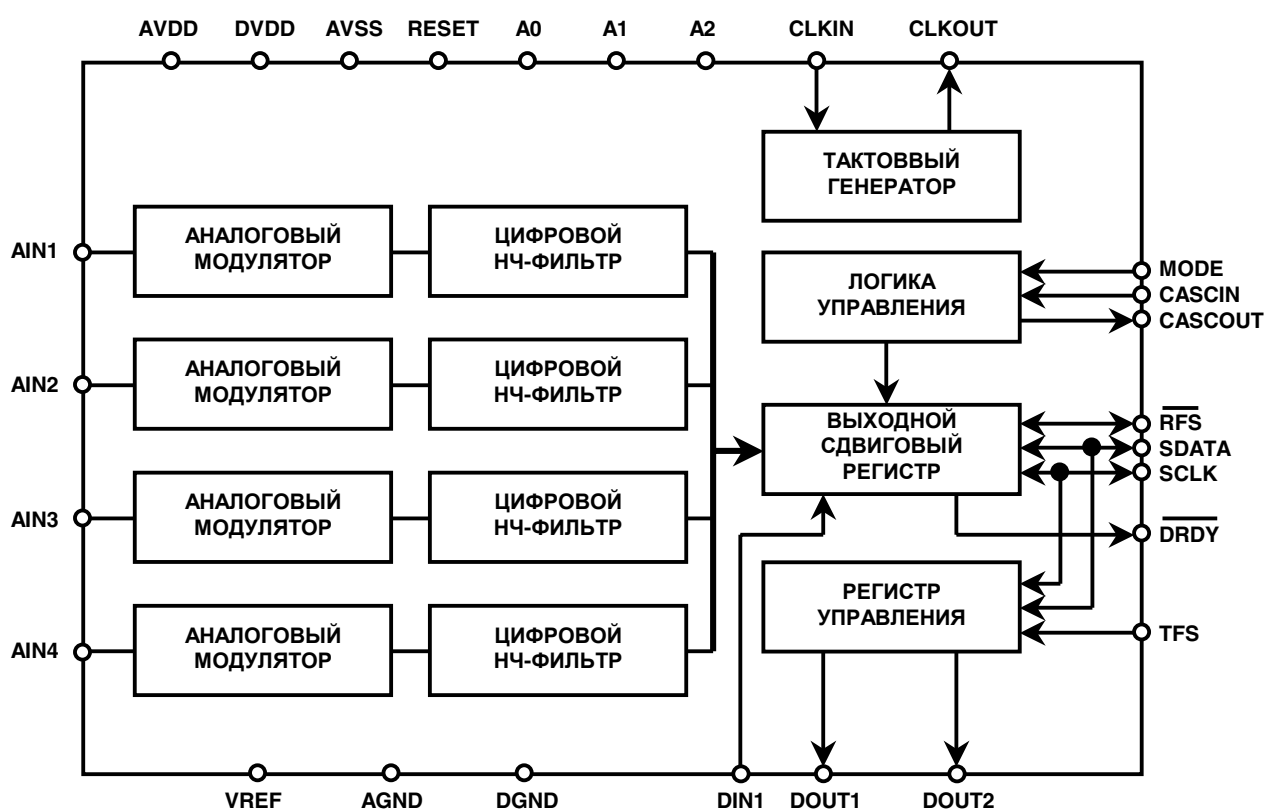


Рис.8.35. Многоканальный сигма-дельта АЦП AD7716.

- ◆ 4 входных канала, с разрешением до 22 разрядов
- ◆ Сигма-дельта архитектура с частотой передискретизации 570 КГц
- ◆ Наличие встроенного НЧ-фильтра, с программируемой частотой среза от 36.5 Гц до 584 Гц
- ◆ Последовательный интерфейс ввода/вывода
- ◆ Источник питания ± 5 В
- ◆ Мощность рассеяния 50 мВт

Рис.8.36. Основные спецификации AD7716.

Применение $\Sigma\Delta$ АЦП в измерителях мощности

В то время как электромеханические счетчики электроэнергии популярны уже в течение более чем 50 лет, применение интегральных счетчиков энергии обеспечивает большую точность и гибкость. Что особенно немаловажно, интегральные счетчики, будучи правильно сконструированными, имеют более длительный период жизни. Преобразователь производства двух входных величин в частоту AD7750 является первым представителем семейства интегральных схем, предназначенных для применения в электрических счетчиках.

Сначала следует рассмотреть основы измерения мощности (см. Рис.8.37). Мгновенное значение напряжения переменного тока задается выражением $v(t) = V \times \cos(\omega t)$, а ток (предполагая, что он находится в фазе с напряжением) выражением $i(t) = I \times \cos(\omega t)$. Мгновенная мощность является произведением $v(t)$ и $i(t)$:

$$p(t) = V \times I \times \cos^2(\omega t)$$

используя тригонометрические функции, $2 \cos^2(\omega t) = 1 + \cos(2\omega t)$,

$$p(t) = \frac{V \times I}{2} [1 + \cos(2\omega t)] = \text{мгновенная мощность}$$

Активная мгновенная мощность представляет собой среднюю величину $p(t)$. Можно показать, что вычисление мгновенной активной мощности подробным образом даст точные результаты, даже если ток находится не в фазе с напряжением (т.е. коэффициент мощности не 1). По определению, коэффициент мощности равен $\cos \theta$, где θ представляет собой фазовый угол между напряжением и током). Оно также даст правильную величину активной мощности, если форма сигнала отлична от синусоидальной.

- ◆ $v(t) = V \times \cos(\omega t)$ (мгновенное напряжение)
- ◆ $i(t) = I \times \cos(\omega t)$ (мгновенный ток)
- ◆ $p(t) = V \times I \times \cos^2(\omega t)$ (мгновенная мощность)
- ◆ $p(t) = \frac{V \times I}{2} [1 + \cos(2\omega t)]$

Рис.8.37. Основы измерения мощности.

AD7750 реализует эти вычисления, и блок-схема ИС приводится на Рис.8.38. Устройство имеет два входа. Разность напряжений между $V1+$ и $V1-$ представляет собой напряжение, соответствующее мгновенной величине тока. Его обычно получают с небольшого трансформатора, включенного последовательно в силовую линию (токовый трансформатор). AD7750 имеет архитектуру с коммутируемым конденсатором, что позволяет обрабатывать биполярные входные аналоговые сигналы при наличии однополярного питания +5В. Входное напряжение проходит через усилитель с ПУ, усиление можно установить 1 или 16. При усилении 16 в цепь измерения тока вносится малая величина импеданса. Выход усилителя подается на 16-разрядный сигма-дельта модулятор 2-го порядка, осуществляющий выборку сигнала с частотой 900 КГц.

Поток последовательных бит с модулятора пропускается через цифровой ВЧ-фильтр. Для того, что исключить любые компоненты постоянного тока. ВЧ-фильтр дает фазовое опережение на частоте 50 Гц в 2.58° . Для того, чтобы ликвидировать разницу фазовых углов между обоими каналам, в цепь сигнала вводится фиксированная задержки 143 мсек. Поскольку время задержки фиксировано, то если используется другая частота отличная от 50 Гц, потребуется внешняя компенсация фазы. Существует несколько способов такой компенсации, и они детально рассмотрены в техническом описании AD7750.

Разность напряжений между $V2+$ и $V2-$ представляет собой входное напряжение (масштабированное к входному диапазону AD7750). Оно проходит через усилитель с усилением 2 и второй сигма-дельта модулятор. Выходные напряжение и ток затем умножаются цифровым образом, что дает *мгновенную мощность*.

Мгновенная активная мощность получается затем путем пропускания мгновенной мощности через цифровой НЧ-фильтр. Низкочастотные выходные сигналы $F1$ и $F2$ образуются путем накопления данной мгновенной мощности. Выходы $F1$ и $F2$ подают два импульса отрицательной полярности с переменной частотой следования. Низкая частота следования выходных импульсов означает существование длительного интервала времени накопления между выходными импульсами. Поэтому выходная частота пропорциональна *средней активной мощности*. Среднюю активную мощность можно, в свою очередь, накапливать (с помощью электромеханического счетчика или двухфазного шагового двигателя), для того чтобы измерять количество потребленной активной энергии. Длительность импульса составляет 275 мс. Частота следования импульсов лежит в пределах от 0 Гц до 14 Гц.

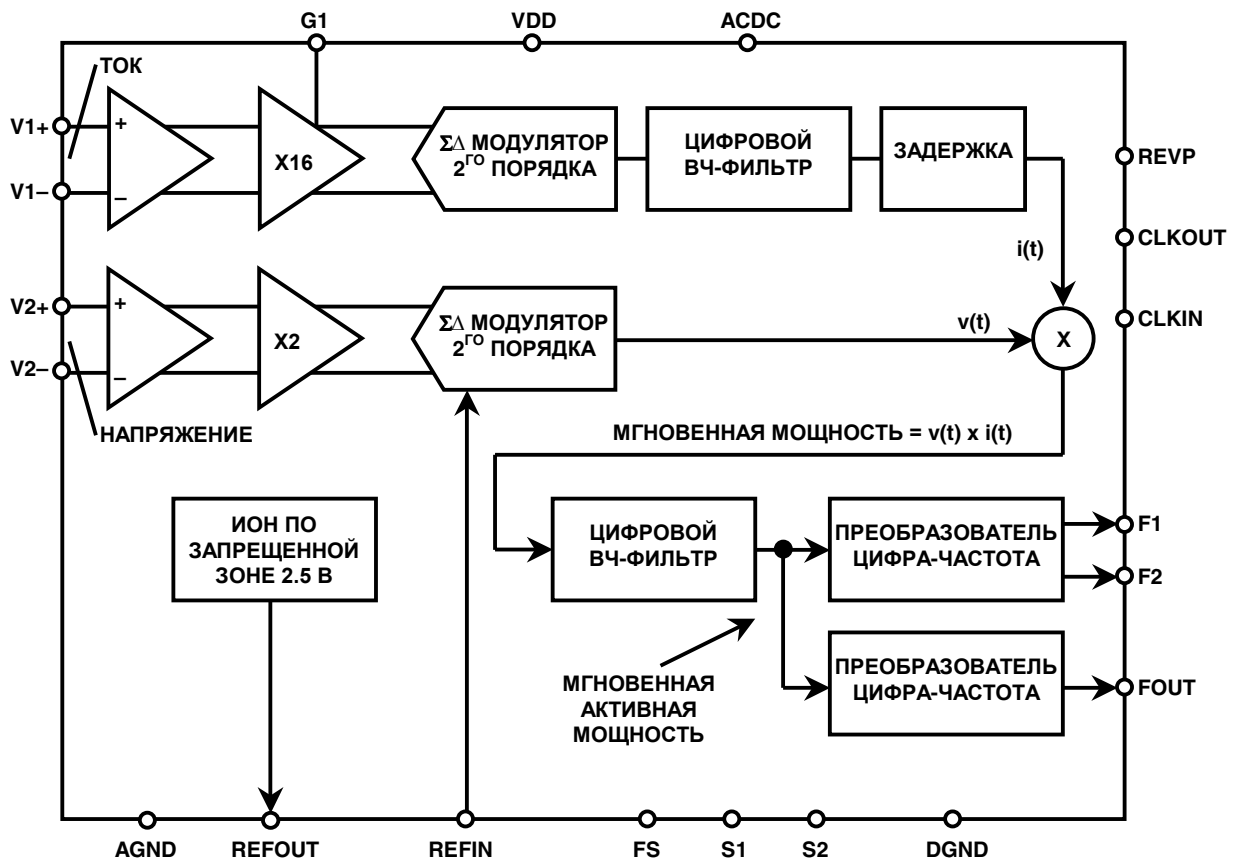


Рис.8.38. Преобразователь произведения двух входных величин в частоту AD7750.

Выход *FOUT* имеет более высокую частоту и, следовательно, меньшее время накопления, и поэтому его сигнал пропорционален мгновенной активной мощности. Он полезен для целей калибровки системы, которая производится при статических нагрузках.

Ошибка измерения активной мощности составляет менее 0.2% в динамическом диапазоне 500: 1 и менее 0.4% в динамическом диапазоне 1000: 1.

На Рис.8.39. показано приложение ИС в качестве электрического счетчика. Общей точкой всей схемы является линия нейтрали. Питание +5В осуществляется от преобразователя переменного тока в постоянный, который питается непосредственно с линии фазы. Он может быть простым однополупериодным диодным выпрямителем с конденсатором фильтра. Выходы *F1* и *F2* управляют работой счетчика кВт-часов, который показывает величину потребленной электрической энергии.

Выход *REVP* (обратная полярность) управляет светодиодом и становится активным (положительным), когда измеренная мощность становится отрицательной (когда сигналы напряжения и тока сдвинуты на 180°, находятся в противофазе). Это обычно является указанием неправильного подключения входов.

AD7751 электрического счетчика работает точно также, как AD7750, но обладает лучшими рабочими характеристиками. ИС имеет встроенные цепи определения сбоев в токовых мониторах, как фазной линии, так и нейтрали. Сбой идентифицируется тогда, когда эти токи разнятся более чем на 12.5%, тогда счет продолжается с использованием большего из двух токов.

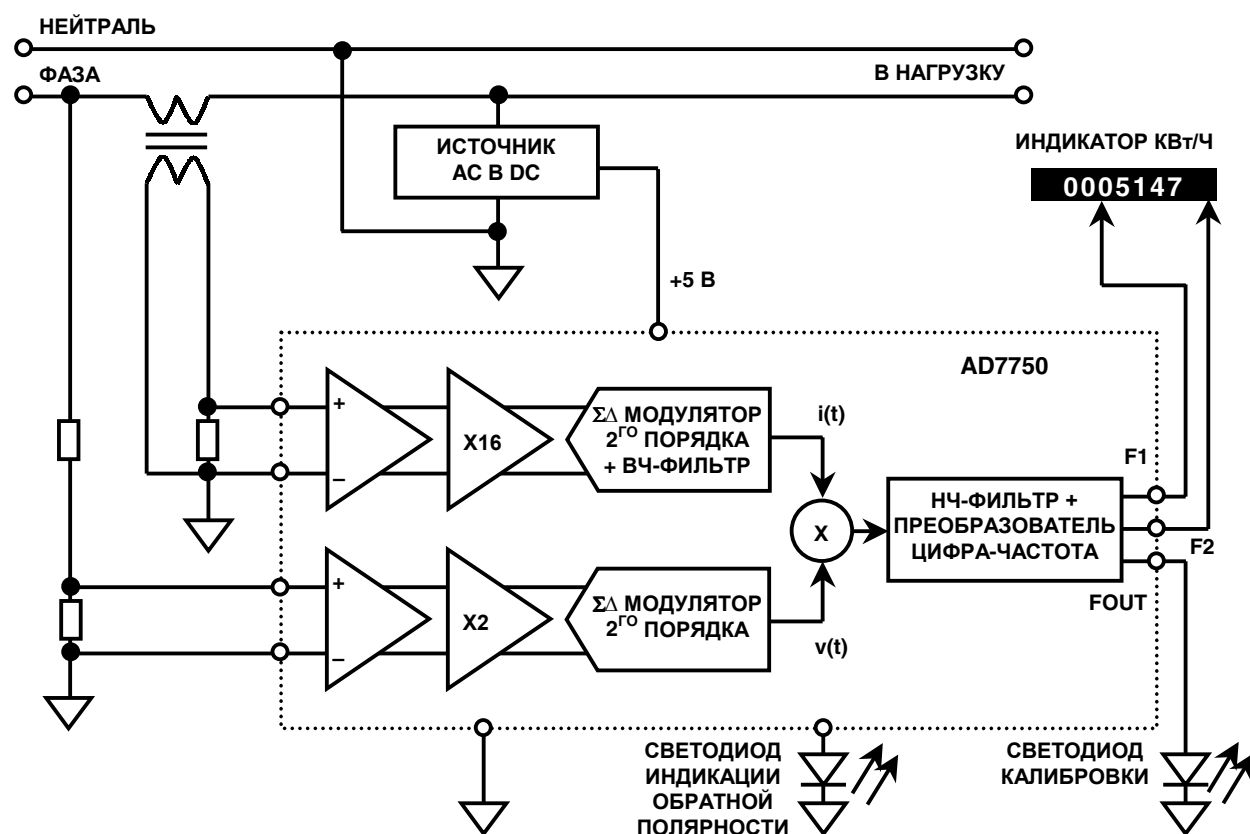


Рис.8.39. Приложение для AD7750 в однофазном счетчике электроэнергии (упрощенная схема).

Литература

1. S. A. Jantzi, M. Snelgrove & P. F. Ferguson Jr., *A 4th-Order Bandpass Sigma-Delta Modulator* IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 38, No. 3, March 1993, pp.282-291.
2. *System Applications Guide*, Analog Devices, Inc., 1993, Section 14.
3. *Mixed Signal Design Seminar*, Analog Devices, Inc., 1991, Section 6.
4. *AD77XX-Series Data Sheets*, Analog Devices, <http://www.analog.com>
5. *Linear Design Seminar*, Analog Devices, Inc., 1995, Section 8.
6. J. Dattorro, A. Charpentier, D. Andreas, *The Implementation of a One-Stage Multirate 64:1 FIR Decimator for use in One-Bit Sigma-Delta A/D Applications*, AES 7th International Conference, May 1989.
7. W.L. Lee and C.G. Sodini, *A Topology for Higher-Order Interpolative Coders*, ISCAS PROC. 1987.
8. P.F. Ferguson, A. Ganesan, R.W. Adams, *One Bit Higher Order Sigma-Delta A/D Converters*, ISCAS PROC. 1990, Vol. 2, pp. 890-893.
9. R. Koch, B. Heise, F. Eckbauer, E. Engelhardt, J. Fisher, F. Parzefall, *A 12-bit Sigma-Delta Analog-to-Digital Converter with a 15MHz Clock Rate*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-21, No. 6, December 1986.
10. Wai Laing Lee, *A Novel Higher Order Interpolative Modulator Topology for High Resolution Oversampling A/D Converters*, MIT Masters Thesis, June 1987.
11. D.R. Welland, B.P. Del Signore, E.J. Swanson, *A Stereo 16-Bit Delta-Sigma A/D Converter for Digital Audio*, J. Audio Engineering Society, Vol. 37, No. 6, June 1989, pp. 476-485.
12. R. W. Adams, *Design and Implementation of an Audio 18-Bit Analog-to-Digital Converter Using Oversampling Techniques*, J. Audio Engineering Society, Vol. 34, March 1986, pp. 153-166.
13. B. Boser and Bruce Wooley, *The Design of Sigma-Delta Modulation Analog-to-Digital Converters*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 23, No. 6, December 1988, pp. 1298-1308.
14. Y. Matsuya, et. al., *A 16-Bit Oversampling A/D Conversion Technology Using Triple-Integration Noise Shaping*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-22, No. 6, December 1987, pp. 921-929.
15. Y. Matsuya, et. al., *A 17-Bit Oversampling D/A Conversion Technology Using Multistage Noise Shaping*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 24, No. 4, August 1989, pp. 969-975.
16. P. Ferguson, Jr., A. Ganesan, R. Adams, et. al., *An 18-Bit 20-kHz Dual Sigma-Delta A/D Converter*, ISSCC Digest of Technical Papers, February 1991.
17. Steven Harris, *The Effects of Sampling Clock Jitter on Nyquist Sampling Analog-to-Digital Converters and on Oversampling Delta Sigma ADCs*, Audio Engineering Society Reprint 2844 (F-4), October, 1989.
18. Max W. Hauser, *Principles of Oversampling A/D Conversion*, Journal Audio Engineering Society, Vol. 39, No. 1/2, January/February 1991, pp. 3-26.
19. *Designing a Watt-Hour Energy Meter Based on the AD7750, AN-545*, Analog Devices, Inc., <http://www.analog.com>
20. Daniel H. Sheingold, *Analog-Digital Conversion Handbook*, Third Edition, Prentice-Hall, 1986.

РАЗДЕЛ 9

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ДАТЧИКИ

РАЗДЕЛ 9: ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ДАТЧИКИ

Уолт Кестер, Билл Честнат, Грэйсон Кинг

■ **Токовая петля контроля 4-20 мА**■ **Подключение датчиков к сетям**■ **MicroConverter™**

Токовая петля контроля 4-20 мА

Системы управления производственными процессами широко используют в качестве линии передачи данных токовую петлю 4-20 мА. Многие датчики и исполнительные механизмы создаются специально под данный режим управления. Они популярны потому что очень просты для понимания, дают метод стандартизации интерфейса между датчиком и системой управления, они относительно мало подвержены действию помех и шумов. На Рис.9.1 показано как дистанционный исполнительный механизм управляется с помощью токовой петли со стороны помещения центрального пульта управления. Отметим, что выход передатчика на исполнительный механизм управляется ЦАП, в данном случае AD420. Весь процесс находится под управлением центрального компьютера, который подключается к микроконтроллеру и AD420. На этой схеме показан только один исполнительный механизм, однако, реальная система промышленного управления содержит обычно значительное число исполнительных механизмов и датчиков. Отметим, что выход нуля шкалы ЦАП составляет 4 мА (а не ноль), а его верхний предел (полная шкала) - 20 мА. Выбор ненулевого выходного тока для нулевой точки позволяет передатчику определять факт разрыва цепи и одновременно позволяет питать дистанционный преобразователь через ту же самую петлю, если ток последнего менее 4 мА.

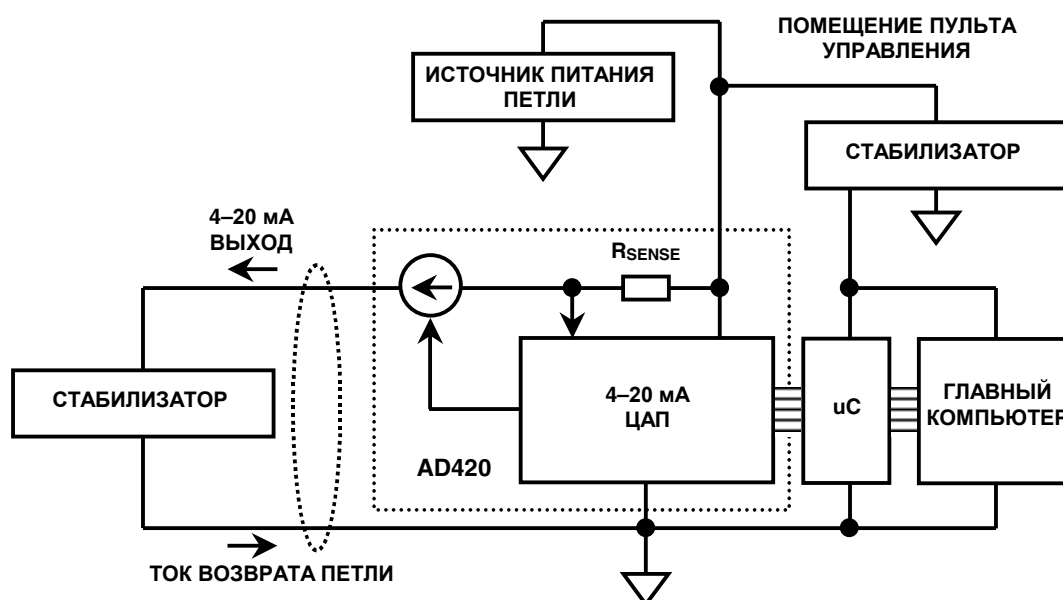


Рис.9.1. Использование токовой петли 4-20 мА для управления дистанционным исполнительным механизмом.

Многие из цепей в помещении пульта управления питаются непосредственно от источника питания петли, напряжение которого лежит в пределах от 12 В до 36 В. Однако часто это напряжение необходимо стабилизировать для питания таких устройств как усилители, АЦП и микроконтроллеры. Ток петли измеряется с помощью резистора R_{SENSE} , который фактически входит в состав ИС AD420. Внутренний ЦАП AD420 представляет собой 16-разрядный сигма-дельта ЦАП. Наличие последовательного цифрового интерфейса позволяет легко сопрягать его с микроконтроллером.

На Рис.9.2 показан «интеллектуальный» датчик с выходом 4-20мА с питанием от петли. Для того чтобы данная схема работала, полный суммарный ток всех элементов ее схемы должен быть не более 4 мА. Ядром этой схемы является ИС AD421, 16-разрядный ЦАП питающийся от токовой петли. Ток внутреннего ЦАП 4-20мА, а также оставшаяся часть тока возврата, требующаяся для питания AD421 и других элементов схемы, протекает через измерительный резистор R_{SENSE} . Измерительная цепь компенсирует эту оставшуюся часть тока возврата и гарантирует, что полный ток возврата будет равен току ЦАП, который соответствует коду, установленному на нем микроконтроллером. Выход датчика квантуется сигма-дельта ЦАП AD7714/AD7715. Отметим, что полный ток потребляемый цепью менее требуемого максимума 4 мА. AD421 содержит цепь стабилизатора питания, который управляет затвором внешнего ДМОП-полевого транзистора и устанавливает напряжение питания из ряда 3, 3.3 или 5 В. Таким образом, максимальное напряжение в петле ограничивается только напряжением пробоя ДМОП транзистора.

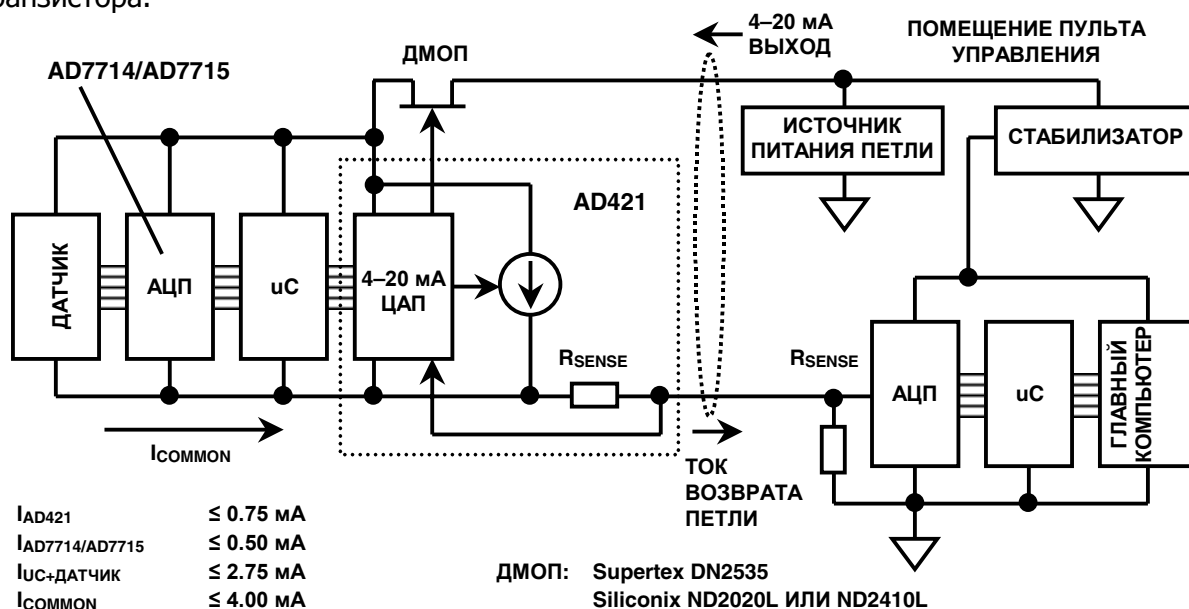


Рис.9.2. Интеллектуальный датчик, питаемый от токовой петли 4-20мА.

Протокол HART использует метод частотной модуляции в соответствии с коммуникационным стандартом (Bell202), который является одним из нескольких стандартов, используемых при создании систем передачи цифровых сигналов по телефонным линиям. Этот метод используется для наложения сигналов цифровой связи на токовую петлю 4-20мА, соединяющую помещение пульта управления с дистанционным передатчиком. Для представления двоичной 1 и 0 в протоколе используются две различные частоты 1200 Гц и 2200 Гц, соответственно. Эти гармонические сигналы низкого уровня, со средней величиной равной нулю, накладываются на сигнал постоянного тока. Данная схема позволяет одновременно использовать аналоговую и цифровую подсистемы связи.

При этом, никаких компонент постоянного тока не добавляется к существующему току петли 4-20мА, не считая цифровых данных, которые передаются по данной линии. Фаза сигнала частотной модуляции непрерывна, таким образом, в петле 4-20мА не будет наведенных высокочастотных компонент (обязанных процессу модуляции). Следовательно, имеющиеся аналоговые схемы будут продолжать нормально работать в системе, которая использует протокол HART, поскольку низкочастотная фильтрация (и без того обычно существующая) эффективно режектирует (исключает) цифровой сигнал. Низкочастотный однополюсный фильтр с частотой среза 10Гц уменьшает величину наводок от связанного сигнала до $\pm 0.01\%$ от верхнего предела шкалы. Протокол HART предписывает, чтобы ведущие устройства (главная система управления) передавали в линию сигнал напряжения в то время, как ведомое (или локальное, периферийное, цеховое) устройство должно возвращать токовый сигнал. Токовый сигнал преобразуется в соответствующее напряжение резистором нагрузки петли в помещении пульта управления. На Рис.9.3 показана блок-схема интеллектуального информационно-измерительного передатчика. Информационно-измерительный передатчик - это такой передатчик, в котором функции его микропроцессора делятся между выполнением первичных измерений с генерацией измерительного сигнала, и управлением подсистемой связи, которая позволяет устанавливать двустороннюю связь по тем же самым линиям, по которым передается измерительная информация. Интеллектуальный передатчик, включающий в свой состав протокол HART, является примером такого интеллектуального информационно-измерительного передатчика.

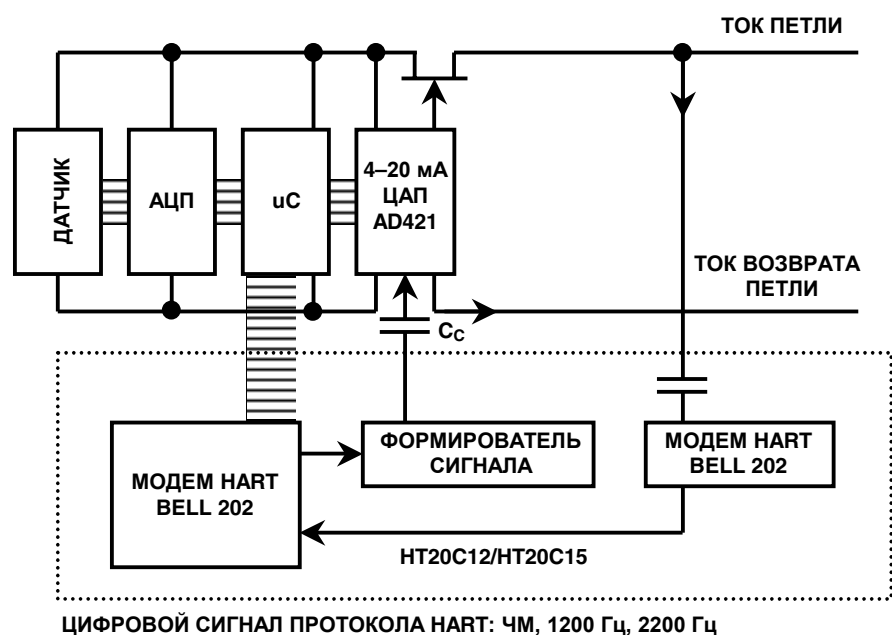


Рис.9.3. Дистанционный интеллектуальный передатчик с протоколом HART, использующий AD421 ЦАП с токовой петлей 4-20мА.

Данные, передаваемые в соответствии с HART-протоколом в токовую петлю, показанную на Рис.9.3, принимаются передатчиком, используя полосовой фильтр и модем и далее поступают в асинхронный последовательный порт микроконтроллера или в порт модема. В обратном направлении тоновые сигналы с HART-модема формируются и через разделительный конденсатор C_c подаются на выход AD421. Блок, содержащий модем BELL202, формирователь сигнала и полосовой фильтр, выпускается в виде законченной конструкции фирмой Symbios Logic, Inc., модель 20C15 и фирмой SMAR Research Corporation, модель HT2012.

Подключение датчиков к сетям

Грейсон Кинг

HART-протокол является всего лишь одним из многих стандартов, применяемых в промышленных сетях. Большинство же промышленных сетей работают независимо от аналоговых линий 4-20мА, и многие из них предназначены для подключения (прямого или косвенного) интеллектуальных датчиков, как показано на Рис.9.4.

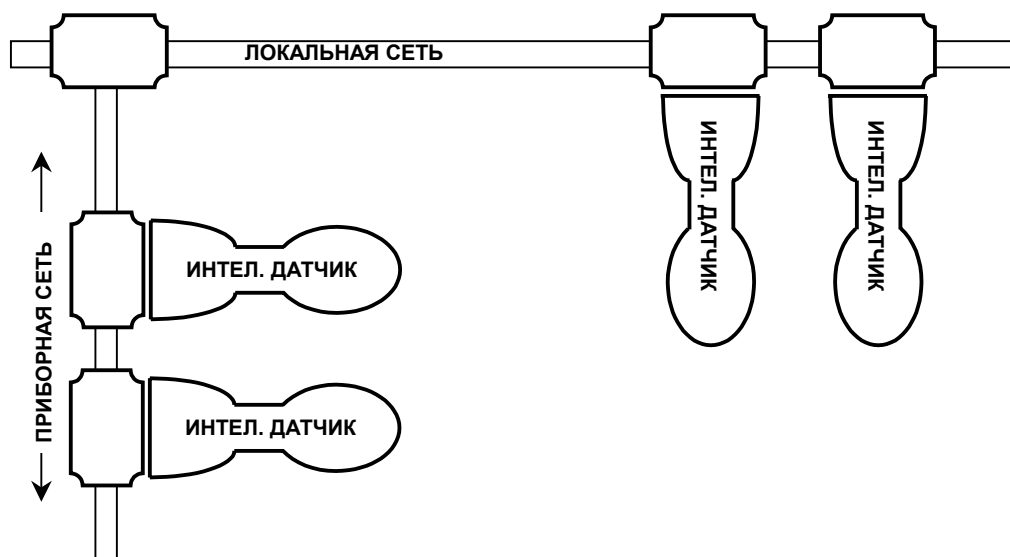


Рис.9.4. Промышленная цепь.

Промышленные сети могут принимать различные конфигурации. «Цеховая сеть» на Рис.9.4 представляет собой широкополосную распределенную сеть как, например, «Ethernet» или «Lonwork». Цеховая сеть в таком виде обычно не предназначена для прямого подключения интеллектуальных датчиков. С другой стороны, «Приборная сеть» специально предназначена для подключения интеллектуальных датчиков. Большинство «приборных сетей» (таких как ASI-bus, CAN-bus и HART), кроме того, подают питание на интеллектуальные датчики по той же самой линии, по которой передаются последовательные данные.

Некоторые из стандартов промышленных сетей, наиболее популярных в настоящее время, перечислены на Рис.9.5. Каждый из них обладает собственными преимуществами и недостатками и каждый имеет свою собственную аппаратуру и последовательный протокол обмена. Это означает, что интеллектуальный датчик, предназначенный для работы в одной промышленной сети, не обязательно будет работать в другой.

- | | |
|------------------------------|--------------|
| ◆ Ethernet | ◆ CAN-Bus |
| ◆ Foundation Fieldbus | ◆ Device-Net |
| ◆ Lonwork | ◆ WorldFIP |
| ◆ Profibus | ◆ P-NET |
| ◆ Interbus-S | ◆ HART |
| ◆ Universal Serial Bus (USB) | ◆ ASI |

Рис.9.5. Некоторые из связанных стандартов.

Так как предприятия и многие другие объекты с сетями часто имеют набор разных сетей и подсетей, для них наиболее правильным (гибким) решением будет использование датчиков в режиме авто-конфигурации («установи и работай»), совместимых с различными цеховыми и приборными сетями. Заслуга интерфейсного стандарта IEEE 1451.2 состоит в том, что он сделал реальностью существование датчиков независимых от сети.

На Рис.9.6 показаны основные компоненты системы совместимой с IEEE 1451.2. Интеллектуальный датчик (или интеллектуальное исполнительное устройство) здесь называется как «STIM» (Smart Transducer Interface Module) (интерфейсный модуль интеллектуального преобразователя - ИМИП). Он содержит один или более датчиков и/или исполнительных устройств с устройствами нормирования сигналов, АЦП или ЦАП для согласования датчиков/исполнительных устройств с резидентным микроконтроллером. Микроконтроллер имеет доступ к не разрушаемой памяти, которая содержит в себе поле «TEDS» (Transducer Electronic Data Sheet) (электронное описание преобразователя - ЭОП), которое содержит описания датчика/исполнительного устройства и которое можно прочитать через сеть. NCAP (Network Capable Application Processor) (сетевой прикладной процессор - СПП) представляет собой узел сети, в который будет подключаться STIM.

Основой IEEE1451.2 является стандартный 10-проводной последовательный интерфейс между датчиком и узлом сети, называемый TII (Transducer Independent Interface) (интерфейс независимый от преобразователя - ИНП). На объектах с разветвленными сетями интерфейс (TII) позволяет устанавливать любой модуль (STIM) на любой узел (NCAP) любой сети, как показано на Рис.9.7. Когда модуль (STIM) первый раз подключается к новому узлу (NCAP), цифровая информация модуля, включая его таблицы (TEDS), становится доступной для данной сети. Сеть идентифицирует, какой тип датчика или исполнительного устройства был только что подключен, какие из его данных доступны и каковы размерности входных и выходных данных (кубические метры в секунду, градусы Кельвина, Кило-Паскали, и т.д.), какова специфицированная точность устройства (например, $\pm 2^{\circ}\text{C}$) и прочую информацию, касающуюся датчика или исполнительного устройства. Такой прием исключает необходимость выполнения программных шагов по конфигурированию сети, которые требуются при замене или добавлении датчика в систему, реализуя тем самым работу в режиме «устанавливай и работай» вне зависимости от сети.

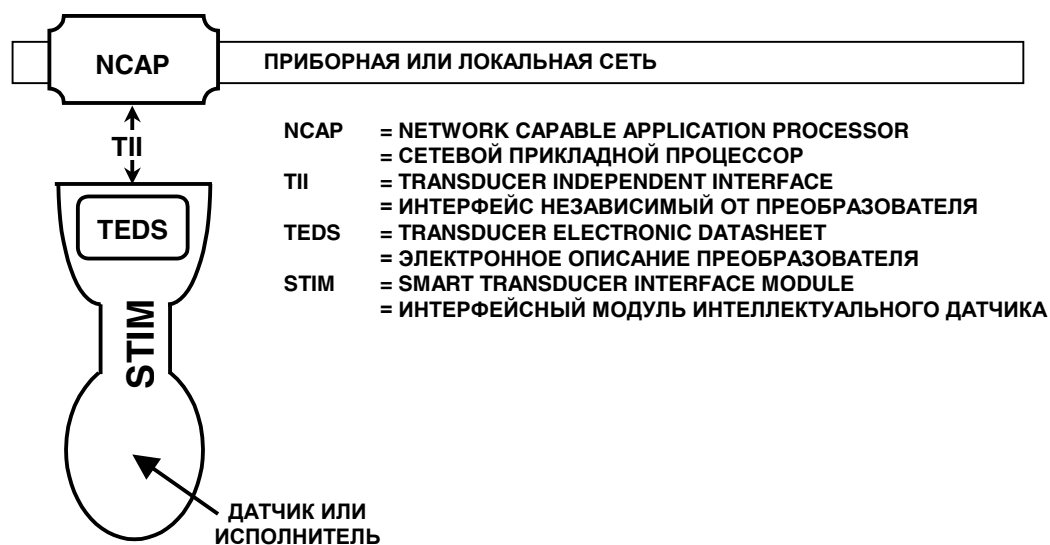


Рис.9.6. Стандарт подключения датчика IEEE1451.2.

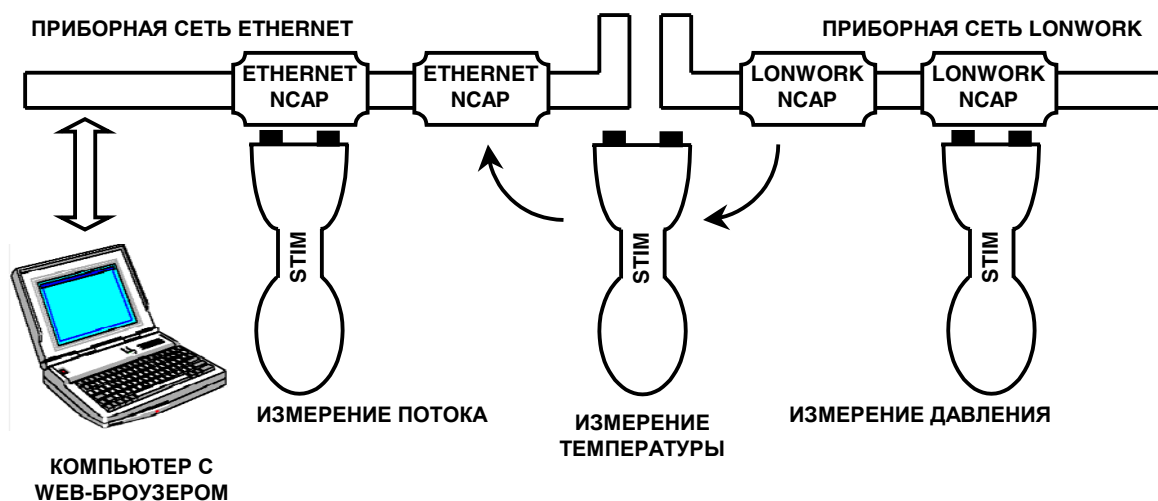


Рис.9.7. Режим авто-конфигурации, «plug & play».

Большинство интеллектуальных датчиков (не ограниченных модулями под 1451.2) содержат следующие основные компоненты, которые показаны на Рис.9.8.

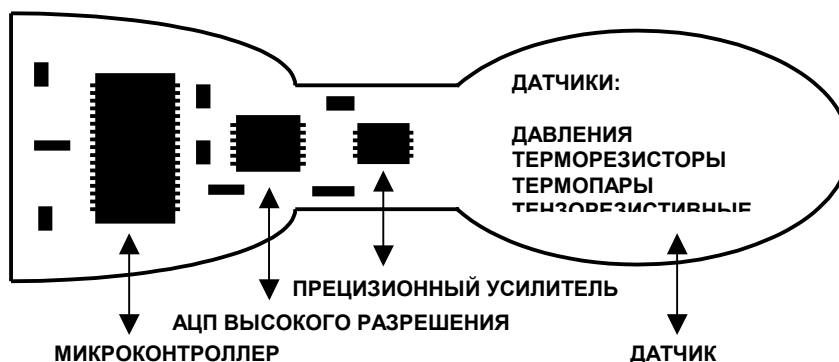


Рис.9.8. Интеллектуальный датчик.

Семейство изделий MicroConverter™ от фирмы Analog Devices являются первыми устройствами, которые содержат все указанные компоненты на одном кристалле (см. Рис.9.9).

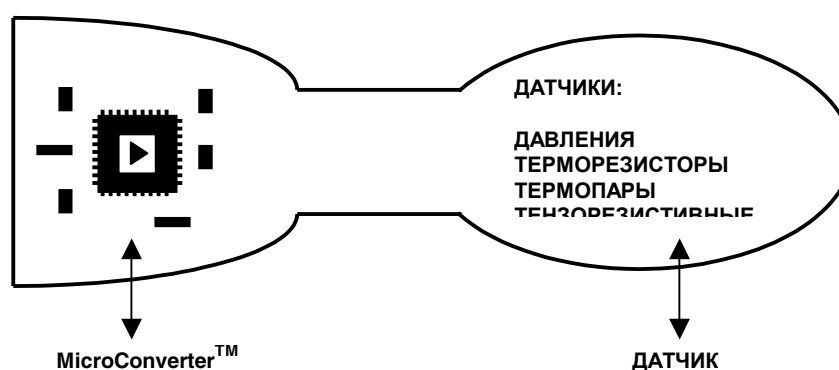


Рис.9.9. Датчик с повышенным интеллектом (еще более интеллектуальный датчик).

Три основных составляющих каждого устройства из серии MicroConverter™: высокое разрешение при аналого-цифровом и цифро-аналоговом преобразовании, наличие не разрушаемой постоянной памяти (FLASH EEPROM) программ и данных и наличие микроконтроллера. Все три устройства содержат 12-разрядный ЦАП с выходом в виде напряжения, прецизионный источник опорного напряжения по запрещенной зоне и встроенный датчик температуры. На Рис.9.11 перечисляются основные характеристики аналогового ввода/вывода устройств. Все изделия обладают FLASH-памятью и микропроцессорным ядром, характеристик которых показаны на Рис.9.12 и 9.13.



Рис.9.10. MicroConverter™.

ADuC816	ADuC812	AduC810
<ul style="list-style-type: none"> ◆ Сдвоенный $\Sigma\Delta$ АЦП >16 разрядов С/Ш (p-p) > 100 дБ Дифференц. входы Усилитель с ПУ Самокалибровка ◆ 12-разрядный ЦАП вольтовый выход < 1/2 МЗР DNL ◆ Наличие встроенного ИОН ◆ Наличие встроенного датчика температуры 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ 8-канальный АЦП с РПП 12 разрядов, 5 мкс <1/2 МЗР INL Наличие режима ПДП Самокалибровка ◆ два 12-разрядных ЦАП вольтовый выход < 1/2 МЗР DNL ◆ Наличие встроенного ИОН ◆ Наличие встроенного датчика температуры 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ 8-канальный АЦП с РПП 10 разрядов <1/2 МЗР INL ◆ 12-разрядный ЦАП вольтовый выход < 1/2 МЗР DNL ◆ Наличие встроенного ИОН ◆ Наличие встроенного датчика температуры

Рис.9.11. Аналоговый ввод/вывод микроконтроллеров.

- ◆ 8 Кбайт неразрушаемой FLASH-памяти программ
 - ◆ программы и фиксированные данные табличных расчетов
 - ◆ программируется внешним образом параллельно или через последовательный порт
 - ◆ доступна микропроцессорному ядру только для чтения
- ◆ 640 байт неразрушаемой FLASH-памяти данных
 - ◆ «пользовательский блокнот» для записи оперативных данных во время выполнения программы
 - ◆ доступна по чтению/записи через регистры спец. назначения
- ◆ Напряжение программирования (V_{pp}) генерируется на кристалле

Рис.9.12. Встроенная FLASH-память микроконтроллеров.

- ◆ Ядро промышленного стандарта 8052
 - ◆ 12 машинных циклов на команду/при тактовой частоте до 16 МГц
 - ◆ 32 цифровых порта ввода/вывода
 - ◆ три 16-битных счетчика/таймера
 - ◆ универсальный последовательный асинхронный порт (UART)
- ◆ И некоторые полезные дополнительные элементы
 - ◆ последовательный интерфейс, совместимый с SPI или I2C
 - ◆ сторожевой таймер
 - ◆ монитор источника питания
 - ◆ счетчик временных интервалов (ADuC816/810)

Рис.9.13. Встроенный цифровой микроконтроллер.

ADuC816 является изделием с самым высоким разрешением из семейства MicroConverter. Его аналоговая часть состоит из 2 отдельных $\Sigma\Delta$ АЦП с гибкой схемой мультиплексирования двух входных дифференциальных каналов, как показано на функциональной блок-схеме Рис.9.14.

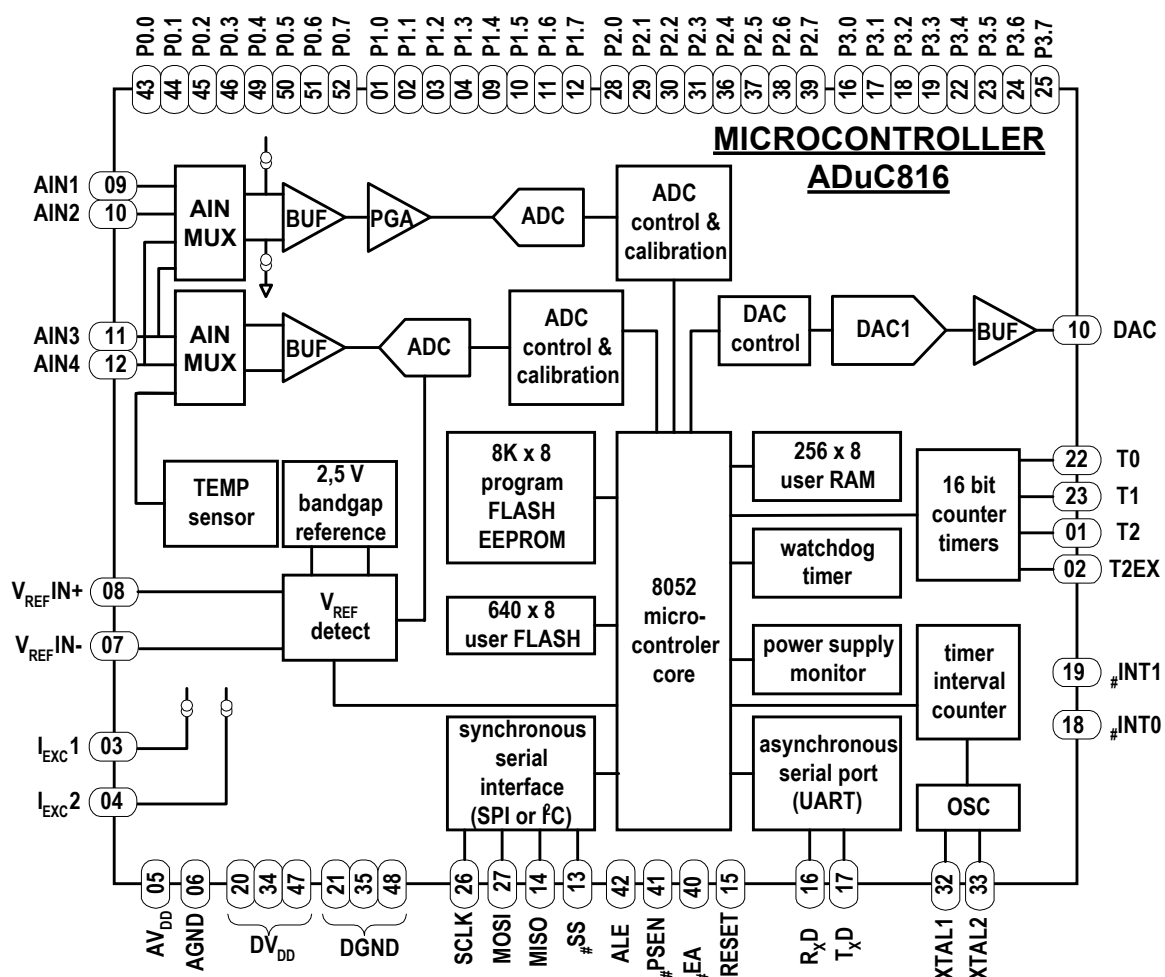


Рис.9.14. Функциональная блок-схема ADuC816.

Основной канал АЦП состоит из 24-разрядного $\Sigma\Delta$ преобразователя, который дает отношение сигнал/шум лучше 16 разрядов. Данный канал также включает в свой состав усилитель с программируемым коэффициентом усиления.

Это позволяет выполнять непосредственное преобразование сигналов низкого уровня с таких датчиков как термодпары, терморезисторы, тензодатчики и т.д. С целью определения целостности внешней цепи можно использовать два контрольных источника тока, пропуская их очень малый ток через внешнюю цепь, включая датчики. Основной канал АЦП можно мультиплексировать на обработку сигналов с обоих дифференциальных входов, а второй дифференциальный вход можно перенаправить на дополнительный канал АЦП, который является 16-разрядным $\Sigma\Delta$ преобразователем с отношением сигнал/шум лучше 14 разрядов. Вспомогательный канал также можно использовать для считывания температуры со встроенного датчика. Два источника тока по 200 мкА (I_{EXC1} и I_{EXC2}) можно использовать для возбуждения таких датчиков, как резистивные датчики температуры. Как АЦП так и ЦАП могут работать от внутреннего источника опорного напряжения по запрещенной зоне 2.5В или от внешнего.

Основные рабочие спецификации ИС ADuC816 приводятся на Рис.9.15. Данные спецификации относятся к основному каналу АЦП. Исключительно низкое рассеивание мощности устройством можно получить в узкополосных приложениях, устанавливая ИС в режим микропотребления (powerdown) в течение длительного интервала времени. Устройство получает свою тактовую частоту 12 МГц, используя внутренний ФАПЧ, из 32 КГц часового кварцевого резонатора. В режиме микропотребления работа ФАПЧ на генерацию 12 МГц запрещается, но резонатор 32 КГц продолжает работать, управляя счетчиком временных интервалов, который может быть установлен на «пробуждение» устройства в соответствии с заданным временным интервалом. ADuC816 можно также сконфигурировать «на пробуждение» по получению внешнего прерывания.

◆ АЦП:	интегральная нелинейность: ± 30 ppm	
	сигнал/шум (пик-пик): > 102 дБ (17 разрядов без шумов)	
	входной диапазон: от ± 20 мВ до ± 2.56 В	
	частота преобразования: от 5.4 Гц до 105 Гц	
◆ ЦАП:	дифференциальная нелинейность $\pm 1/2$ МЗР	
	выходной диапазон: от 0 до V_{REF} или от 0 до $V_{ПИТАНИЯ}$	
	время установления: < 4 мкс	
◆ Потребление специфицируется для работы при 3В или 5В питания		
	<u>5В</u>	<u>3В</u>
Нормальный режим	7 мА	3 мА
Режим ожидания	4.5 мА	1.5 мА
Режим микропотребления	< 20 мкА	< 20 мкА

Рис.9.16. Основные спецификации ADuC816.

ADuC812 имеет быстрый 12-разрядный АЦП последовательного приближения на 8 входных каналов, при этом большая часть его периферии соответствует ИС ADuC816. Функциональная блок-схема (см. Рис.9.16) показывает его основные компоненты. Поскольку 8-разрядный микроконтроллер с производительностью 1MIPS не может обслужить 12-разрядный АЦП на максимальной частоте выборок 200 КГц, в состав кристалла введен контроллер прямого доступа к памяти (ПДП) для автоматической записи результатов преобразования АЦП во внешнюю память, освобождая тем самым микропроцессорное ядро для выполнения других операций. Вне зависимости от того в каком режиме находится АЦП (прямой доступ к памяти или нормальный режим) преобразование можно запускать несколькими способами. Преобразование можно запускать программно или автоматически по переполнению таймера, позволяя тем самым точно устанавливать частоту выборок. Для приложений требующий точной взаимной синхронизации можно также использовать аппаратный запуск преобразования.

◆ АЦП:	интегральная нелинейность: $\pm 1/2$ МЗР сигнал/шум (пик-пик): > 70 дБ (17 разрядов без шумов) входной диапазон: от 0 до V_{REF} время преобразования: < 5 мкс (200 КГц)	
◆ ЦАП:	дифференциальная нелинейность $\pm 1/2$ МЗР выходной диапазон: от 0 до V_{REF} или от 0 до $V_{ПИТАНИЯ}$ время установления: < 4 мкс	
◆ Потребление специфицируется для работы при 3В или 5В питания	<u>5В</u>	<u>3В</u>
Нормальный режим	18 мА	12 мА
Режим ожидания	10 мА	6 мА
Режим микропотребления	< 50 мкА	< 50 мкА

Рис.9.17. Основные спецификации ADuC812.

Сайт MicroConverter в Интернет дает множество ссылок на эти материалы и предоставляет возможность загрузки собственных средств, технических описаний и примеров использования программного обеспечения.

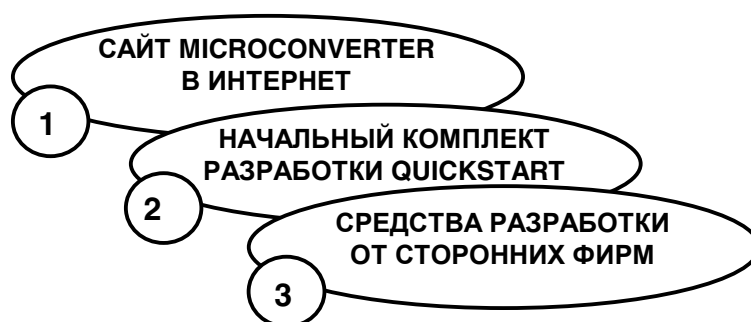


Рис.9.18. Средства поддержки разработки приложений на основе MicroConverter.

- ◆ Технические описания
- ◆ Заметки по применению
- ◆ Справочные материалы на 8051
- ◆ Бесплатный программный эмулятор для Windows
- ◆ Бесплатный «С» компилятор (ограниченная версия 2К) от фирмы Keil

Рис.9.19. Сайт MicroConverter в Интернет

- ◆ Документация: справочник пользователя, техническое описание, учебное пособие, краткий справочник
- ◆ Программное обеспечение: ассемблер от Metalink, «С» компилятор (ограничен 2К), программный эмулятор для Windows, загрузчик с последовательного порта, отладчик для Windows, пример кода (программа)
- ◆ Макетная плата: последовательный канал связи RC-232, 32К внешней памяти данных с произвольным доступом, буферизованный аналоговый ввод/вывод
- ◆ Стабилизированный источник питания
- ◆ Кабель последовательного порта

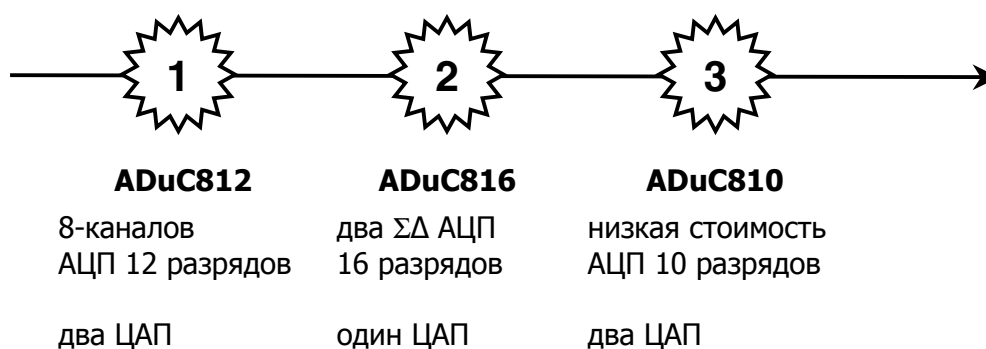
Рис.9.20. Начальный комплект разработки QuickStart™.

Для приложений, где требуется дополнительный ресурс внутрисхемной эмуляции или использование полномасштабного кодирования на языке «С» с отладкой аналого-цифровых модулей, фирмы Keil и Metalink предлагают свои средства разработки, которые настоятельно рекомендуются Analog Devices. Эти средства полностью совместимы с изделиями семейства MicroConverter. Чтобы расширить возможные варианты для прикладного разработчика, другие сторонние поставщики средств, ориентированных на семейство MicroConverter вскоре предложат свои дополнительные средства. Первые два средства разработки для поддержки этих изделий (все средства полноценно интегрируются с каждым изделием семейства MicroConverter™):

- ◆ Компилятор фирмы Keil: полномасштабный «С» компилятор для Windows со встроенным эмулятором и отладчиком для исходного текста и уровня ассемблера
- ◆ Эмулятор фирмы MetaLink: система внутрисхемной эмуляции высокого уровня для Windows для выполнения отладки в системе.

Рис.9.21. Средства разработки от сторонних поставщиков для семейства MicroConverter.

В то время как ADuC812, ADuC816, ADuC810 дают целый комплекс возможностей и функций, прежде нереализуемых на одном кристалле, в перспективе изделия семейства MicroConverter предложат более высокий уровень интеграции и более широкий набор функций. Версии с большим объемом памяти будут дополнять одно или более из существующих уже изделий, может также быть добавлена дополнительная связная аппаратура для будущих изделий семейства MicroConverter, с тем чтобы можно было организовывать непосредственную связь с промышленными сетями или PC-платформами. Вероятно, будут изделия с более мощными обрабатывающими микропроцессорами. Однако, следует отметить, что сравнение данных устройств с базовыми микроконтроллерами было бы ошибкой. Эксплуатационный уровень аналогового ввода/вывода семейства MicroConverter намного выше чем тот, который существует в микроконтроллерах с аналоговыми портами ввода/вывода.



Будущие изделия могут включать в себя:

- ◆ Большую емкость FLASH-памяти (данных и программ)
- ◆ Увеличенное число аппаратных связных интерфейсов (CAN Bus, USB Bus)
- ◆ Увеличенную вычислительную мощность микроконтроллера

Рис.9.22. Тенденция развития изделий семейства MicroConverter.

Литература

1. *Compatibility of Analog Signals for Electronic Industrial Process Instruments*, ANSI/ISA-S50.1-1982 (Rev. 1992), <http://www.isa.org>
2. Dave Harrold, *4-20mA Transmitters Alive and Kicking*, Control Engineering, October, 1998, p.109.
3. Paul Brokaw, *Versatile Transmitter Chip Links Strain Gages and RTDs to Current Loop*, Application Note AN-275, Analog Devices, Inc., <http://www.analog.com>
4. Albert O'Grady, *Adding HART Capability to the AD421, Loop Powered 4-20mA DAC Using the 20C15 HART Modem*, Application Note 534, Analog Devices, Inc., <http://www.analog.com>
5. Editors, *Fieldbuses: Look Before You Leap*, EDN, November 5, 1998, p. 197.
6. *MicroConverter Technology Backgrounder*, Whitepaper, Analog Devices, Inc., <http://www.analog.com>
7. I. Scott MacKenzie, *The 8051 Microcontroller*, Second Edition, Prentice-Hall, 1995.

РАЗДЕЛ 10

МЕТОДЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ АППАРАТУРЫ

РАЗДЕЛ 10: МЕТОДЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ АППАРАТУРЫ

Уолт Кестер

- Ошибки в системах высокой точности, связанные с резисторами и паразитными термопарами
- Выполнение заземления в системах со смешанными сигналами
- Уменьшение шума источников питания и фильтрация
- Предотвращение выпрямления радиочастотных помех
- Работа с высокоскоростной логикой
- Обзор концепций экранирования
- Методы изоляции
- Защита от перегрузки по напряжению
- Электростатический разряд (ESD)

Ошибки в системах высокой точности, связанные с резисторами и паразитными термопарами

Уолт Кестер, Уолт Юнг, Джеймс Брайнт

В прецизионных системах очень важна точность применяемых резисторов. Элемент цепи, называемый *резистором*, нельзя использовать по наитию! На Рис.10.1 показан простой неинвертирующий каскад на ОУ, коэффициент усиления которого 100 устанавливается внешними резисторами $R1$ и $R2$.

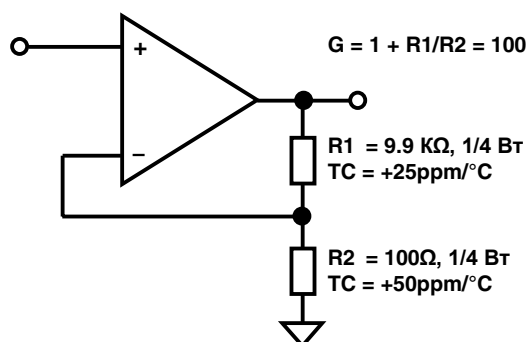


Рис.10.1. Несогласованность температурного коэффициента резисторов вызывает изменение коэффициента усиления от температуры.

Температурные коэффициенты этих двух резисторов являются, до некоторой степени, очевидным источником ошибок.

Предположим, что ошибки усиления, связанные с операционным усилителем, пренебрежимо малы, и что резисторы точно согласованы при температуре +25°C. Если температурные коэффициенты резисторов разнятся всего на 25ppm/°C, то коэффициент усиления каскада изменится на 250 ppm при изменении температуры на 10°, это составляет приблизительно 1 МЗР для 12-разрядной системы и будет настоящей катастрофой для 16-разрядной системы.

Даже если температурные коэффициенты равны, все же могут возникать ошибки значительной величины. Предположим, что $R1$ и $R2$ имеют равные температурные коэффициенты +25 ppm/°C и рассеиваемая мощность обоих резисторов составляет по ¼ Вт. Если сигнал на входе 0В (Рис.10.2), то резисторы не будут рассеивать тепловую энергию, но если сигнал на входе составляет 100 мВ, падение напряжения на резисторе $R1$ составит 9.9 В и он будет рассеивать 9.9 мВт, что приведет к росту его температуры на 1.24°C (температурное сопротивление резистора ¼ Вт составляет 125°C/Вт). Рост температуры на 1.24°C вызывает изменение сопротивления $R1$ на 31ppm и соответствующее изменение усиления. Падение напряжения на $R2$ составит всего 100 мВ, что соответствует разогреву всего на 0.0125°C, что является пренебрежимо малой величиной. Ошибка усиления 31 ppm даст ошибку полной шкалы в ½ МЗР на 14 разрядах, для 16-разрядной системы ошибка будет катастрофической.

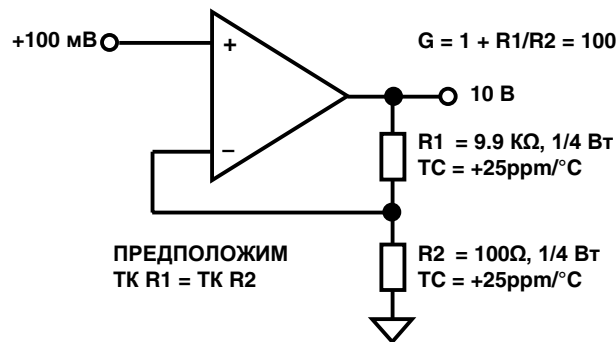


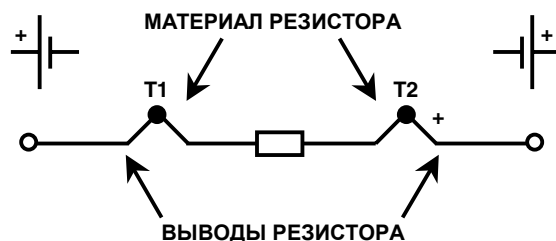
Рис.10.2. Саморазогрев резисторов даже в случае их взаимного согласования может вызвать ошибку в усилении при подаче входного сигнала.

Этих и подобных ошибок можно избежать путем выбора критичных резисторов точно согласованных как по величине, так и по температурному коэффициенту, гарантируя, при этом, наличие хорошего теплового контакта между ними. Наиболее простой способ достижения этой цели состоит в использовании матрицы резисторов на одной подложке, такая матрица может размещаться внутри ИС или может выполняться в отдельном корпусе.

Другая наиболее коварная проблема, связанная с использованием резисторов, состоит в наличие термопарного эффекта, приводящего к возникновению термо-эдс. Везде, где имеется соединение двух разнородных проводников, будет присутствовать термоэлектрическое напряжение. Если в цепи имеются два соединения, то будет термопара и, если эти два соединения находятся при разных температурах, в цепи возникнет напряжение. Этот эффект используется для измерения температуры, но, в то же время, он является потенциальным источником ошибок в цепях с сигналами низкого уровня, нравится нам это или нет. Данный эффект трудно обойти, даже если выполнить соединение только медным проводом, поскольку переход медь-медь, сформированный из медных проводников от двух разных поставщиков, может обладать термоэлектрическим напряжением до 0.2 мкВ/°C.

Рассмотрим модель резистора, показанную на Рис.10.3. Соединения между материалом резистора и его выводами дадут два термопарных перехода.

Эта термо-эдс может достигать до 400 мкВ/°С в случае угольных композиционных резисторов и быть менее 0.05 мкВ/°С для резисторов специальной конструкции [1]. Металлопленочные резисторы (тип RN) дают обычно около 20 мкВ/°С.



Типовые термо-эдс различных резисторов:

- ◆ Угольные композиционные резисторы ≈ 400 мкВ/°С
- ◆ Металлопленочные ≈ 20 мкВ/°С
- ◆ Манганиновые проволочные (EVENOHM) ≈ 2 мкВ/°С
- ◆ Компоненты RCD серии HP ≈ 0.05 мкВ/°С

Рис.10.3. Модель резисторов с термопарами.

Данные термопарные эффекты не важны на переменном токе или в приложениях, где резисторы находятся при одинаковой температуре, но если рассеивание тепловой энергии на резисторе или ориентация резистора по отношению к источникам тепла таковы, что один из его концов будет теплей, чем другой, то появится термопарная разность потенциалов, которая введет в схему сигнал ошибки постоянного тока. Например, использование обычного металлопленочного резистора с разностью температуры на концах в 1°С вызовет термо-эдс в 20 мкВ, которая достаточно велика при сравнении ее с входным напряжением смещения прецизионных ОУ, таких как OP177 или AD707 и она особенно заметна, если сравнивать с ОУ стабилизированными прерыванием.

На Рис.10.4 показано, как неверная ориентация резистора может привести к возникновению на нем термо-эдс. Вертикальное расположение резистора с целью экономии места на плате, неизбежно вызовет температурный градиент по его длине, особенно если резистор рассеивает значительную мощность. Расположение резистора параллельно печатной плате исключит эту проблему, если не будет воздушного потока параллельно его оси. Расположение оси резистора перпендикулярно воздушному потоку уменьшит ошибку, поскольку данный поток стремится выровнять температуру на его концах.

На Рис.10.5 показано, как ориентировать резистор на вертикально установленной печатной плате, когда конвекционный поток охлаждающего воздуха направлен вверх. И, опять, для того чтобы уменьшить температурный эффект, ось резисторов должна располагаться перпендикулярно к конвекционному потоку. Термопарный эффект резисторов для поверхностного монтажа обычно меньше чем резисторов с выводами для пайки, ввиду их малого размера и лучшего температурного контакта между концами.

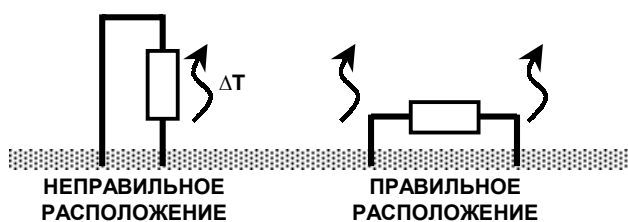


Рис.10.4. Ликвидация температурных градиентов минимизирует ошибки, связанные с термо-эдс.

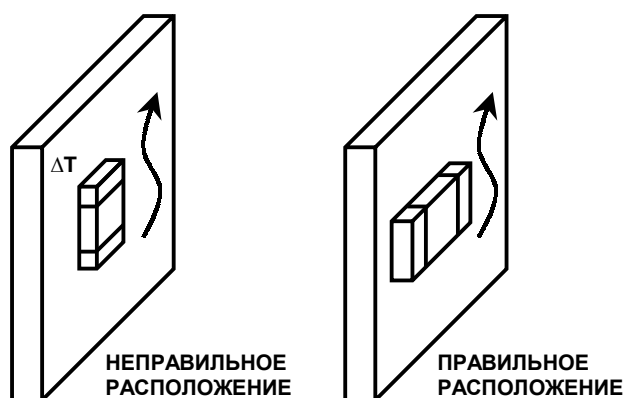


Рис.10.5. Правильная ориентация резисторов для поверхностного монтажа.

Простая схема, показанная на Рис.10.6, еще лучше иллюстрирует проблему, связанную с «паразитными» термопарами. Здесь имеется дистанционно расположенный измерительный мост, сигнал с которого поступает на инструментальный усилитель (ИУ), который на каждом из своих входов содержит токоограничивающие резисторы. Каждый резистор содержит четыре эквивалентных термопары: две – внутренние по отношению к резистору и две сформированы в месте подключения выводов резистора к медным проводникам. Следующая пара термопар формируется в месте подключения медных проводников к коваровым выводам инструментального усилителя. Переход медь/ковар имеет термо-эдс около 35 мкВ/°С. Большинство ИС в пластиковых корпусах используют медные выводы, контакт с которыми даст на порядок меньшую термо-эдс (например, ИУ AD620). Вдобавок, медный проводник имеет заметный температурный коэффициент сопротивления (ТКС медного проводника 30 калибра [0.25 мм] составляет около 0.385 %/°С), который может внести ошибку, если температура обоих проводников существенно отличается, или если они разной длины. Однако, в данном примере эта ошибка пренебрежимо мала из-за малого протекающего по этим проводникам токов.

Очевидно, что для сохранения точности на микровольтовом уровне, данная простая цепь должна иметь тщательно продуманную конструкцию, как в температурном отношении, так и в электрическом. Некоторые методы удачного конструирования включают в себя: минимизацию числа термопарных переходов, минимизацию температурных градиентов путем правильного расположения элементов или блокирования воздушного потока на критичные элементы, используя металлические или пластиковые экраны, минимизацию рассеиваемой мощности на чувствительных устройствах, правильный выбор прецизионных резисторов и согласование числа термопарных переходов в каждой из половин трассы дифференциального сигнала, и, если требуется, добавление «холостых» компонент. Розетки, соединители, переключатели или реле на пути критических сигналов могут внести нестабильные резистивные контакты и, в равной степени, неизвестные термопарные переходы, которые невозможно скомпенсировать для реализации требуемой точности, и их следует избегать.

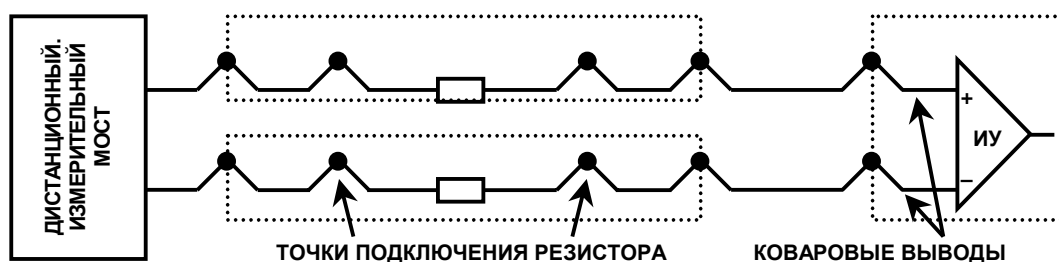


Рис.10.6. Паразитные термопары простой схемы.

Выполнение заземления в системах со смешанными сигналами

Уолт Кестер, Джеймс Брайнт

Современные системы обработки сигналов обычно требуют применения устройств, работающих со смешанными сигналами, таких как аналого-цифровые преобразователи (АЦП), цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), а также быстрые цифровые процессоры обработки сигналов (ЦПОС). Требования по обработке аналоговых сигналов, имеющих достаточно широкий динамический диапазон, повышают значение АЦП и ЦАП с высокими техническими характеристиками. Поддержание широкого динамического диапазона с низким уровнем шумов (и помех) в жестких условиях цифрового окружения в значительной мере зависит от использования правильных методов создания высокоскоростных цепей, включающих в себя правильную проводку сигнала, развязку и правильное выполнение заземления.

В прошлом «низкоскоростные системы высокой точности» рассматривались обычно отдельно от, так называемых, «высокоскоростных» систем. По отношению к АЦП и ЦАП частота выборки (или модификации выхода) обычно использовалась в качестве критерия для разделения систем по скорости. Однако, следующие два примера показывают, что на практике большинство современных ИС для обработки сигналов в действительности являются «высокоскоростными» и, поэтому их всегда следует рассматривать как таковые для того, чтобы сохранить их высокие эксплуатационные характеристики. Это справедливо для ЦПОС и в равной мере верно для АЦП и ЦАП.

Все АЦП со схемами выборки (АЦП, в составе которых имеется схема УВХ), используемые в приложениях обработки сигналов, работают с относительно высокими тактовыми частотами, с быстрыми временами нарастания и спада сигналов (обычно несколько нсек) и их следует рассматривать, как высокоскоростные устройства даже если их производительность оказывается невысокой. Например, 12-разрядный АЦП последовательного приближения AD7892 работает на внутренней тактовой частоте 8 МГц, в тоже время частота выборок его составляет только 600 КГц.

Сигма-дельта АЦП также требует высоких тактовых частот, исходя из высоких коэффициентов передискретизации. AD7722, 16-разрядный АЦП имеет частоту модификации выходных данных (эффективная частота выборки) 195 КГц, но на самом деле выборки входного сигнала производятся на частоте 12.5 МГц (64-кратная передискретизация). И даже АЦП высокого разрешения, так называемые «низкочастотные» сигма-дельта АЦП (имеющие производительность от 10 Гц до 7.5 КГц), работают на частоте тактовых сигналов 5 МГц и выше и дают разрешение до 24 разрядов (например, AD7730, AD7731). Для того, чтобы еще более усложнить вопрос, отметим, что ИС со смешанными сигналами имеют как аналоговые, так и цифровые порты, и вследствие этого происходит большая путаница по отношению методов корректного выполнения заземления. Разработчики аналоговых и цифровых схем стараются рассматривать такое устройство с различных точек зрения, и цель данного раздела состоит в том, чтобы разработать общую философию выполнения заземления, которая будет работать в большинстве устройств со смешанными сигналами, без необходимости знания подробностей структуры внутренних цепей.

Шины земли и питания

Для всех современных аналоговых цепей очень важно поддержание низкой величины импеданса шин цепей земли большой площади. Шина земли действует не только как путь возврата с низким импедансом для токов высокой частоты (вызванных быстрой цифровой логикой), она также уменьшает излучение электромагнитных/РЧ помех.

Вследствие экранирующего действия шины земли, влияние внешней электромагнитной/радиочастотной помехи также уменьшается.

Шины земли позволяют передавать высокоскоростные цифровые или аналоговые сигналы, используя технику линий передачи (микрострипы или полосковые линии), где требуется соблюдение точной величины импеданса.

Использование «отдельного проводника» в качестве «земли» абсолютно неприемлемо, вследствие того, что на эквивалентной частоте переключений (переходов) логических сигналов данный проводник имеет заметный импеданс. Например, провод 22 калибра (по AWG 22 калибр соответствует диаметру 0.65 мм) имеет индуктивность около 20 нГн/дюйм (7.9 нГн/см). Токи, созданные логическими сигналами и имеющие скорость нарастания 10 мА/нс, создадут нежелательное напряжение наводки 200 мВ на проводнике длиной в 1 дюйм (2.54 см):

$$\Delta v = L \frac{\Delta i}{\Delta t} = 20 \text{ нГн} \times \frac{10 \text{ ма}}{\text{нс}} = 200 \text{ мВ}$$

Для сигнала, имеющего диапазон 2 В от-пика-до-пика, это превращается в ошибку около 200 мВ, или 10% (точность ≈ 3.5 разряда). Даже в случае цифровой системы данная ошибка приведет к существенному уменьшению запаса помехоустойчивости.

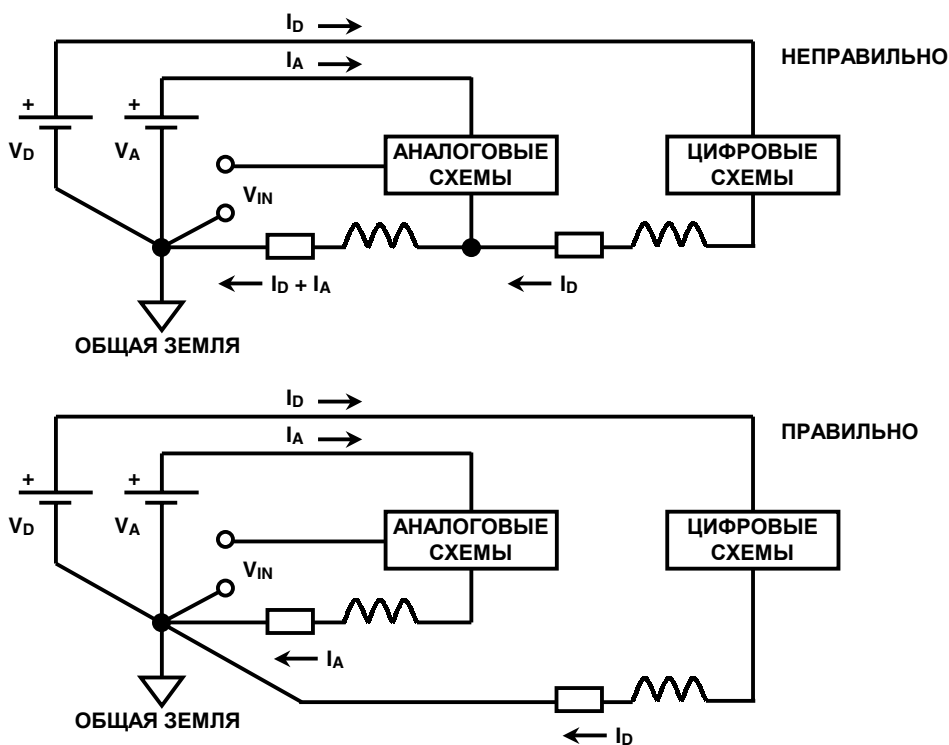


Рис.10.7. Цифровые токи, текущие в аналоговом проводнике возврата создают напряжения ошибки.

Рис.10.7 показывает ситуацию, когда цифровой ток возврата модулирует аналоговый ток возврата (верхний рисунок). Индуктивность и сопротивление земляного провода возврата разделяются (являются общими для) аналоговой и цифровой цепями, и это вызывает взаимодействие между токами, что приводит к ошибке. Возможное решение состоит в том, чтобы направить цифровой ток возврата непосредственно в общую точку, GND REF, как показано на нижнем рисунке.

Это является фундаментальной концепцией «звездообразного заземления» или заземления в одной точке. Применение одноточечного заземления в реальной системе, которая содержит много траекторий возврата разных частот сложно, поскольку физическая длина индивидуальных проводов токов возврата внесет паразитное сопротивление и индуктивность, которые могут затруднить получение низкого импеданса провода заземления для различных частот. На практике пути тока возврата должны состоять из шин земли большой площади с низким импедансом для токов высокой частоты. Если не использовать шины земли с низким импедансом (большой площади), то почти невозможно избежать разделяемого (общего) импеданса (для аналоговых и цифровых токов возврата), особенно на высоких частотах.

Выводы земли всех интегральных схем следует распаивать непосредственно на шину земли низкого импеданса, с тем чтобы уменьшить последовательные индуктивность и сопротивление. В высокоскоростных устройствах использование традиционных панелек (розеток) для интегральных схем не рекомендуется. Дополнительные индуктивность и емкость даже в случае «низкопрофильной» панельки могут существенно ухудшить работу устройства из-за введение нежелательных общих путей. Если все-таки панельки должны использоваться (для корпусов DIP) как, например, в разработках-прототипах то, лучше применять для этой цели специальные «штепсельные разъемы» или «наборные разъемы» версий, как с развязывающими конденсаторами, так и без них, рекомендуются (от «АМР» элемент № 5-330808-3 и 5-330808-6). Они имеют надежные золоченые пружинные контакты, которые обеспечивают хорошее электрическое и механическое соединение с ИС. Однако, многократная постановка/удаление ИС может ухудшить их работу.

Выводы питания следует развязывать непосредственно на земляную шину, используя низкоимпедансные конденсаторы для поверхностного монтажа. Если используются керамические конденсаторы с выводами, то их выводы должны быть минимальной длины, менее 1 мм. Керамические конденсаторы следует располагать настолько близко к выводам интегральной схемы, насколько это возможно. Для дополнительной развязки желательно также использовать ферритовые бусинки.

Двухсторонние и многослойные печатные платы

Каждая печатная плата системы должна содержать, по крайней мере, один слой, предназначенный для использования в качестве шины земли. В идеальном случае, двухсторонняя печатная плата должна иметь одну сторону, полностью занятой шиной земли, а другую – проводниками меж элементной связи. Однако, на практике, этого достичь невозможно. Поскольку некоторую часть поверхности земляной шины придется удалить, с тем, чтобы разместить сигнальные проводники и переходные элементы (с одной поверхности на другую). Тем не менее, для шины земли необходимо сохранить возможно большую площадь поверхности платы, по крайней мере, не менее 75% ее. После окончания первичной разводки слой «земли» следует тщательно проверить, с тем, чтобы получить полную гарантию того, что не осталось изолированных «островков» земли. Далее, шину земли необходимо проверить на наличие утонченных соединений между смежными поверхностями большей площади, которые могут значительно уменьшить эффект использования шины. Нет необходимости говорить о том, что методы авто-трассировки абсолютно неприемлемы для платы со смешанными сигналами, однако, если таковые используются, то настоятельно рекомендуется ручная доводка.

Системы с высокой плотностью упаковки и элементами поверхностного монтажа будут содержать большое число взаимных соединений; по этой причине для них предпочтительнее использовать многослойные печатные платы. Они позволяют занимать целый слой по шину земли.

Простая четырехслойная печатная плата будет иметь два внутренних слоя для размещения шины земли и шины питания, а два внешних слоя для выполнения межэлементных соединений поверхностных компонентов. Размещение шины питания и шины земли в смежных слоях дает дополнительную внутреннюю емкость, которая способствует высокочастотной развязке источника питания.

- ◆ Используйте шину земли большой площади (и шину питания) для создания низкого импеданса току возврата (следует использовать, по меньшей мере, двухстороннюю плату!)
- ◆ Двухсторонние платы:
 - ◆ избегайте высокой концентрации переходных элементов, которая уменьшает площадь шины земли
 - ◆ резервируйте более 75% поверхности печатной платы с одной стороны под шину земли
- ◆ Многослойные платы:
 - ◆ назначайте, по крайней мере, один слой под шину земли
 - ◆ назначайте, по крайней мере, один слой под шину питания
- ◆ Используйте, по меньшей мере, от 30% до 40% числа контактов разъема печатной платы под шину земли
- ◆ Следует продолжить шину земли на установочной плате (материнской плате) до источника питания

Рис.10.8. Наличие шин земли обязательно!

Многоплатные системы со смешанными сигналами

Наилучший способ минимизации импеданса шины земли в многоплатной системе состоит в том, чтобы использовать печатную «материнскую плату» в качестве установочной платы для организации соединения между первичными платами, обеспечивая, таким образом, непрерывность шины земли на самой установочной плате. Разъем печатной платы должен иметь, по меньшей мере, 30-40% своих контактов, соединенных с землей, и эти контакты следует подключить к шине земли материнской платы. Для выполнения полной схемы заземления системы существует две возможности:

1. Шину земли установочной платы можно подключить к земле шасси в нескольких точках, распределяя тем самым по земле токи возврата. Такой прием обычно называется «многоточечным» заземлением системы и показан на Рис.10.9.
2. Шину земли можно подключить к единственной точке системы «звездообразное заземление» (обычно эта точка располагается на источнике питания).

Первый способ наиболее часто используется в цифровых системах, но его можно использовать и в системах со смешанными сигналами при условии, если токи, направленные в землю от цифровых цепей, в достаточной степени распределяются по большой площади. Низкий импеданс шины земли поддерживается везде: на печатных платах, на установочной плате и, наконец, на шасси. Однако, очень важно чтобы был обеспечен надежный электрический контакт в местах подключения шины земли к металлическому шасси. Это требует применения саморезующих металлических винтов или специальных «острых» шайб. Особенное внимание следует уделить в случае, если в качестве материала шасси используется анодированный алюминий, поскольку его поверхность является изолятором.

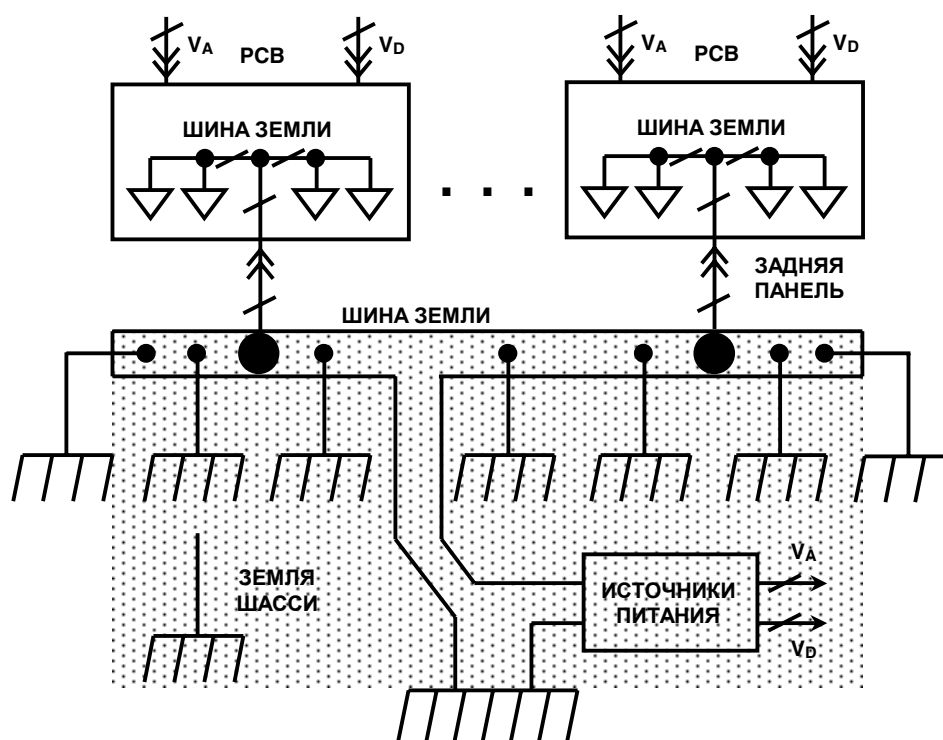


Рис.10.9. Концепция многоточечного заземления.

Второй метод («звездообразное заземление») часто используется в высокоскоростных системах со смешанными сигналами, имеющих отдельные аналоговую и цифровую земли, что подчеркивает важность хода дальнейшего обсуждения.

Разделение аналоговой и цифровой земли

В системах со смешанными сигналами и большим количеством цифровых цепей весьма желательно *физически* разделить чувствительные аналоговые цепи и шумящие цифровые компоненты. Возможно, будет правильным приемом использовать отдельные шины земли для аналоговых и цифровых цепей. Эти шины не должны перекрываться, для того чтобы минимизировать емкостную связь между ними. Раздельные аналоговая и цифровая шины земли продолжают на установочную плату, используя либо шины земли установочной платы, либо «заземляющие экраны», которые состояются из ряда проводниковых соединений между контактами земли разъема. Схема, показанная на Рис.10.10, показывает, что обе шины идут раздельно вплоть до общей точки системы, земли, расположенной обычно на источниках питания. Для минимизации сопротивления и индуктивности соединения между шинами земли, источниками питания и общей точкой следует выполнять магистраль из нескольких проводников или одного широкого проводника. Чтобы предотвратить случайное появление постоянного напряжения между двумя системами земли, когда платы вставляются или удаляются, на каждой печатной плате устанавливаются включенные встречно диоды Шоттки. Низкая емкость диодов Шоттки предотвратит связь между аналоговой и цифровой шинами земли. Однако, диоды начинают проводить при прямом напряжении приблизительно 300 мВ, таким образом, если полная разность напряжения от-пика-до-пика (сумма компонент переменного и постоянного токов) между обеими шинами земли превосходит эту величину, то следует последовательно подключить дополнительные диоды.

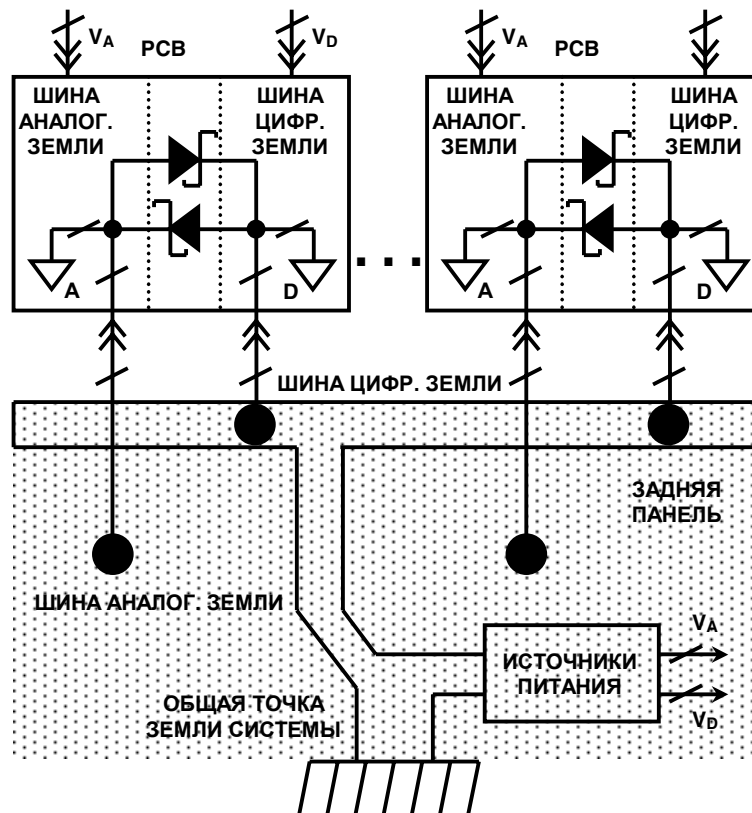


Рис.10.10. Разделение аналоговой и цифровой шин земли.

Выполнение заземления и развязки в ИС со смешанными сигналами

Чувствительные аналоговые компоненты, такие как усилители и опорные источники напряжения, всегда соединяются и развязываются на шину аналоговой земли. АЦП и ЦАП (и другие интегральные схемы со смешанными сигналами) следует рассматривать, как аналоговые компоненты и заземлять и развязывать их следует на шину аналоговой земли. На первый взгляд здесь существует некоторое противоречие, так как рассматриваемые конвертеры имеют аналоговый и цифровой интерфейсы и отдельные выводы земли, обозначаемые как *аналоговая земля (AGND)* и *цифровая земля (DGND)*. Схема, показанная на Рис.10.11, поможет объяснить это кажущееся противоречие.

Внутри микросхемы, которая содержит аналоговые и цифровые цепи, такой как АЦП или ЦАП, шины земли обычно идут отдельно для того, чтобы избежать передачи цифровых сигналов в аналоговые цепи. На Рис.10.11 показана упрощенная модель конвертера. Разработчик ИС ничего не может сделать с индуктивностью и сопротивлением проводников, связывающих контактные площадки кристалла с выводами микросхемы, кроме того, что он должен понимать, что они существуют. Быстрые перепады токов в цифровых схемах дадут напряжение в точке В, которое неизбежно передастся в аналоговую цепь через паразитную емкость C_{STRAY} . К тому же, неизбежно существует паразитная емкость между соседними выводами корпуса ИС приблизительно 0.2 пФ! Деятельность разработчика ИС состоит в том, чтобы заставить кристалл работать должным образом в данных условиях. Выводы *AGND* и *DGND* следует вместе подключить к шине *аналоговой* земли проводниками минимальной длины для того, чтобы устранить связь между ними.

Любой дополнительный импеданс в точке подключения $DGND$ вызовет большой шум в точке В; и он, в свою очередь, передается через паразитную емкость в аналоговую цепь. Отметим, что подключение $DGND$ к шине цифровой земли приложит напряжение V_{NOISE} между выводами $AGND$ и $DGND$ и приведет к катастрофическим последствиям!

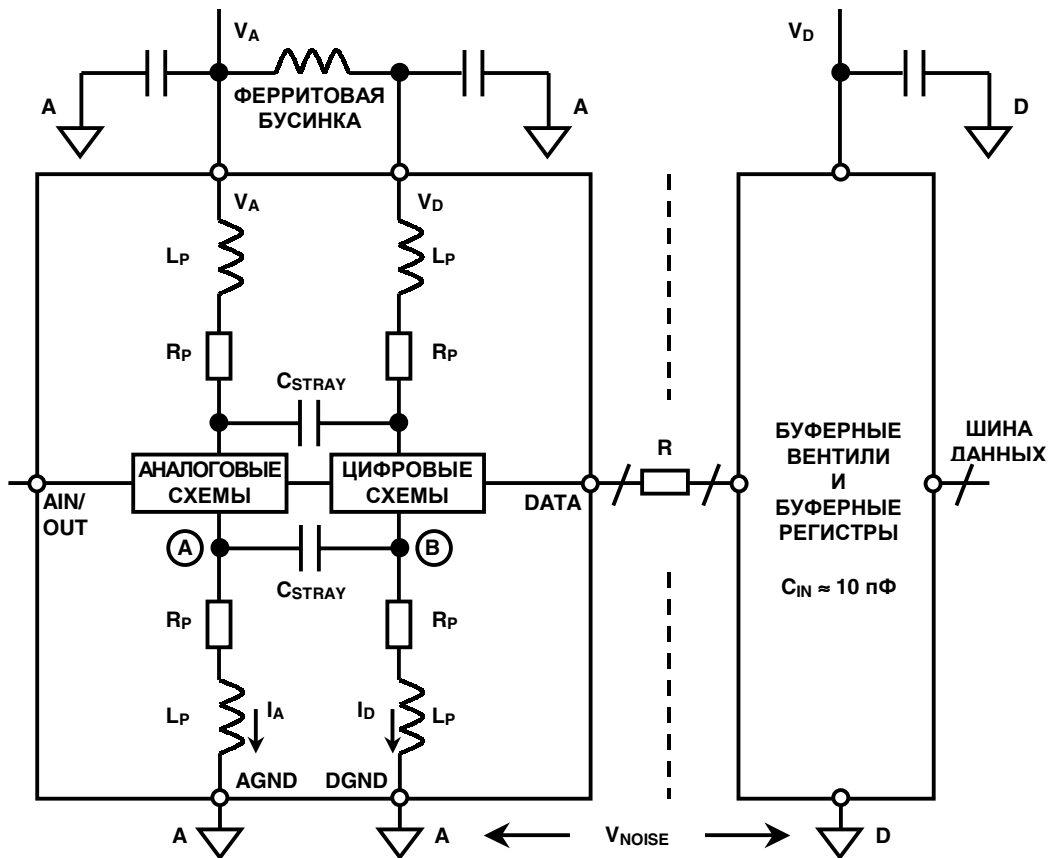


Рис.10.11. Правильное выполнение заземления ИС со смешанными сигналами.

Обозначение « $DGND$ » в интегральной схеме говорит только о том, что этот вывод соединяется с шиной цифровой земли внутри ИС. Это ни в коей мере не предполагает, что данный вывод необходимо подключать к шине цифровой земли системы.

Является истиной, что в данной схеме некоторое малое количество цифрового шума всегда вводится в шину аналоговой земли. Эти токи должны быть чрезвычайно малыми, их можно еще более минимизировать, гарантируя, что цифровые выходы преобразователя не будут управлять высокой нагрузкой (обычно они не могут этого делать по конструктивным соображениям). Минимизация нагрузки на выходе цифрового порта преобразователя приведет к тому, что логические переключения (переходы) конвертера будут относительно свободны от осцилляций и минимизируются токи переключения, уменьшая тем самым передачу помехи в аналоговый порт преобразователя.

Вывод цифрового питания (V_D) можно еще более изолировать от аналогового источника, устанавливая последовательно маленькую ферритовую бусинку, как показано на Рис.10.11. Внутренние цифровые токи конвертера будут замыкаться на землю через вывод (V_D) и развязывающий конденсатор (смонтированный в непосредственной близости к преобразователю) и не появятся во внешней цепи земли. Эти развязывающие конденсаторы должны быть керамическими с низкой индуктивностью, обычно от 0.01 мкФ до 0.1 мкФ.

Тщательное рассмотрение цифровых выходов АЦП

Для того чтобы изолировать цифровые линии конвертера от магистрали данных, установка буферного регистра между конвертером и цифровой магистралью всегда будет хорошим приемом (как показано на Рис.10.11). Регистр служит для минимизации нагрузки на цифровых выходах конвертера и также действует подобно экрану Фарадея между цифровыми выходами конвертера и магистралью данных. Даже если конвертеры имеют входы/выходы с третьим состоянием, использование изолирующего регистра все равно будет хорошей практикой.

Последовательные резисторы (обозначенные «R» на Рис.10.11) между выходом преобразователя и входами буферного регистра помогают уменьшить цифровые токи переключения, которые могут повлиять на работу преобразователя. Эти резисторы изолируют цифровой выход преобразователя от емкости входов буферного регистра. К тому же RC цепь, образованная последовательным резистором и входной емкостью буферного регистра, действует как низкочастотный фильтр, замедляющий быстрые фронты импульсов.

Типовой КМОП вентиль вместе с проводником печатной платы и переходным отверстием даст нагрузочную емкость приблизительно 10 пФ. Если не будет изолирующего резистора, то скорость нарастания логического сигнала 1 В/нс даст 10 мА динамического тока:

$$\Delta I = C \frac{\Delta v}{\Delta t} = 10 \text{ пФ} \times \frac{1 \text{ В}}{\text{нс}} = 10 \text{ мА}$$

Использование последовательных резисторов по 500Ω уменьшит этот выходной ток и увеличит время нарастания и спада приблизительно до 11 нс при работе на входную емкость регистра 10 пФ:

$$t_r = 2.2 \times \tau = 2.2 \times R \cdot C = 2.2 \times 500 \Omega \times 10 \text{ пФ} = 11 \text{ нс}$$

Следует избегать регистров TTL-типа, так как они, вследствие большой входной емкости, могут дать существенную добавку к токам динамического переключения. Буферный регистр и другие цифровые схемы следует заземлять и развязывать на шину цифровой земли печатной платы. Заметим, что наличие любого шума между аналоговой и цифровой шинами земли уменьшает запас помехоустойчивости данного цифрового интерфейса конвертера. Но это не имеет особого значения, так как устойчивость цифровых схем к шуму составляет сотни или даже тысячи милливольт. Шина аналоговой земли обычно не содержит большого количества шумов, но если шум на шине цифровой земли (относительно шины аналоговой земли) превышает несколько сотен милливольт, то тогда следует предпринять шаги для уменьшения импеданса шины цифровой земли, поддержав тем самым запас помехоустойчивости на приемлемом уровне.

Крайне желательно разделить источники питания аналоговой и цифровой цепей. Аналоговый источник питания следует использовать для питания конвертера. Если конвертер имеет вывод, обозначенный как цифровое питание (V_D), то его следует питать либо от отдельного источника аналогового питания, или фильтровать, как показано на рисунке. Все выводы питания конвертера следует развязывать на шину аналоговой земли, а все выводы питания логики, следует развязывать на шину цифровой земли, как показано на Рис.10.12. Если цифровой источник питания относительно спокоен (содержит мало шумов), возможно, использовать его также, как для питания аналоговых цепей, но с особой осторожностью.

В некоторых случаях может быть невозможным подключение вывода V_D к аналоговому источнику питания. Например, некоторые из последних изделий (высокоскоростные ИС) могут требовать для питания аналоговых схем напряжения $+5В$, а для питания цифрового интерфейса $+3В$, с тем, чтобы их удобно было связывать с 3-вольтовой логикой. В этом случае вывод $+3В$ ИС следует развязывать непосредственно на шину аналоговой земли. Также очень желательно установить ферритовую бусинку последовательно в проводник питания, который подключает вывод микросхемы к $+3В$ цифрового источника питания.

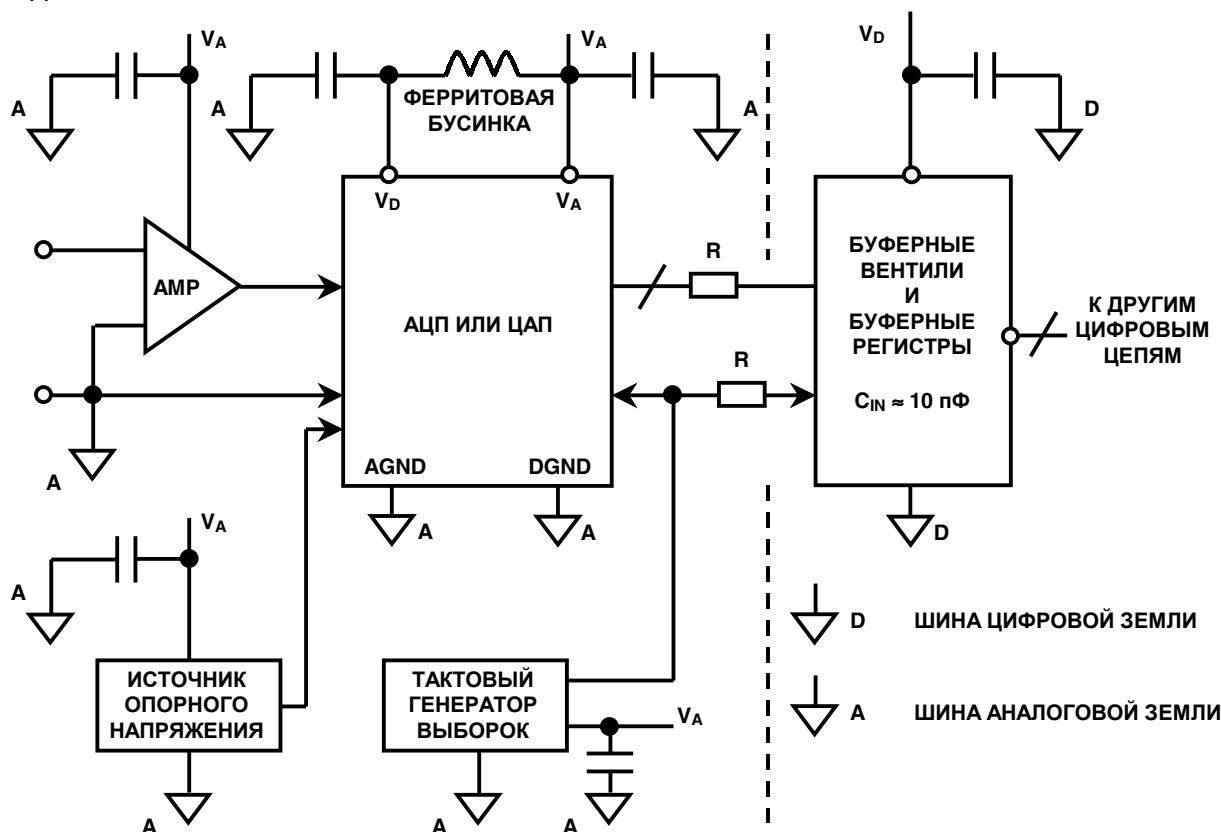


Рис.10.12. Точки подключения заземления и развязки.

Цепь тактового генератора следует рассматривать как аналоговую цепь и ее следует заземлять и развязывать на шину аналоговой земли. Наличие фазового шума на тактовых импульсах приведет к ухудшению отношения сигнал/шум в системе.

Источники путаницы в выполнении заземления устройств со смешанными сигналами: приложение концепции выполнения заземления на одной плате к многослойным системам

Технические описания большинства АЦП, ЦАП и других устройств со смешанными сигналами обсуждают выполнение заземления с учетом единственной платы, обычно оценочной (эволюционной) платы самого поставщика. Такой прием становится источником путаницы, когда пытаются распространить эти принципы на многослойные системы или на систему с несколькими АЦП/ЦАП. Рекомендация (в случае одной платы) обычно состоит в том, чтобы разделить шины земли печатной платы на аналоговую и цифровую.

Далее рекомендуется, чтобы выводы *AGND* и *DGND* преобразователя вместе подавались на аналоговую шину, и чтобы шина цифровой земли подключалась к той же самой точке. Этот прием создает систему «звездообразного» заземления устройства со смешанными сигналами. Данный метод будет работать в простой системе с одной печатной платой или с одним АЦП/ЦАП, но он не оптимален в многоплатных системах со смешанными сигналами. В системах имеющих несколько АЦП или ЦАП на разных платах (или на одной плате) шины аналоговой и цифровой земли (благодаря выполнению рекомендации) окажутся соединенными в нескольких точках, что образует отдельные замкнутые контуры земли и не позволит создать одноточечную «звездообразную» систему заземления. Такие контуры земли могут также иметь место, если на одной печатной плате будет установлено более одного устройства со смешанными сигналами. По этой причине данный метод заземления не рекомендуется для многоплатных систем и следует использовать метод, обсужденный ранее.

Рассмотрение тактового генератора выборок

В высококачественных системах с выборками данных следует использовать кварцевый резонатор с низкими фазовыми шумами для получения тактовой частоты выборки АЦП (или ЦАП), поскольку дрожание фазы тактового генератора модулирует аналоговый входной/выходной сигнал и увеличивает нижний предел шумов и искажений. Тактовый генератор выборок следует изолировать от шумящих цифровых цепей и его следует заземлять и развязывать на шину аналоговой земли, также как в случае ОУ или АЦП. Влияние дрожания фазы частоты выборок на отношение сигнал/шум (С/Ш) АЦП выражается равенством:

$$C / Ш = 20 \cdot \log_{10} \left[\frac{1}{2\pi f t_j} \right]$$

где С/Ш – является отношением С/Ш идеального АЦП с бесконечным разрешением, у которого единственным источником шума является шум, вызванный среднеквадратичной величиной дрожания фазы тактовых выборок, t_j . Отметим, что (f) в вышеприведенном равенстве является входной частотой аналогового сигнала. В этом простом примере, если положить $t_j = 50$ пс действующих, $f = 100$ КГц, то С/Ш = 90 дБ, что эквивалентно динамическому диапазону в 15 разрядов.

Следует отметить, что t_j , в приведенном примере, берется в квадратурах от величин дрожания внешней тактовой частоты и внутренней тактовой частоты АЦП (называемой апертурным дрожанием). Однако, для большинства высококачественных АЦП внутреннее (апертурное) дрожание пренебрежимо мало по сравнению с внешним.

Так как ухудшение отношения С/Ш происходит в основном благодаря дрожанию внешней тактовой частоты, следует предпринять шаги, с тем чтобы фаза частоты выборки имела минимально возможные шумы и минимально возможную величину дрожания. Это требует использования кварцевого резонатора. Существует несколько поставщиков миниатюрных кварцевых резонаторов с низкой величиной дрожания фазы (менее 5 пс в действующих значениях) и совместимых с КМОП логикой. (напр., фирмы MF Electronics, 10 Commerce Dr., New Rochelle, NY 1081, Tel 914-576-6570.)

В идеальном случае, генератор тактовых выборок должен подключаться к шине аналоговой земли в системе с разделенными шинами земли. Однако это не всегда возможно, вследствие некоторых системных ограничений. Во многих случаях частоты выборок получают из более высокой частоты многофункционального системного генератора, который работает относительно шины цифровой земли.

Таким образом, сигналы генератора необходимо передавать от шины цифровой земли на АЦП, подключенный к шине аналоговой земли. Шумовое напряжение, существующее между этими двумя шинами земли, добавится непосредственно к тактовому сигналу и даст избыточное его дрожание. Дрожание ухудшит отношение сигнал/шум, а также даст дополнительные нежелательные гармоники. Это можно компенсировать, отчасти, как показано на Рис.10.13, передавая тактовой сигнал выборки как дифференциальный посредством малогабаритного радиочастотного трансформатора, либо с помощью высокоскоростных дифференциальных ИС передатчика и приемника. Если используется активные дифференциальный передатчик и приемник, то они должны быть ЭСЛ-типа для минимизации дрожания фазы. В системе с одним источником питания +5В ЭСЛ-логику можно подключить между землей и +5В (ПЭСЛ) и выходы переменного тока подключить ко входам выборок АЦП. В любом случае первичный тактовый сигнал системы следует получать от кварцевого резонатора с низким фазовым шумом.

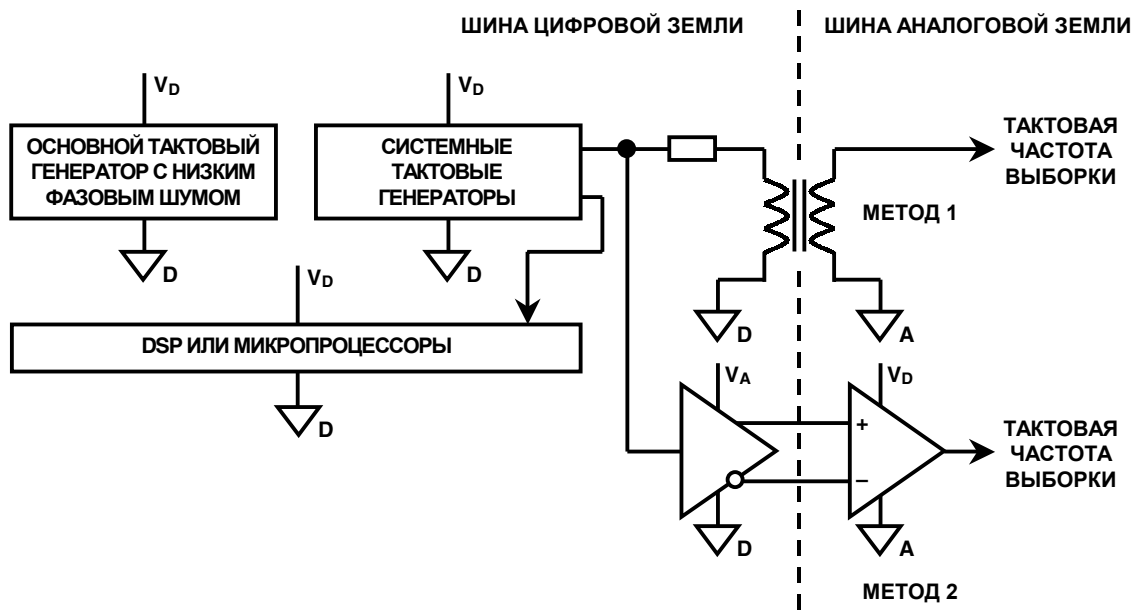


Рис.10.13. Способы передачи тактовых сигналов выборки между шинами цифровой и аналоговой земли.

Указания по выполнению топологии некоторых печатных плат для систем со смешанными сигналами

Очевидно, что шум можно уменьшить, уделяя внимание конструкции и топологии системы и предотвращая взаимное влияние различных сигналов друг на друга. Аналоговые сигналы высокого уровня следует отделять от аналоговых сигналов низкого уровня, и оба типа этих сигналов следует проводить как можно дальше от цифровых сигналов. Как уже было показано, в системах выборки и реконструкции сигналов тактовые сигналы выборки (являющиеся цифровыми сигналами) уязвимы по отношению к шумам, подобно аналоговым сигналам, но они также склонны вызывать шум подобно цифровым сигналам, и поэтому их следует изолировать как от аналоговой, так и от цифровой системы.

Шина земли может действовать как экран в месте прохождения чувствительных сигналов. На Рис.10.14 показано удачная конструкция платы сбора данных, где все чувствительные области изолированы друг от друга и траектории сигналов имеют минимальную длину. Эти принципы справедливы для многих конструкций.

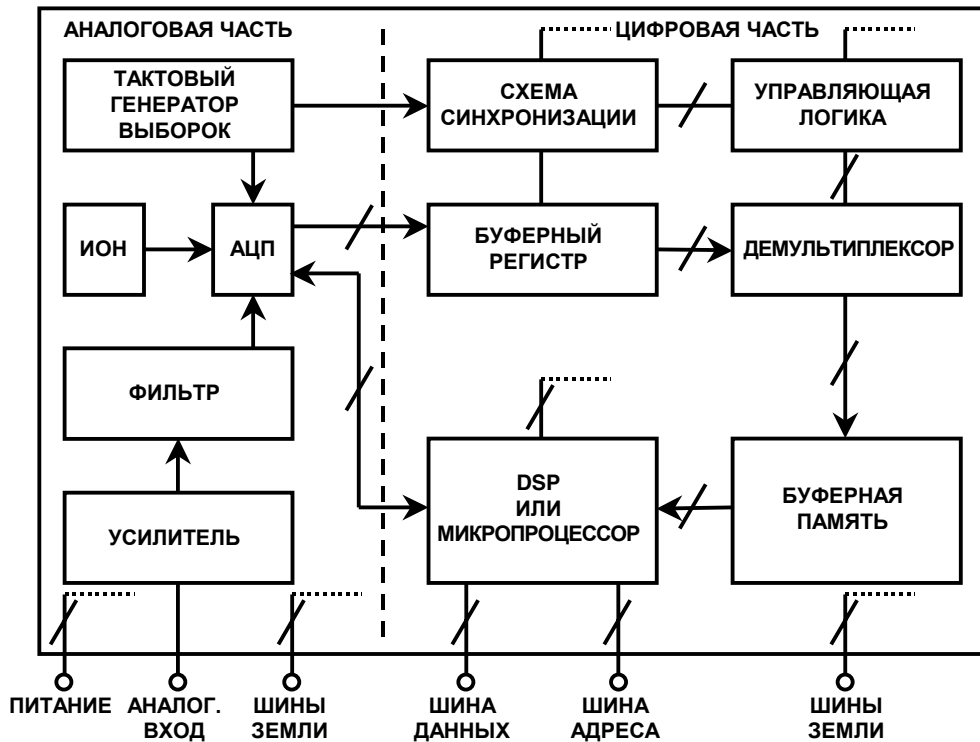


Рис.10.14. На печатной плате следует разделять аналоговые и цифровые участки схемы.

Существует ряд важных точек, на которые следует обращать особое внимание при выполнении подключения сигналов и питания. Прежде всего, разъем, который является одним из таких мест в системе, где все сигнальные проводники проходят параллельно – поэтому чрезвычайно важно для уменьшения связей между ними разделить проводники с помощью контактов с потенциалом земли (создающих экран Фарадея). Существование нескольких контактов земли важно и по другой причине: они понижают импеданс шины земли в точке подключения печатной платы к установочной. Контактное сопротивление одного контакта разъема печатной платы очень низко (порядка 10 мΩ), когда плата новая; но по мере старения платы контактное сопротивление, с большой вероятностью, возрастет, при этом, эксплуатационные характеристики платы ухудшатся. Именно по этому стоит занимать дополнительные контакты разъема печатной платы для подключения земли (возможно 30-40% всех контактов разъема печатной платы должны быть отведены для этого). По той же самой причине следует отвести несколько контактов для подключения каждого источника питания, хотя нет необходимости, чтобы число контактов было таким же, как и для подключения земли.

Поставщики высококачественных ИС со смешанными сигналами, как Analog Devices, предлагают оценочные (макетные) платы для того, чтобы помочь заказчику в его первичных исследованиях и дать пример правильной конструкции. Оценочные (макетные) платы АЦП обычно содержат на плате генератор тактовых выборок с низким дрожанием, выходные регистры и соответствующие разъемы подачи питания и сигналов. Они также могут содержать дополнительные цепи, как входные буферные усилители для АЦП и внешний источник опорного напряжения. Конструкция оценочной (макетной) платы оптимизирована с точки зрения выполнения заземления, развязки и проводки сигналов, и она может использоваться в качестве образца при разработке печатной платы конечной системы. Реальная топология может также быть получена от поставщика в форме компьютерных САД-файлов (Герберовских файлов).

Уменьшение шума источника питания и фильтрация

Уолт Юнг, Уолт Кестер, Билл Честнат

Традиционно прецизионные аналоговые схемы питаются от линейных источников питания с хорошей стабилизацией и низкими шумами. Однако, в течении последних 10 лет для питания электронных систем стали наиболее часто применяться коммутационные источники питания. Как следствие, они стали также использоваться в качестве аналоговых источников питания. Положительные качества, обуславливающие их популярность, состоят в их очень высоком коэффициенте полезного действия, низкой рабочей температуре, малых размерах и малом весе. Несмотря на эти преимущества, коммутационные источники питания в действительности имеют существенные недостатки, причем, наиболее заметным недостатком является их высокий выходной шум. Этот шум лежит в широком диапазоне частот, порождая как наведенные, так и излучаемые помехи, а также нежелательные электрическое и магнитное поля. Шум выходного напряжения коммутационных источников является напряжением импульсных помех малой длительности. Хотя основная частота коммутации находится в диапазоне от 20 КГц до 1 МГц, импульсные помехи могут содержать частотные компоненты, простирающиеся до 100 МГц и выше. Общей практикой поставщика является спецификация коммутационных источников питания в значениях среднеквадратичной величины шума. В то время, как пользователь должен также специфицировать источники по амплитудным (от пика до пика) величинам коммутационных выбросов на нагрузку.

В этом разделе обсуждаются методы фильтрации для компенсации выхода коммутационного стабилизатора, который после этого будет годен для питания *аналоговых цепей*, который будет достаточно статичным с относительно малыми потерями конечного напряжения постоянного тока. Представленные решения для фильтров обычно приложимы ко всем источникам питания других типов, включающих в свою схему коммутационные элементы. Они включают в себя различные DC-DC-конвертеры и также популярные сейчас источники питания РС-типа.

Для понимания влияния шума источника питания на аналоговые цепи и системы необходимо иметь представление о процессе образования электромагнитной помехи. При обращении к любой проблеме, связанной с помехами, следует иметь в виду ее: *источник, путь (среда передачи) и приемник* [1]. Соответственно, существует три метода борьбы с помехами. Первый, источник излучения можно ослабить путем создания правильной конструкции (топологии) печатной платы, управления/увеличения фронтов импульса, фильтрацией и правильным выполнением заземления. Второй, участки с излучением следует уменьшить путем экранирования и физического отделения их от других частей схемы. Третий, устойчивость приемника к помехе можно улучшить путем фильтрации на линиях питания и сигнала, контроля уровня импеданса, балансировки импеданса и использования дифференциальных методов для режекции нежелательных синфазных сигналов. В этом разделе уделяется внимание уменьшению шума коммутационного источника питания с помощью внешней пост-фильтрации.

- ◆ Конденсаторы
- ◆ Катушки индуктивности
- ◆ Ферриты
- ◆ Резисторы
- ◆ Линейная пост-стабилизация
- ◆ Правильные методы конструирования и выполнения заземления
- ◆ Физическое отделение от чувствительных аналоговых цепей !!

Рис.10.15. Средства уменьшения шума коммутационных стабилизаторов.

Средства годные для противодействия коммутационному шуму высокой частоты приводятся на Рис.10.15. Они разнятся по электрическим характеристикам, а также по способу применения и перечислены в порядке приоритета. Из этих средств, L и C являются наиболее мощными фильтрующими элементами, они наименее затратные и в то же время малы по габаритам.

Вероятно, одним из наиболее важных компонентов фильтра для коммутационных источников питания (стабилизаторов) являются *конденсаторы*. Существует много различных типов конденсаторов и понимание их индивидуальных характеристик абсолютно необходимо при разработке эффективных фильтров питания. Существует три класса конденсаторов работающих в фильтрах (10 КГц-100 МГц), разделяемых, обычно, по типу используемого в них диэлектрика; *электролитические* (с органическим диэлектриком), *пленочные* и *керамические*. Их, в свою очередь, можно и далее подразделять. Краткие характеристики конденсаторов показаны на Рис.10.16.

	Алюминиевые электролитические (общего назначения)	Алюминиевые электролитические (коммутационные)	Танталовые электролитические	Электролитические (OS-CON)	Полиэстеровые (пакетные пленочные)	Керамические (многослойные)
Емкость	100 мкФ	120мкФ	120мкФ	100мкФ	1мкФ	0.1мкФ
Предельное напряжение	25В	25В	20В	20В	400В	50В
Эквивалентное последовательное сопротивление (ESR)	0.6Ω @ 100КГц	0.18Ω @ 100КГц	0.12Ω @ 100КГц	0.02Ω @ 100КГц	0.11Ω @ 1МГц	0.12Ω @ 1МГц
Рабочая частота (*)	100КГц	500КГц	1МГц	1МГц	10МГц	1ГГц

(*) – верхняя предельная частота в большой степени зависит от величины емкости и типа корпуса

Рис.10.16. Типы конденсаторов.

Какого бы типа ни был диэлектрик, основным потенциальным элементом потерь фильтра будет эквивалентное последовательное сопротивление (ESR), паразитное сопротивление в цепи конденсатора. ESR устанавливает предел работы фильтра и требует более детального обсуждения, поскольку оно может меняться для некоторых типов не только от частоты, но и от температуры. Другим источником потерь конденсатора является эквивалентная последовательная индуктивность (ESL). ESL определяет частоту, на которой характеристический импеданс конденсатора переходит от емкостного к индуктивному. Эта частота меняется от 10 КГц для некоторых типов электролитических конденсаторов до 100 МГц и более для микро-керамических конденсаторов. Как ESR, так и ESL принимают минимальное значение в варианте исполнения без выводов. Все упомянутые выше конденсаторы поставляются в корпусах для поверхностного монтажа, использование которых предпочтительно на высоких частотах. Семейство *электролитических* конденсаторов предоставляет прекрасные недорогие компоненты для низкочастотных фильтров, вследствие широкого набора их величин, высокой удельной емкости и широкого диапазона рабочих напряжений.

Оно включает в себя *алюминиевые электролитические конденсаторы общего назначения* с рабочими напряжениями от 10 В до 500 В и с емкостью от 1 до нескольких тысяч мкФ (пропорциональной размеру корпуса). Все электролитические конденсаторы полярные, и, таким образом, не могут выдерживать обратное напряжение более 1 В или около того без опасности повреждения. Они также имеют относительно высокие токи утечки (до десятков мкА, в большой степени, зависящие от конструктивных особенностей).

Подкласс семейства электролитических конденсаторов общего назначения включает в себя *танталовые конденсаторы*, которые ограничиваются рабочими напряжениями в 100 В или менее, с емкостью до 500 мкФ /3/. При данных размерах, танталовые конденсаторы имеют более высокую удельную емкость, чем электролитические конденсаторы общего назначения и обладают более высоким температурным диапазоном и меньшей величиной ESR. Обычно они более дорогостоящие, чем стандартные электролитические конденсаторы, их следует с осторожностью использовать в цепях с пульсирующими и импульсными токами.

Коммутационные электролитические конденсаторы входят в подкласс алюминиевых электролитических конденсаторов и предназначены для использования в цепях с высокими импульсными токами на частотах до нескольких сот КГц, обладают малыми потерями /4/. Конденсаторы этого типа успешно конкурируют с танталовыми в приложениях, связанных с высокочастотной фильтрацией, причем имеют преимущество в более широком наборе величин.

Более специализированный высококачественный тип алюминиевых электролитических конденсаторов использует органический полупроводниковый электролит /5/. Эти конденсаторы типа «OS-CON» имеют заметно меньшую величину ESR и более высокий частотный диапазон, чем другие типы электролитических конденсаторов, причем имеют слабую деградация ESR при низкой температуре.

Пленочные конденсаторы имеют очень широкий набор величин и типов применяемого диэлектрика, включая полиэстер, поликарбонат, полипропилен и полистирен. В следствие низкой величины диэлектрической проницаемости пленочных конденсаторов, их удельная емкость достаточно низка, например, полиэстеровый конденсатор 10 мкФ/50 В реально имеет размеры человеческой руки. Металлизированные электроды этих конденсаторов (в противоположность фольговым) несколько уменьшают их размеры, но обладая наибольшей величиной диэлектрической проницаемости (в своем классе), пленочные конденсаторы (полиэстеровые, поликарбонатные) все же имеют существенно большие размеры, чем электролитические конденсаторы, даже если они используют самые тонкие пленки при минимальных рабочих напряжениях (50 В). То же, в чем пленочные конденсаторы имеют превосходство - их минимальные диэлектрические потери - фактор, который может и не быть на практике преимуществом при фильтрации коммутационных помех. Например, для пленочных конденсаторов величина ESR может составлять 10 мΩ или менее, и поэтому они обладают весьма высокой добротностью. На практике это может привести к проблемам паразитных резонансов фильтра, требующих применения дополнительных демпфирующих компонент.

Пленочные конденсаторы, использующие свернутые (в цилиндр) обкладки обладают индуктивностью, она может ограничить их эффективность в приложениях высокочастотной фильтрации. Очевидно, что только безиндуктивные пленочные конденсаторы годятся для использования в фильтрах стабилизаторов коммутационного типа. *Пакетные пленочные конденсаторы* являются особым типом неиндуктивных конденсаторов, в которых пластины нарезаются в виде маленьких листовых секций. Таким же способом получают низкоиндуктивные конденсаторы со стандартными выводами /4, 5, 6/. Очевидно, что для большей эффективности на высокой частоте следует использовать конденсаторы с выводами минимальной длины.

Существуют поликарбонатные пленочные конденсаторы, рассчитанные на очень высокие токи, предназначенные специально для работы в коммутационных источниках питания /7/.

Пленочные конденсаторы, в зависимости от их электрической емкости и физических размеров, могут использоваться на частотах существенно выше 10 МГц. Для более высоких частот следует рассматривать только пакетные пленочные конденсаторы. Некоторые поставщики выпускают в настоящее время пленочные конденсаторы в корпусах для поверхностного монтажа, у которых отсутствуют индуктивности выводов.

Керамические конденсаторы выбираются для работы на частотах выше нескольких МГц, благодаря их малым размерам, низким потерям и диапазону емкостей (до нескольких мкФ) в варианте с высокой диэлектрической проницаемостью (X7R, Z5U) с предельными напряжениями до 200 В [раздел "Семейство керамических конденсаторов" /3/]. Конденсаторы типа NPO (называемые также COG) используют диэлектрик с меньшей диэлектрической проницаемостью и имеют нулевой температурный коэффициент, с малой зависимостью от напряжения (в противоположность менее стабильным типам с высокой диэлектрической проницаемостью). Конденсаторы типа NPO ограничиваются величинами 0.1 мкФ или менее, причем величина 0.01 мкФ представляет практически верхний предел.

Многослойные керамические «микро-керамические» конденсаторы очень популярны для блокировки/фильтрации на частоте 10 МГц или выше, просто потому, что их сверх низкая индуктивность позволяет почти оптимально блокировать радиочастоту. Микро-керамические конденсаторы малых величин имеют диапазон рабочих частот до 1 ГГц. Для высокочастотных приложений правильный выбор будет таким, который гарантирует, что частота собственного резонанса конденсатора будет выше верхней (пропускаемой) частоты.

Все конденсаторы обладают некоторой конечной величиной ESR. В некоторых случаях ESR, являясь демпферным элементом, может помочь в подавлении резонансных пиков фильтров. Например, для большинства электролитических конденсаторов можно наблюдать область последовательного резонанса в виде достаточно плоской кривой на графике зависимости импеданса от частоты. Это имеет место там, где $|Z|$ спадает до минимального уровня, фактически равного ESR конденсатора на данной частоте. Этот резонанс с низкой добротностью обычно перекрывает относительно большой диапазон частот (несколько октав). В противоположность очень узкому резонансу с высокой добротностью для керамических и пленочных конденсаторов. Низкая добротность электролитических конденсаторов может оказаться полезной при подавлении резонансных пиков.

Для большинства электролитических конденсаторов величина ESR заметно деградирует при низких температурах, приблизительно в 4-6 раз при -55°C по сравнению с комнатной температурой. В приложениях, в которых ESR важна для работы, это может создать проблемы. Для некоторых специальных типов электролитических конденсаторов эта проблема решена, например, конденсаторы коммутационные типа (HFQ) дают изменение величины ESR на 100 КГц при изменении температуры от -10°C до комнатной не более, чем в 2 раза. Электролитические конденсаторы типа OS-CON обладают относительно плоской зависимостью величины ESR от температуры.

Как уже отмечалось, все реальные конденсаторы имеют паразитные элементы, которые ограничивают их рабочие характеристики. Эквивалентная электрическая цепь, представляющая модель реального конденсатора, содержит ESR, ESL, основную емкость конденсатора и некоторый шунтирующий резистор (см. Рис.10.17). В таком реальном конденсаторе на низких частотах импеданс цепи почти полностью емкостной. На средних частотах импеданс цепи определяется величиной ESR, например, от 0.12Ω до 0.4Ω на 120 КГц для некоторых типов конденсаторов.

Выше 1 МГц данные типы конденсаторов имеют индуктивную реакцию, причем доминирующей является ESL. Все электролитические конденсаторы дают кривые импеданса, в общем случае, подобные кривой, изображенной на Рис.10.18. Величина минимального импеданса будет меняться с изменением величины ESR, а индуктивная область будет меняться с изменением ESL (которая в свою очередь существенно зависит от типа корпуса).

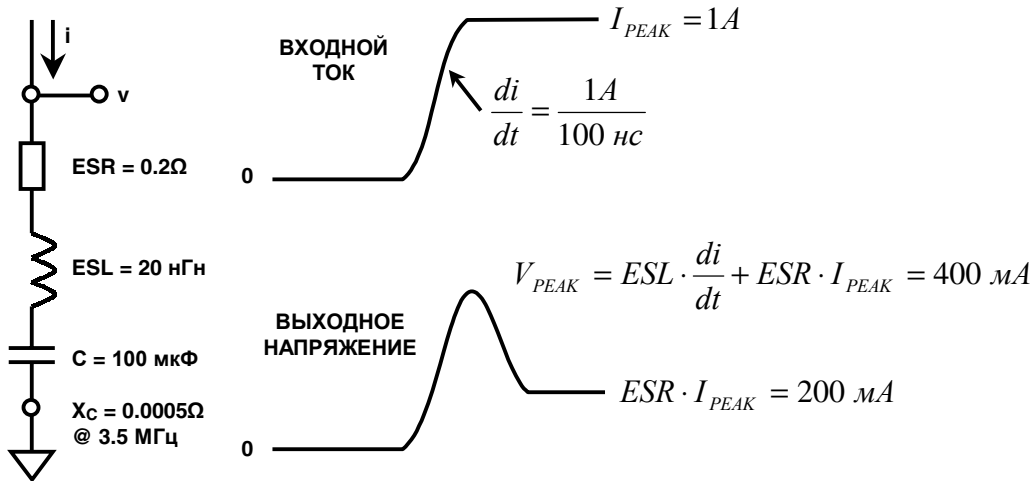


Рис.10.17. Эквивалентная схема конденсатора и его импульсный отклик.

Относительно индуктивности, ферриты (непроводящие керамические материалы, изготовленные из окислов никеля, цинка, марганца или других соединений) чрезвычайно важны для фильтров источников питания /9/. На низких частотах (менее 100 КГц) ферриты (конечно, с катушкой) представляют собой индуктивность; таким образом, они используются в низкочастотных LC-фильтрах. Выше 100 КГц реакция ферритов становится резистивной, что является важной характеристикой при разработке высокочастотного фильтра. Импеданс феррита является функцией материала, рабочего диапазона частот, смещающего постоянного тока, числа витков, размера, формы и температуры. На Рис.10.19 показан ряд характеристик феррита, а на Рис.10.20 характеристики импеданса для некоторых ферритовых бусинок производства фирмы Fair-Rite (<http://www.fair-rite.com>).

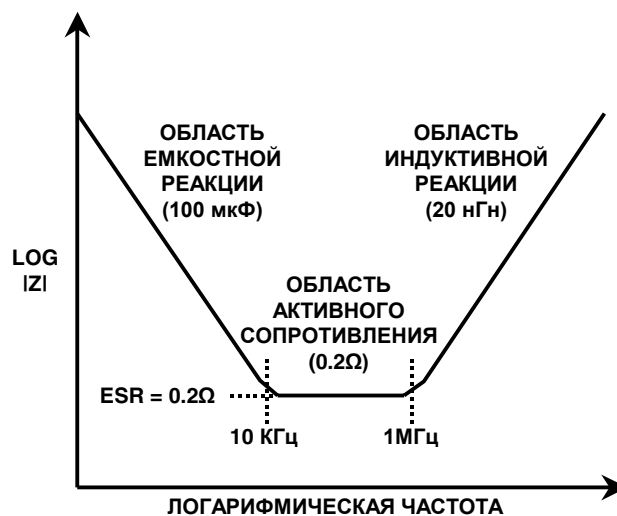


Рис.10.18. Зависимость импеданса электролитического конденсатора от частоты.

- ◆ Ферриты применяются для частот выше 25 КГц
- ◆ Доступны ферриты разных размеров и форм, включая дроссели в форме резисторов
- ◆ Импеданс феррита на высоких частотах в основном резистивный – идеален для фильтрации высоких частот
- ◆ Низкие потери на постоянном токе: сопротивление обмотки постоянному току очень низко
- ◆ Существуют версии ферритов с высоким током насыщения
- ◆ Выбор марки (типа) зависит от:
 - ◆ источника помехи и ее частоты
 - ◆ требуемого импеданса на частоте помехи
 - ◆ окружающей среды: температура, напряженность переменного и постоянного магнитного поля, размера/зазора
- ◆ Необходимо всегда проверять разработку !

Рис.10.19. Ферриты для высокочастотных фильтров.

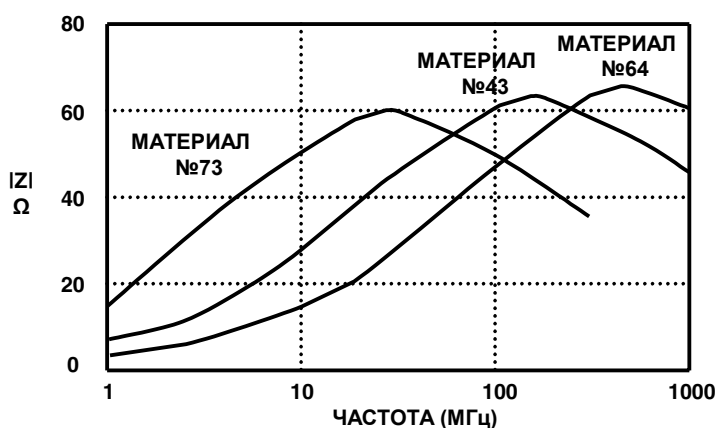


Рис.10.20. Импеданс ферритовых бусинок.

Различные поставщики ферритов предлагают широкий спектр ферритовых материалов на выбор, также как и множество видов исполнения конечных продуктов /10,11/. Ферритовая бусинка является простейшей формой материала и представляет собой ферритовый цилиндр, который просто надевается на вывод питания развязываемого каскада. Ферритовая бусинка с выводами является точно такой же бусинкой, только она предварительно смонтирована с отрезком провода и используется как компонент /11/. Более сложные бусинки используют ферритовый цилиндр с несколькими сквозными отверстиями для увеличения степени развязки. Существуют также ферритовые бусинки для поверхностного монтажа.

Существуют «PSpice» модели для материалов от Fair-Rite, которые позволяют оценить импеданс феррита /12/. Эти модели были разработаны для согласования с измеренными импедансами, а не с их теоретическими значениями.

Импеданс феррита зависит от ряда взаимосвязанных переменных и его трудно выразить аналитически, таким образом, правильный выбор материала не является простой задачей. Однако, знание следующих характеристик системы упростит процесс выбора материала. Первое, определите частотный диапазон шумов, которые будут отфильтровываться. Второе, следует выяснить ожидаемый температурный диапазон работы фильтра, поскольку импеданс феррита меняется в зависимости от температуры.

Третье, следует выяснить пиковое значение постоянного тока текущего через феррит для гарантии того, что феррит не войдет в насыщение. Хотя модели и другие аналитические средства могут оказаться полезными, основные положения, перечисленные выше, соединенные с экспериментами над реальными фильтрами, подключенными к выходу источника питания, с реальной нагрузкой приведут в конечном итоге к правильному выбору феррита.

Используя корректно выбранные компоненты, можно создать высокочастотные и низкочастотные фильтры для сглаживания выходного сигнала постоянного тока с помехами от коммутаторов для получения источника 5 В, годного для питания *аналоговых схем*. Практичнее всего выполнить это на двух каскадах (иногда и более), причем каждый каскад оптимизируется для своего диапазона частот. Основной каскад может использоваться для передачи всего постоянного тока нагрузки и фильтрации шума на уровне 60 дБ или более на частотах 1-10 МГц. Этот фильтр будет использоваться как *входной фильтр* всей печатной платы (карты) для широкополосной фильтрации всех напряжений входящих в карту.

Для обеспечения развязки на более высоких частотах, следует использовать более маленькие и более простые фильтры, располагаемые прямо на выводах питания индивидуальных элементов.

Эксперименты с коммутационным стабилизатором

Для того, чтобы лучше понять проблемы фильтрации коммутационных стабилизаторов был проведен ряд экспериментов с типовым устройством ADP1148, синхронным понижающим стабилизатором с входным напряжением 9 В и выходным 3.3 В/1 А. Кроме наблюдения типовых форм напряжения на входе и на выходе, цель этих экспериментов состояла в том, чтобы уменьшить пульсации выходного напряжения до величины менее 10мВ от-пика-до-пика, пригодной для питания большинства аналоговых цепей.

Измерения выполнялись с использованием широкополосного цифрового осциллографа «Tektronix» с входной полосой частот, ограниченной до 20 МГц, чтобы можно было более четко наблюдать пульсации, генерируемые коммутационными ключами стабилизатора. В системе, пульсации источника питания на частотах выше 20 МГц лучше всего фильтруются локально, т.е. на каждом выводе питания ИС с помощью низкоиндуктивных керамических конденсаторов и, возможно, последовательно включенной ферритовой бусинки.

Методика измерения важна при выполнении точных измерений пульсации. При измерениях использовался пассивный пробник «10X» с «байонетной» насадкой-адаптером, обеспечивающей подключение к шине земли по наиболее короткой траектории (см. Рис.10.21). Использование вывода от «зажима земли» на пробнике не рекомендуется при выполнении такого рода измерений, поскольку длинный вывод к точке подключения земли создает нежелательный индуктивный контур, который «подхватывает» высокочастотный коммутационный шум, искажая тем самым (до неузнаваемости) измеряемый сигнал.

Примечание: на электрической схеме практически невозможно показать правильно физическое выполнение заземления. На всех следующих далее схемах соединение с землей выполняется, на самом деле, как соединение к земляной шине, используя возможно более короткий путь, в независимости от того, каким образом эти подключения показаны на схеме электрической принципиальной.

Схема понижающего стабилизатора на ADP1148 (9 В на 3.3 В/1 А) показана на Рис.10.22. Форма выходного напряжения стабилизатора ADP1148 показана на Рис.10.23.

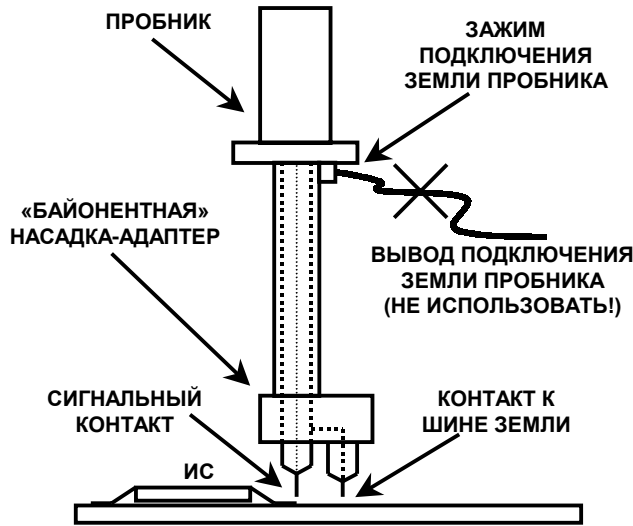


Рис.10.21. Правильная методика измерения.

Основная частота коммутации составляет около 150 КГц, а выходные пульсации около 40 мВ. Добавление выходного фильтра, состоящего из катушки индуктивности (50 мГн) и танталового конденсатора с выводами (100 мкФ) уменьшили пульсации до 3 мВ.

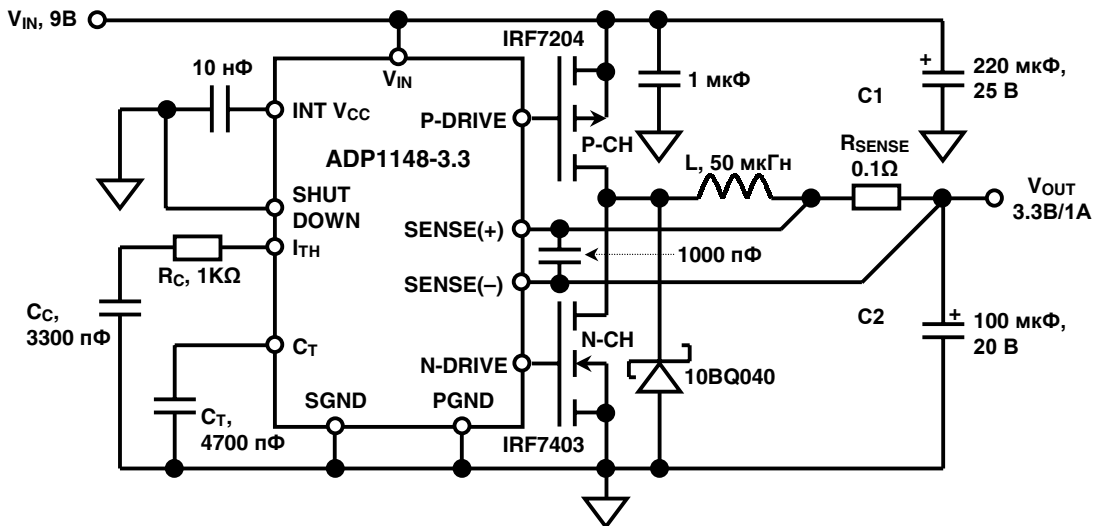


Рис.10.22. Схема стабилизатора с понижением напряжения на ADP1148.

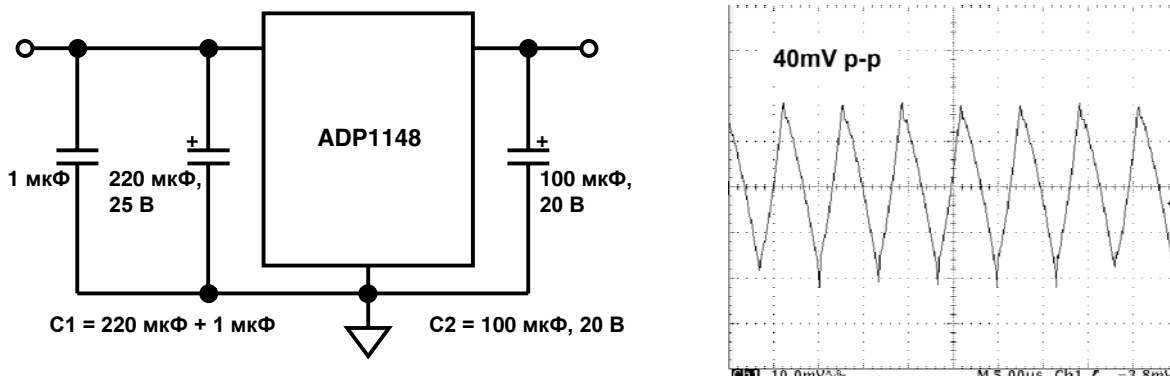


Рис.10.23. Форма выходного напряжения на ADP1148.

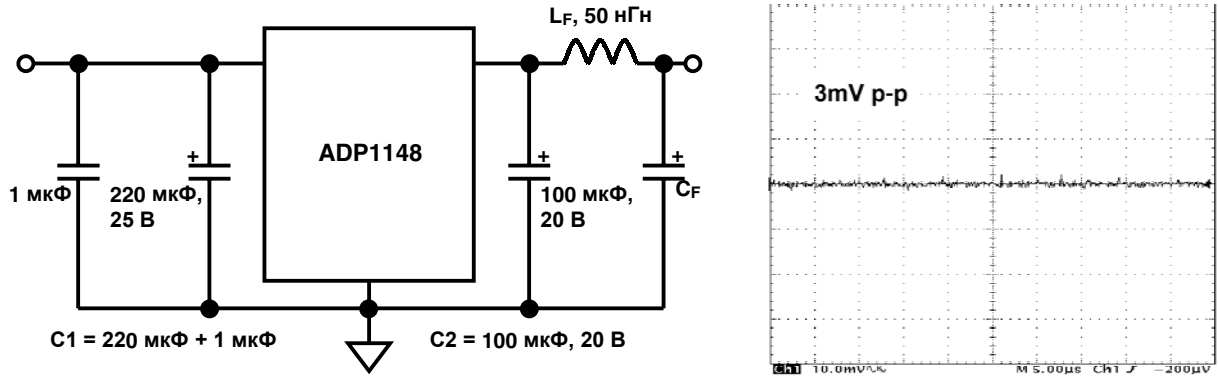


Рис.10.24. Стабилизатор с понижением напряжения на ADP1148 и фильтром на выходе.

Часто, непосредственно за коммутационным стабилизатором ставится линейный стабилизатор для обеспечения лучшего регулирования и понижения уровня шумов. В этих приложениях желательно использовать стабилизаторы с низким падением напряжения, такие как ADP3310, поскольку для обеспечения режима регулирования они требуют весьма малой разницы напряжения между входом и выходом. Малое напряжение уменьшает мощность рассеивания в проходных устройствах и исключает необходимость использования радиаторов. На Рис.10.25 показан импульсный стабилизатор с понижением напряжения на ADP1148 настроенный на 9 В входного напряжения и 3.75 В/1 А выходного. На выходе этого стабилизатора включен линейный стабилизатор с низким падением напряжения ADP3310, настроенный на входное напряжение 3.75 В и выходное 3.3 В/1 А. Формы входного и выходного напряжения ADP3310 показаны на Рис.10.26. Отметим, что линейный стабилизатор уменьшает пульсации с 40мВ приблизительно до 5 мВ.

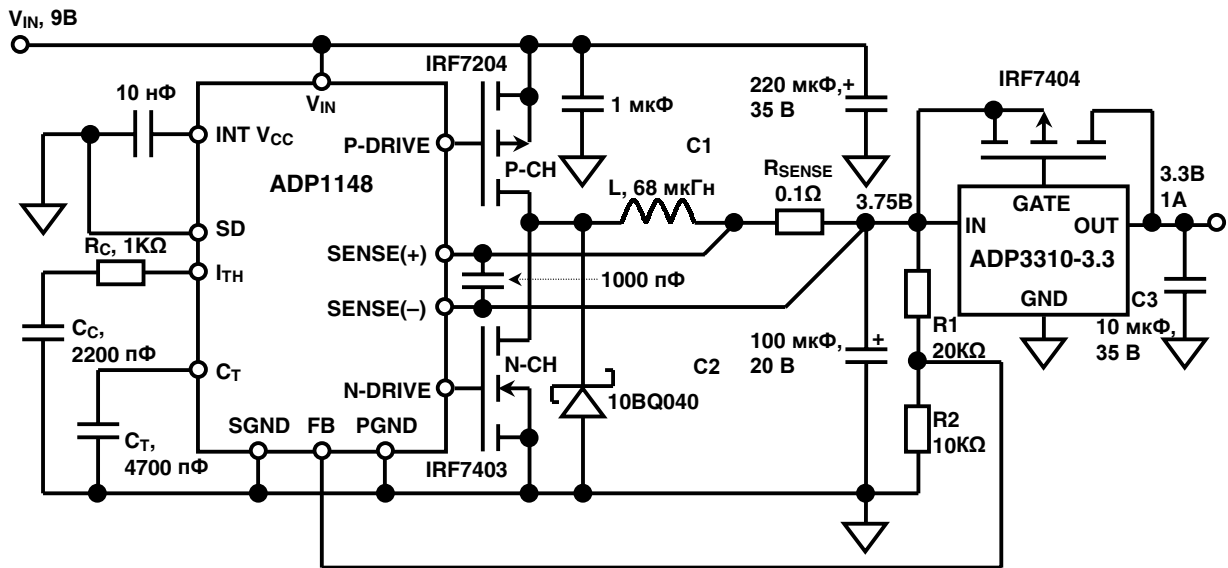


Рис.10.25.Стабилизатор с понижением напряжения на ADP1148, на выходе которого включен линейный стабилизатор с низким падением напряжения на ADP3310.

Существует много компромиссных моментов при разработке фильтров источников питания. Эффективность любой схемы фильтра в большой степени зависит от компактности конструкции и использования шин земли большой площади.

Как подчеркивалось ранее, все подключения к шине земли должны выполняться проводниками минимальной длины для минимизации паразитного сопротивления и индуктивности.

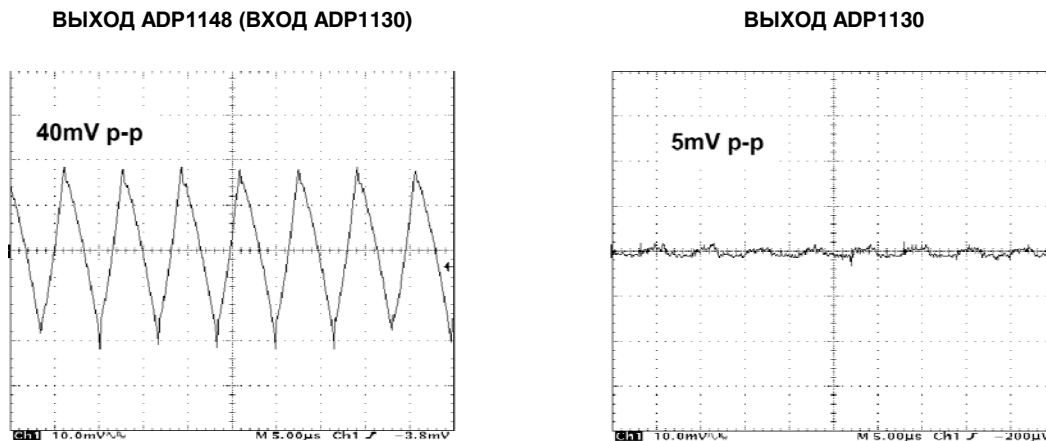


Рис.10.26. Формы сигналов для стабилизатора с понижением напряжения на ADP1148, на выходе которого включен линейный стабилизатор с низким падением напряжения на ADP3310.

Пульсации выходного напряжения можно уменьшить, добавляя на выход конденсаторы с низкими ESL/ESR. Однако, для подавления пульсации, возможно, более эффективным решением будет использование LC-фильтров. В любом случае важен правильный выбор компонентов. Катушка индуктивности не должна насыщаться при максимальном токе нагрузки и ее сопротивление постоянному току должно быть достаточно низким, с тем чтобы оно не вызывало значительного падения напряжения. Конденсаторы должны иметь низкие величины ESL/ESR и должны работать с требуемым током пульсаций.

- ◆ Обязательно правильное выполнение топологии и заземления (используя шину земли)
- ◆ Наилучшие результаты дают конденсаторы с низкой величиной последовательной индуктивности/последовательного сопротивления (ESL/ESR)
- ◆ Использование параллельных конденсаторов уменьшает ESR/ESL и увеличивает емкость
- ◆ Для уменьшения пульсации весьма эффективно применение внешних LC-фильтров
- ◆ Для уменьшения шумов и обеспечения лучшего регулирования эффективно применение линейных пост-стабилизаторов
- ◆ Для достижения оптимальных результатов требуется использование прототипов, поскольку аналитические методы построения фильтров чрезвычайно затруднены
- ◆ Как только разработка закончена, не меняйте поставщиков и не используйте замену элементов без предварительной проверки их работы в реальной схеме
- ◆ Требуется использование дополнительной локальной высокочастотной развязки на выводах питания ИС

Рис.10.27. Резюме по фильтру для коммутационных источников питания.

Использование линейного пост-стабилизатора с низким падением напряжения обеспечивает как уменьшение величины пульсации, так и лучшую степень регулирования и может быть эффективным, при условии, если допустимо некоторое снижение коэффициента полезного действия источника.

И наконец, очень трудно предсказать аналитически величину выходного тока пульсаций и прототипу, использующему широко распространенные компоненты, нет альтернативы. Как только по ходу разработки оказывается, что фильтр обеспечивает требуемое ослабление пульсаций (с некоторым запасом), с этого момента замена элементов или смена поставщиков элементов не должна совершаться без предварительного тестирования их в схемах для обеспечения полной эквивалентности замены.

Локальная высокочастотная фильтрация напряжения источника питания

LC-фильтры, описанные в предыдущем разделе, крайне полезны при фильтрации выходных напряжений коммутационных стабилизаторов. Однако, может быть полезным размещение подобных фильтров на индивидуальных печатных платах в точках ввода напряжения питания на плату. Конечно, если коммутационный стабилизатор расположен на данной печатной плате, то LC-фильтр должен быть частью конструкции стабилизатора.

Локальные высокочастотные фильтры могут потребоваться на выводах питания каждой микросхемы (см. Рис.10.28). В данном приложении керамические конденсаторы для поверхностного монтажа являются идеальным выбором, вследствие низкой величины их ESL. Важно выполнять соединения между выводом питания и шиной земли проводниками минимальной длины. В случае подключения земли, проходное отверстие на шину питания будет для этого кратчайшей траекторией. Проводка соединительного проводника от точки подключения земли конденсатора на вывод земли интегральной схемы не рекомендуется из-за появления дополнительной индуктивности этой трассы. В некоторых случаях может быть полезна установка ферритовой бусинки последовательно с трассой подключения источника питания.

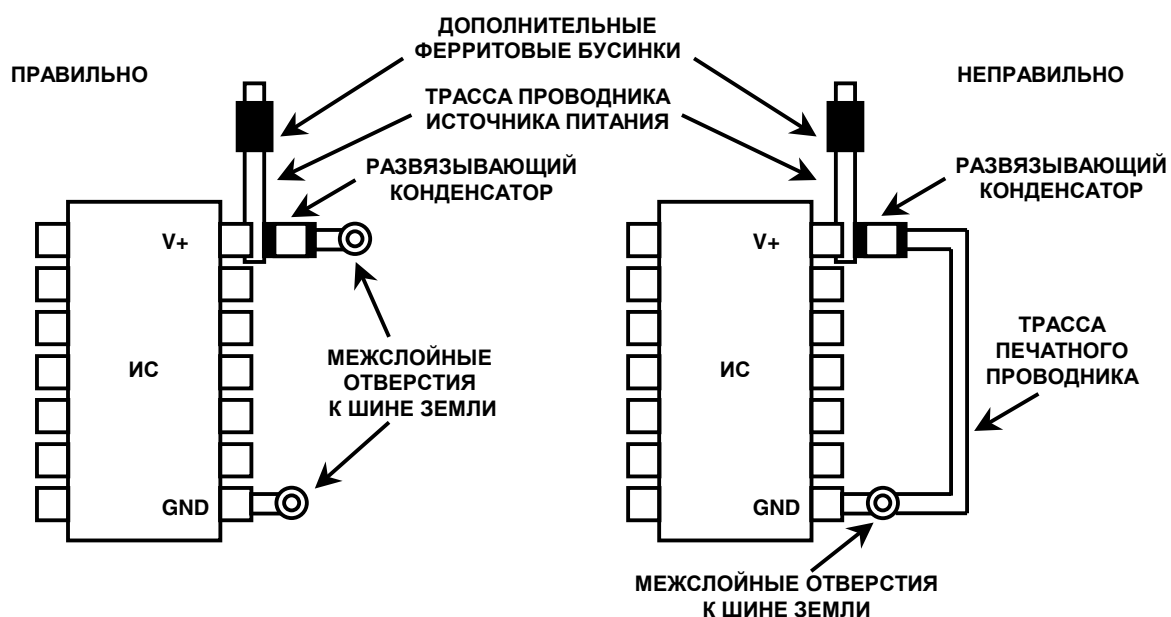


Рис.10.28. Локальная развязка на шину земли с кратчайшей траекторией.

Следующий список подводит итог указаниям по конструкторской разработке фильтров коммутационных источников питания, следование которым поможет гарантировать работу фильтров наилучшим образом:

(1) Выбирайте конденсаторы для фильтров с максимальной электрической емкостью и допустимым напряжением, которые соотносятся с бюджетными и пространственными ограничениями. Это минимизирует ESR и в максимальной степени улучшит работу фильтра. Выбирайте дроссели с низким ΔL и при предельных значениях постоянного тока, и также с низкой величиной сопротивления постоянному току.

(2) Используйте короткие и широкие печатные проводники для уменьшения падения напряжения и минимизации индуктивности. Для получения минимальной величины сопротивления постоянному току делайте ширину проводников, по меньшей мере, в 200 мил (5.08 мм) на каждый дюйм длины проводника (2.54 см). Используйте толстые печатные проводники из медной фольги с весом 1-2 унции, для того чтобы еще больше уменьшить сопротивление радиочастоте и индуктивность (прим. переводчика: 1 унция = 28.35 г; в американской литературе часто толщину фольги указывают как вес некоторой одной квадратной единицы площади фольги из данного материала, выраженный в «унциях»; для медной фольги 1 унция соответствует толщине проводника 1.4 мил или 35.56 микрона).

(3) Используйте компоненты с очень короткими выводами, а еще лучше в исполнении без выводов, с тем, чтобы минимизировать индуктивность. Это минимизирует величины ESL и/или ESR. Компоненты для поверхностного монтажа предпочтительны. Выполняйте все соединения на шину земли по минимально возможным траекториям.

(4) Для минимизации импеданса используйте шину земли максимально возможной площади.

(5) Выясните, как ведут себя ваши компоненты при изменениях частоты, тока и температуры! Используйте модели компонентов для моделирования прототипов и гарантируйте, что лабораторные измерения в достаточной мере совпадают с моделированием. Моделирование не является абсолютно необходимым этапом, оно, однако, вселяет уверенность в изделие, в особенности, когда наблюдается корреляция с экспериментом /15/.

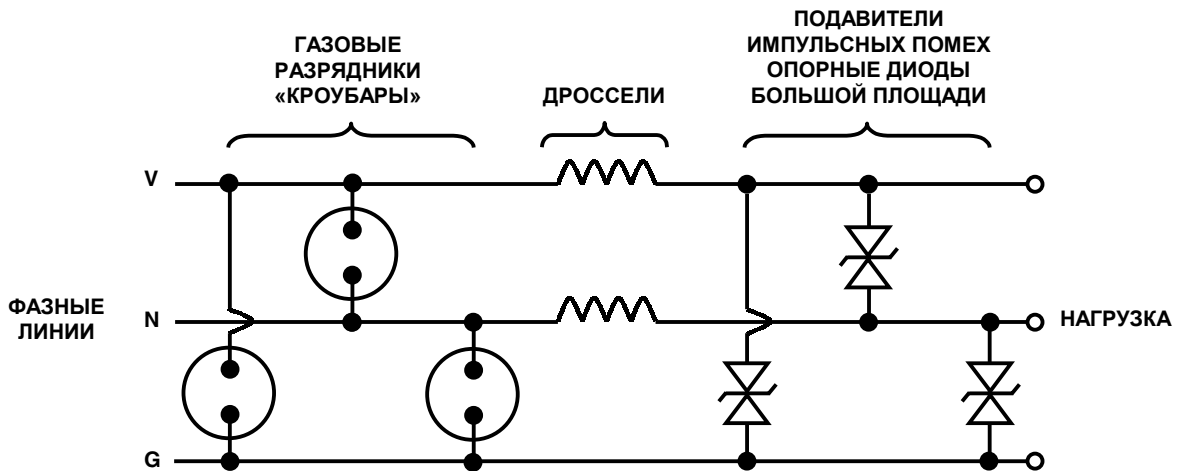
Фильтрация силовых (сетевых) линий переменного тока

Сетевые линии переменного тока также могут быть средой излучающей/принимающей электромагнитные помехи (EMI). Для того, чтобы исключить влияние линий на устройство и уменьшить обратное излучение устройств (коммутационных источников питания) в линию требуется применять сетевые фильтры.

На Рис.10.29 представлен пример гибридной цепи защиты от выбросов питания, используемой обычно во многих приложениях, где преобладают импульсные помехи от грозовой активности или силовые помехи других типов. Эти цепи можно использовать для защиты от импульсных напряжений до 10 КВ со скоростями до 10 нс. Для обеспечения защиты как от дифференциальных, так и синфазных выбросов используются газовые разрядники и опорные диоды большой площади или подавители выбросов напряжения (TVS). В менее ответственных и более компактных устройствах опорные диоды или TVS могут быть заменены металло-оксидными варисторами (MOV).

Для ограничения выбросов тока до момента запуска газовых разрядников используются дроссели.

Перепечатано из журнала EDN Magazine (20 января, 1994)
©CANNERS PUBLISHING COMPANY 1995



- ♦ Защита от синфазных и дифференциальных выбросов

Рис.10.29. Помехи силовых линий питания могут создавать электромагнитное излучение

Коммерческий фильтр электромагнитных помех, показанный на Рис.10.30, можно использовать для фильтрации менее мощных выбросов напряжения или высокочастотных помех. Такие фильтры обеспечивают фильтрацию как синфазных, так и дифференциальных выбросов. Устанавливаемый иногда дроссель на «чистую землю» может обеспечить дополнительную защиту от синфазных помех. Однако, величина этого дросселя не должна быть слишком большой, поскольку его конечное сопротивление может повлиять на процесс восстановления линий. Данные фильтры работают хорошо в обоих направлениях: они не только защищают оборудование от выбросов на питающих линиях, но также предотвращают передачу выбросов помех в линию со стороны внутренних коммутационных источников питания.

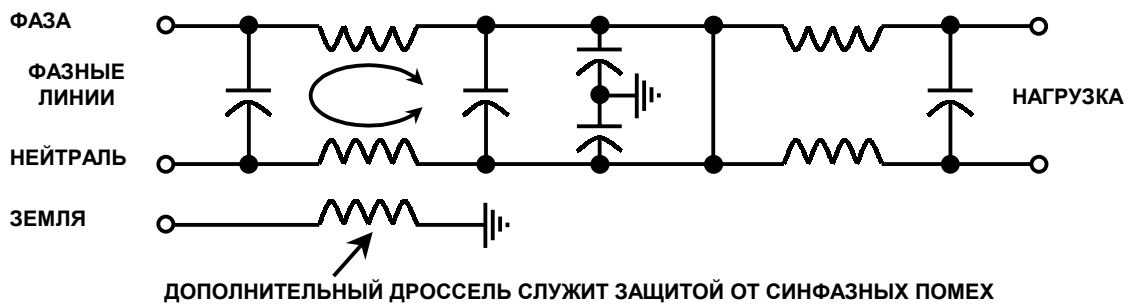


Рис.10.30. Схема коммерческого фильтра питания.

Трансформаторы обеспечивают наилучшую изоляцию от синфазных помех со стороны линий питания. Они обеспечивают хорошую защиту на низких частотах (частоты менее 1 МГц) и от импульсных помех со временами нарастания и спада более 300 нс. Большинство помех связанных с электродвигателями и выбросами от грозовой активности попадают в этот диапазон.

Таким образом, изолирующие трансформаторы работают надежно для подобного рода помех. Хотя изоляция между входом и выходом гальваническая, изолирующие трансформаторы не обеспечивают достаточной защиты для очень быстрых импульсов помех (менее 10 нс) или импульсов, вызванных электростатическими разрядами высокой амплитуды (1-3 нс). Изолирующие трансформаторы могут предназначаться для защиты разных уровней от дифференциальных и синфазных помех. Для подавления дифференциальных помех экран Фарадея подключают к нейтрали, а для подавления синфазных помех, экран подключают к «чистой земле».

Важно помнить, что линии питания переменного тока смертельно опасны! Не экспериментируйте с ними без необходимого оборудования и опыта! Все компоненты, используемые в сетевых фильтрах, должны быть санкционированы для применения Лабораторией Безопасности (UL approved), и лучший способ выполнения этого является спецификация в соответствии с требованиями UL всего фильтра в целом. Фильтр следует устанавливать таким образом, чтобы он был первым элементом оборудования, непосредственно к которому подключаются линии переменного тока. Стандартные трехпроводные шнуры типа МЭК (IEC) предназначены для подключения к трехконтактной вилке, поставляемой вместе с сетевыми фильтрами. Это является лучшим решением, поскольку вилка автоматически заземлит третий провод, подключенный на корпус фильтра и шасси оборудования по контуру с минимальной индуктивностью.

Коммерческие фильтры питания весьма эффективны в уменьшении помех со стороны линий питающей сети. Эти помехи обычно содержат синфазную и дифференциальную компоненты. Синфазные помехи являются такими, которые обнаруживаются на двух из трех линий (черная, белая или зеленая) при одной и той же амплитуде и полярности. В противоположность им, дифференциальные помехи – это помехи, которые присутствуют только на двух линиях. В соответствии с конструкцией большинство коммерческих фильтров ослабляют обе компоненты /16/.

Предотвращение выпрямления радиочастотных помех

Уолт Кестер, Уолт Юнг, Чак Китчин

Высокочастотные радиопомехи (RFI) могут серьезно повлиять на работу по постоянному току схем высокой точности. Вследствие того, что их полоса относительно низка, прецизионные операционные усилители (ОУ) и инструментальные усилители (ИУ) не будут точно передавать радиочастотные сигналы мегагерцового диапазона. Однако, если этим сигналам, лежащим вне полосы пропускания, позволить попасть в цепи прецизионных усилителей (через их входы, выходы или источник питания), они будут выпрямлены различными внутренними переходами усилителя и, в конечном итоге, приведут к нежелательным смещениям постоянного уровня на выходе. Исчерпывающий анализ этого явления находится в [1], и цель настоящего раздела состоит в том, чтобы показать, каким образом с помощью правильной фильтрации можно минимизировать или вообще предотвратить появление этих ошибок.

Ранее уже обсуждалось, каким образом методы корректной развязки источника питания минимизирует радиочастотные помехи на выводах питания ИС. Таким образом, дальнейшее обсуждение коснется только фильтрации на входах и выходах усилителя.

Наилучший способ предотвращения выпрямления из-за наличия радиочастотной помехи на входе состоит в использовании фильтра, расположенного прямо на входе ОУ, как показано на Рис.10.31. В случае инверсного включения ОУ, конденсатор фильтра $C1$ помещается между $R1$ и $R2$. Коэффициент передачи по постоянному току с замкнутой петлей обратной связи схемы составляет $-R3/(R1+R2)$. $C1$ не подключают прямо к инвертирующему входу ОУ, поскольку это привело бы к нестабильности. Фильтр выбирают таким образом, чтобы его полоса была, по меньшей мере, в 100 раз выше, чем полоса реального сигнала для предотвращения ослабления последнего. Для неинвертирующего включения, конденсатор фильтра можно подключать непосредственно ко входу ОУ, как показано на рисунке.

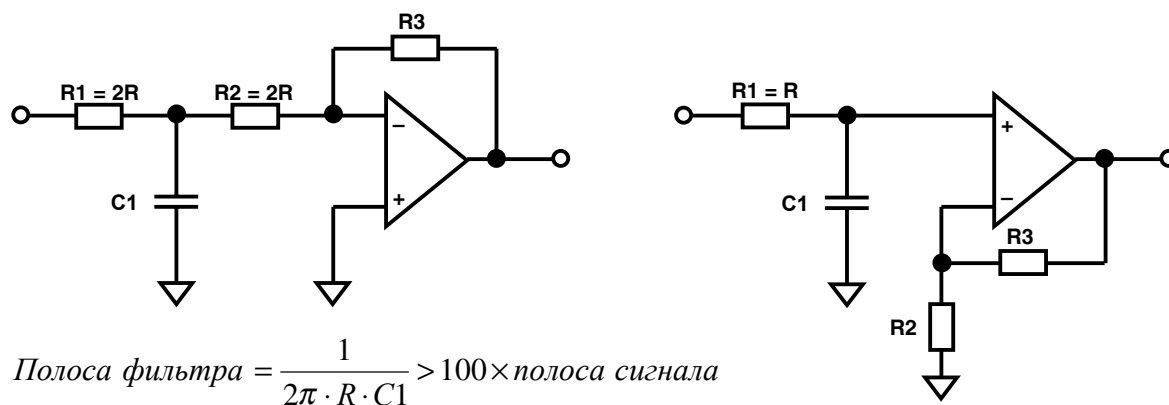


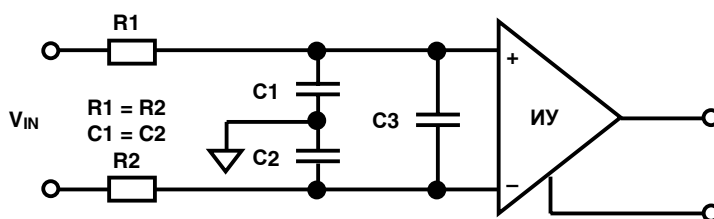
Рис.10.31. Фильтрация на входах усилителя для предотвращения выпрямления радиочастотной помехи.

Следует отметить, что можно использовать ферритовую бусинку вместо $R1$, однако импеданс ферритовой бусинки не контролируем должным образом и обычно составляет не более 100Ω на частотах от 10 МГц до 100 МГц. Это требует применения конденсатора большей величины для обеспечения того же ослабления на более низких частотах.

Прецизионные инструментальные усилители особенно чувствительны к синфазным радиочастотным помехам. Правильная фильтрация показана на Рис.10.32. Отметим, что здесь присутствует оба типа фильтра: синфазный ($R1/C1$, $R2/C2$) и дифференциальный ($R1+R2$ и $C3$).

Если пары $R1/R2$ и $C1/C2$ не будут согласованы в должной мере, некоторая часть входного синфазного сигнала в точке V_{IN} превратится в дифференциальный сигнал на входах ИУ. По этой причине $C1$ и $C2$ следует согласовывать в пределах не менее 5% по отношению друг к другу. $R1$ и $R2$ должны быть 1% металло-пленочными резисторами для гарантии согласования. Конденсатор $C3$ ослабляет дифференциальный сигнал, который может возникнуть из-за неполного согласования синфазных фильтров. В фильтре данного типа $C3$ должен быть много больше, чем $C1$ или $C2$, для гарантии того, что любой дифференциальный сигнал, возникший из-за несогласованного подавления синфазных сигналов, будет ослаблен в достаточной мере.

Следует выбирать так, чтобы полная полоса фильтра была, по меньшей мере, в 100 раз выше, чем полоса входного сигнала. Компоненты следует устанавливать симметрично на печатной плате, причем шину земли большой площади следует располагать как можно ближе ко входу ИУ для обеспечения оптимальной работы фильтра.



$$\tau_{DIFF} = (R1 + R2) \cdot C3$$

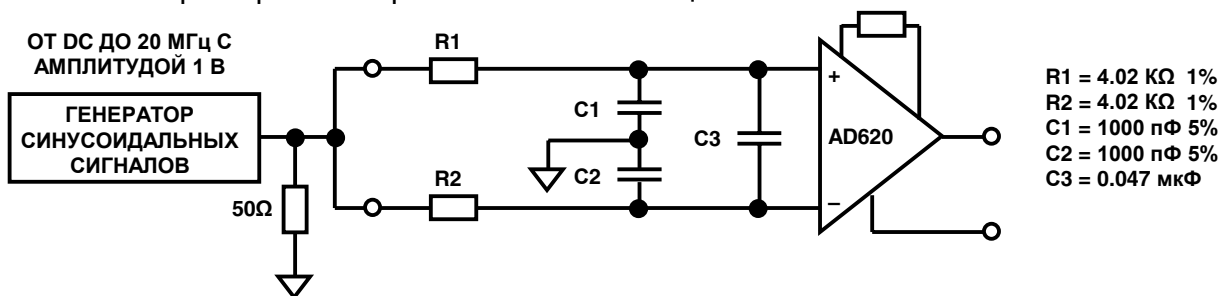
$$\tau_{CM} = R1 \cdot C1 = R2 \cdot C2$$

$$\tau_{DIFF} \gg \tau_{CM}$$

$$\text{Дифференциальная полоса фильтра} = \frac{1}{2\pi \cdot (R1 + R2) \cdot \left[\frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2} + C3 \right]}$$

Рис.10.32. Фильтрация на входах ИУ.

На Рис.10.33 показан реальный фильтр для использования с ИУ AD620. Величина ослабления синфазного сигнала проверялась подачей синфазного сигнала 1 В от-пика-до-пика на входные резисторы. AD620 имел коэффициент усиления 1000. Измерялась величина напряжения смещения приведенная к входу ИУ, как функция частоты генератора синусоидальных сигналов, которая изменялась от постоянного тока до 20 МГц. Максимальная величина напряжения смещения приведенная ко входу составила 1.5 мкВ. Полоса фильтра была приблизительно 400 Гц.



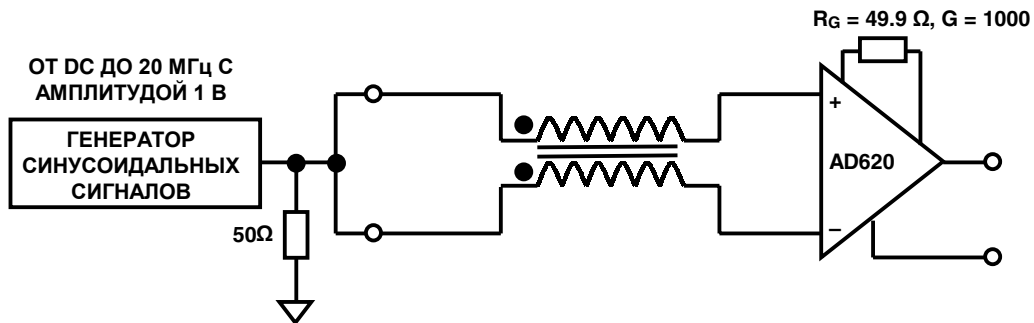
$R1 = 4.02 \text{ k}\Omega$ 1%
 $R2 = 4.02 \text{ k}\Omega$ 1%
 $C1 = 1000 \text{ пФ}$ 5%
 $C2 = 1000 \text{ пФ}$ 5%
 $C3 = 0.047 \text{ мкФ}$

- ◆ Полоса фильтра около 400 Гц
- ◆ Смещение, приведенное к входу, менее 1.5 мкВ

Рис.10.33. Фильтр синфазного и дифференциального сигналов для AD620.

Синфазный дроссель является однокомпонентной альтернативой пассивным RC-фильтрам. Однако, важен правильный выбор синфазного дросселя. В качестве дросселя на схеме Рис.10.34 был выбран дроссель B4001 от Pulse Engineering (с выводами), предназначенный для использования в приемниках данных XDSL. Дроссель B4003 является его аналогом, но для поверхностного монтажа. Максимальное смещение, приведенное ко входу, измеренное при изменении входной частоты от постоянного тока до 20МГц составило 4.5 мкВ. В противоположность RC-фильтру Рис.10.32, фильтр на дросселе не выполняет дифференциальной фильтрации.

Кроме фильтрации на выводах входов и питания, требуется защищать от радиочастотных помех выходы усилителя, в особенности, если они будут управлять кабелями значительной длины. Радиочастотная помеха на выходных цепях может передаться в усилитель, где она выпрямится и появится снова на выходе в виде дополнительного сдвига напряжения смещения постоянного уровня. Простейший фильтр реализуется постановкой последовательно с выходом резистора или дросселя. Добавление конденсатора, как показано на Рис.10.35, улучшает данный фильтр, но конденсатор не должен подключаться со стороны ОУ, потому что он может вызвать нестабильность самого усилителя. Многие усилители чувствительны к подключению емкостной нагрузки непосредственно на их выход, таким образом, следует избегать таких подключений, если только в технических описаниях однозначно не оговаривается, что выход данного усилителя не чувствителен к емкостной нагрузке.



- ♦ синфазный дроссель: от PULSE ENGINEERING B4001 <http://www.pulseng.com>
- ♦ напряжение смещения приведенное ко входу менее 4.5 мкВ

Рис.10.34. Использование синфазного дросселя для AD620.

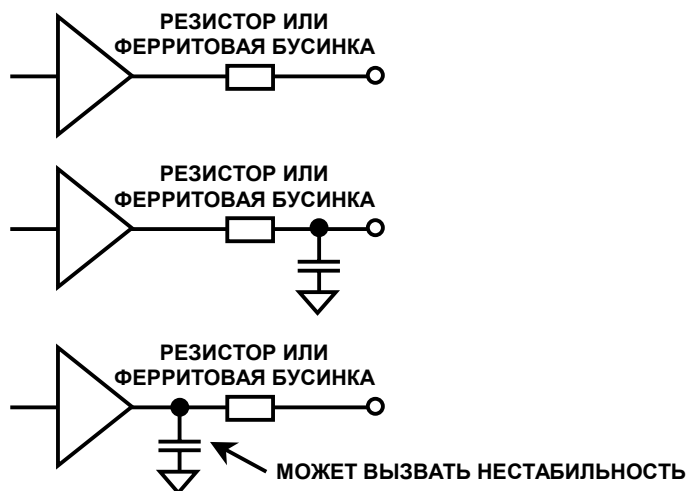


Рис.10.35. Фильтрация на выходах усилителя защищает от EMI/RFI излучения и чувствительности к ним.

Работа с высокоскоростной логикой

Много раз уже писалось до сих пор о необходимости нагрузки проводников печатных плат на их характеристический импеданс, для того чтобы избежать отражения. Существует хорошее эмпирическое правило для определения того, когда необходимо выполнять согласование, которое звучит следующим образом. *Нагружайте линию на ее характеристический импеданс тогда, когда задержка распространения сигнала в одну сторону печатного проводника равна или больше, чем половина времени нарастания/спада (в зависимости от того, что короче: фронт или спад) приложенного сигнала.* Эмпирический метод состоит в использовании в качестве критерия эквивалентной скорости распространения волны вдоль печатного проводника 2 дюйма/нс (около 5 см/нс). Например, печатные проводники для высокоскоростной логики с временами нарастания 5 нс следует нагружать на их характеристический импеданс, если длина проводника равна или больше 10 дюймов (25.4 см). На Рис.10.36 приводятся критерии необходимости согласования для ряда семейств логических микросхем, исходя из эквивалентной скорости распространения 2 дюйма/нс.

Перепечатано из EDN Magazine (20 января, 1994)

© CAHNERS PUBLISHING COMPANY 1995, A Division of Reed Publishing USA)

Семейства цифровых ИС	Фронт/спад (нс)	Длина печатного проводника (дюйм)	Длина печатного проводника (см)
Арсенид галлия	0.1	0.2	0.5
ЭСЛ	0.75	1.5	3.8
Шоттки	3	6	15
Быстрые	3	6	15
AS-серия	3	6	15
AC-серия	4	8	20
ALS-серия	6	12	30
LS-серия	8	16	40
TTL-серия	10	20	50
НС-серия	18	36	90

Для аналоговых сигналов @ f_{max} фронт или спад рассчитываются как $t_r = t_f = 0.35/f_{max}$
 t_r = время нарастания (фронт) сигнала, t_f = время спада (срез) сигнала

Рис.10.36. Необходимо использовать согласованную нагрузку на линии, когда длина печатного проводника превышает допустимую, соотносясь с эквивалентной скоростью распространения 2 дюйма/нс.

То же самое эмпирическое правило (2 дюйма/нс) следует использовать при определении необходимости использования методов длинных линий в случае аналоговых цепей. Например, если усилитель должен давать на выходе максимальную частоту сигнала f_{max} , то эквивалентное время нарастания его, t_r , можно рассчитать, используя равенство $t_r = 0.35/f_{max}$. Затем рассчитывается максимально допустимая длина печатного проводника, умножая время нарастания на величину 2 дюйма/нс. Например, при максимальной выходной частоте 100 МГц время нарастания составит 3.5 нс и печатный проводник, передающий этот сигнал на расстояние более, чем 7 дюймов (17.78 см), следует рассматривать, как линию передачи (длинную линию). Для определения характеристического импеданса печатного проводника отделенного от шины питания/земли диэлектриком платы (микростриповая линия передачи) можно использовать уравнение 10.1:

$$Z_o(\Omega) = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left[\frac{5.98d}{0.89w + t} \right] \quad (10.1)$$

Где ϵ_r = диэлектрическая константа материала печатной платы;
 d = толщина печатной платы между металлическими слоями, в милах
 (1 мил = 0.0254 мм);
 w = ширина металлического проводника, в милах;
 t = толщина металлического проводника, в милах.

Время прохождения сигнала в одну сторону по печатному проводнику, расположенному над шиной земли/питания, можно определить из равенства 10.2:

$$t_{pd}(\text{нс / фут}) = 1.017 \sqrt{0.475\epsilon_r + 0.67} \quad (10.2)$$

Например, стандартная четырехслойная печатная плата с проводником шириной 8 мил, толщиной 1.4 мила, проходящим на расстоянии 0.21 дюйма от шины земли, диэлектрический материал FR-4 ($\epsilon_r = 4.7$). Характеристический импеданс и время прохождения в одну сторону по такому проводнику составит 88Ω и 1.7 нс/фут (7 дюймов/нс), соответственно.

Наилучший способ предохранить чувствительные аналоговые цепи от воздействия сигналов быстрой логики состоит в том, чтобы физически разделить обе цепи и использовать логическое семейство не быстрее, чем это определяется системными требованиями. В некоторых случаях это может потребовать использования в системе ИС нескольких логических семейств. Альтернатива этому состоит в использовании последовательного резистора или ферритовых бусинок для замедления фронтов сигналов там, где высокое быстродействие не требуется. На Рис.10.37 показаны два способа. В первом способе последовательное сопротивление и входная емкость вентиля образуют НЧ-фильтр. Входная емкость типового КМОП-вентиля составляет 10 пФ. Располагайте последовательный резистор вблизи управляющего вентиля. Резистор минимизирует токи переключения и может исключить необходимость использования техники линий передачи (длинных линий). Величину резистора следует выбирать такой, чтобы время нарастания и спада на входе приемного вентиля были достаточно быстры для удовлетворения системным требованиям, но не быстрее. Кроме того, следует убедиться, что величина последовательного резистора не превышает допустимую, чтобы логические уровни на входе приемника не вышли из специфицированных значений, из-за существования втекающих и вытекающих токов через резистор.

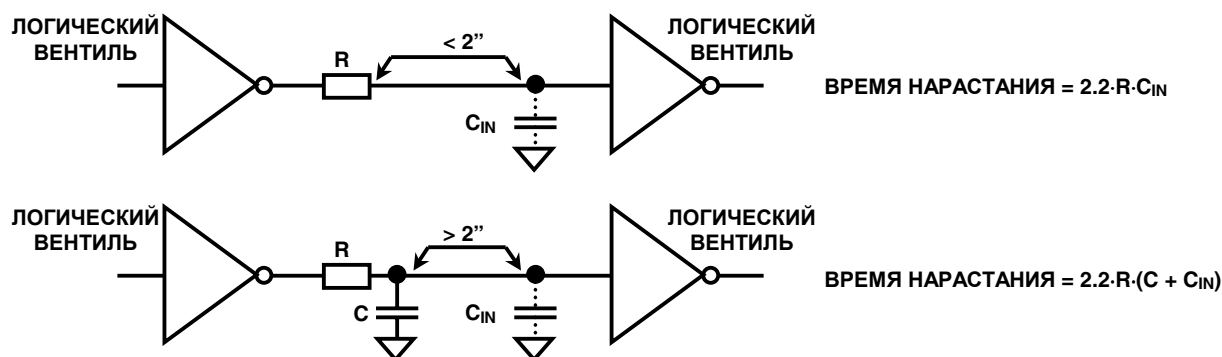


Рис.10.37. Для минимизации проблем, связанных с электромагнитным излучением следует замедлять фронты быстрых логических сигналов.

Обзор концепций экранирования

Концепции эффективности экранирования представленные далее в работе являются справочным материалом. Интересующимся читателям следует рекомендовать /1,3,4/ для ознакомления с более детальной информации.

Успешное использование концепций экранирования требует понимания следующих элементов: источника помехи, среды окружающей источник помехи и расстояния между источником и точкой наблюдения. Если схема работает близко к источнику помехи (в ближней области поля или индукционной области поля), то тогда характеристики поля определяются источником помехи. Если схема расположена далеко (в дальней области или в области излучения), то характеристики поля определяются средой передачи.

Схема работает в ближней области поля, если расстояние от нее до источника помехи составляет менее одной длины волны помехи деленной на 2π или $\lambda/2\pi$. Если расстояние между схемой и источником помехи больше этой величины, то цепь работает в дальней области поля. Например, помеха, вызванная фронтом импульса в 1нс, имеет верхнюю частоту спектра приблизительно 350МГц. Длина волны для сигнала 350МГц составляет приблизительно 32 дюйма (скорость света составляет приблизительно 12 дюймов/нс). Деление длины волны на 2π дает расстояние около 5 дюймов (12,7 см), т.е. границу между ближней и дальней областью поля. Если схема находится внутри области ограниченной 5 дюймами с источником помех 350МГц, то тогда схема работает в ближней области поля помехи. Если расстояние более 5 дюймов, то цепь работает в дальней области помехи.

Вне зависимости от типа помехи, существует характеристический импеданс, связанный с ней. Характеристический или волновой импеданс поля определяется отношением его электрической компоненты (или E) к его магнитной компоненте (или H). В дальней области поля отношение электрического поля к магнитному представляет собой характеристический (волновой) импеданс свободного пространства, определяемый как $Z_0 = 377\Omega$. В ближней области поля волновой импеданс определяется природой помехи и расстоянием до источника. Если источник помехи представляет собой генератор с высоким током и низким напряжением (например, петлевая антенна или трансформатор линии питания), то поле является, главным образом, магнитным и имеет волновой импеданс меньший, чем 377Ω . Если генератор будет иметь низкий ток и высокое напряжение (например, штыревая антенна или высокоскоростная цифровая цепь коммутации), то поле будет, главным образом, электрическим и будет иметь волновой импеданс больший, чем 377Ω .

Для экранирования чувствительных схем от действия таких внешних полей, можно использовать оболочку из проводящего материала. Эти материалы вносят рассогласование импеданса для первичной помехи, поскольку импеданс экрана ниже, чем волновой импеданс первичного поля. Эффективность проводящего экрана зависит от двух факторов: Первый представляет собой потери, связанные с *отражением* первичной (падающей) волны от материала экрана. Второй представляет собой потери, связанные с *поглощением* передаваемой волны *внутри* экранирующего материала. Обе концепции иллюстрируются на Рис.10.38. Величина потерь отражения зависит от типа помехи и волнового сопротивления. Однако, величина потерь поглощения не зависит от типа помехи. Она (эта величина потерь) одинакова для излучения, как в ближней, так и в дальней области, а также для электрического и для магнитного полей.

Потери отражения в области между двумя средами зависит от разности характеристических импедансов этих двух сред. Для электрических полей потери отражения зависят от частоты помехи и экранирующего материала. Эти потери можно выразит в дБ и они даются выражением:

(Перепечатано из EDN Magazine (20 января, 1994),
© SAHNERS PUBLISHING COMPANY 1995, A Division of Reed Publishing USA)

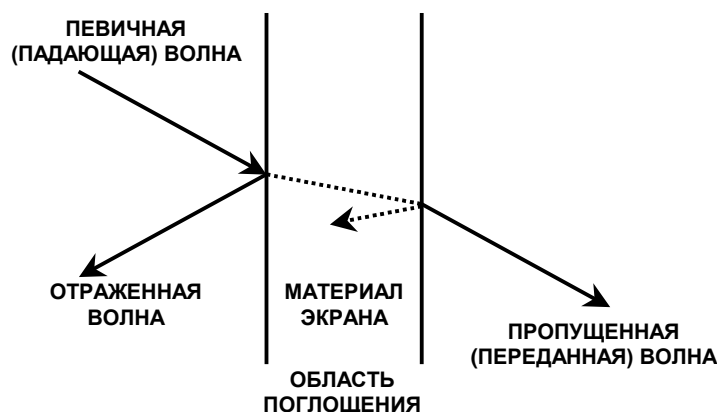


Рис.10.38. Отражение и поглощение являются двумя основными механизмами экранирования.

$$R_e(\text{дБ}) = 322 + 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{\sigma_r}{\mu_r f^3 r^2} \right] \quad (10.3)$$

Где σ_r = относительная проводимость экранирующего материала, Сименс/м
 μ_r = относительная магнитная проницаемость экранирующего материала, Гн/м
 f = частота помехи;
 r = расстояние до источника помехи, в метрах.

Для магнитных полей потери также зависят от экранирующего материала и частоты помехи. Потери отражения для магнитных полей даются выражением:

$$R_m(\text{дБ}) = 14.6 + 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{fr^2 \sigma_r}{\mu_r} \right] \quad (10.4)$$

И для плоской волны ($r > \lambda/2\pi$) потери на отражение даются выражением:

$$R_{pw}(\text{дБ}) = 168 + 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{\sigma_r}{\mu_r f} \right] \quad (10.5)$$

Поглощение является вторым механизмом потерь в экранирующих материалах. Ослабление из-за поглощения дается выражением:

$$A(\text{дБ}) = 3.34t \sqrt{\sigma_r \mu_r f} \quad (10.6)$$

Где, t = толщина материала экрана, в дюймах.

Это выражение справедливо для плоских волн, электрического и магнитного полей. Так как интенсивность пропущенного поля уменьшается экспоненциально в зависимости от толщины экранирующего материала, то потери поглощения в экране толщиной, равной глубине скин-эффекта (δ) составляют 9 дБ. Так как потери поглощения пропорциональны толщине и обратно пропорциональны глубине скин-эффекта, увеличение толщины экранирующего материала улучшает эффект экранирования на высоких частотах.

Потери отражения для плоских волн в дальней области поля уменьшаются с увеличением частоты, потому что импеданс экрана, Z_s , увеличивается с частотой. Потери поглощения, с другой стороны, увеличиваются с частотой, поскольку уменьшается глубина скин-эффекта. Для электрических полей и плоских волн главный механизм экранирования состоит в потерях отражения, а на высоких частотах механизм представляет собой потери на поглощение. Для такого рода помех материалы с высокой проводимостью такие, как медь и алюминий, обеспечивают достаточную степень экранирования. На низких частотах потери отражения и поглощения для магнитных полей малы; таким образом, экранирование цепей от низкочастотных магнитных полей представляет весьма значительную трудность. В этих приложениях материалы с высокой магнитной проницаемостью, (имеющие низкое магнитное сопротивление) обеспечивают наилучшую защиту. Данные материалы, с низким магнитным сопротивлением, обеспечивают магнитное шунтирование, которое отклоняет магнитные поля от защищаемой цепи. Некоторые характеристики металлических материалов, используемых обычно в качестве экранирующих оболочек, показаны на Рис.10.39.

Правильно сконструированная экранирующая оболочка весьма эффективна в предотвращении проникновения внешней помехи внутрь, а также в ограничении излучения со стороны генерируемых внутри помех. Однако, в реальной жизни часто требуется иметь в экране отверстия, предназначенные для кнопок управления, переключателей, разъемов или для того, чтобы обеспечить вентиляцию. К несчастью, эти отверстия могут уменьшить эффективность экранирования, давая путь для проникновения в устройство высокочастотной помехи.

Материал	Относительная проводимость	Относительная магнитная проницаемость
Медь	1	1
Алюминий	1	0.61
Сталь	0.1	1000
Мю-металл	0.03	20000

Проводимость: свойство проводить электрический ток.
 Магнитная проницаемость: свойство поглощать магнитную энергию.

Рис.10.39. Проводимость и магнитная проницаемость различных экранирующих материалов.

Для оценки возможности внешних полей попасть внутрь оболочки используется наибольший размер отверстия в ней (а не общая площадь отверстий), потому что отверстия ведут себя подобно щелевым антеннам. Равенство 10.7 можно использовать для расчета эффективности экранирования или чувствительности к электромагнитному излучению или к его проникновению через отверстие в оболочке:

$$\text{Эффективность экранирования (дБ)} = 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{2 \cdot L} \right) \quad (10.7)$$

Где λ = длина волны помехи;
 L = максимальный размер отверстия.

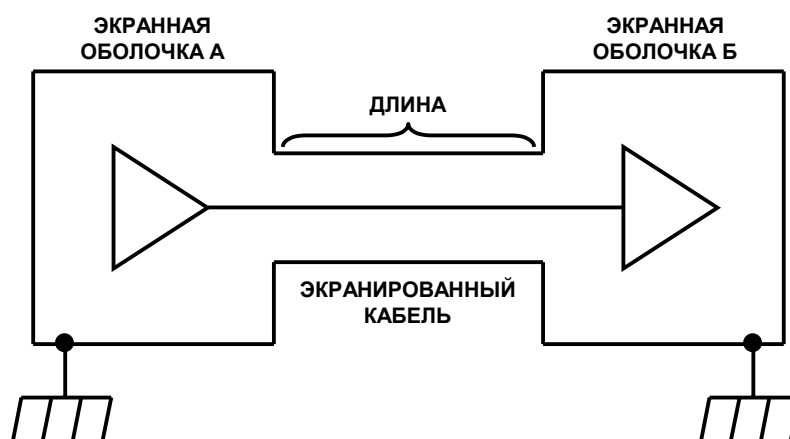
Максимальное излучение электромагнитной помехи через отверстие имеет место тогда, когда наибольший размер отверстия равен половине длины волны частоты помехи (эффективность экранирования 0 дБ).

Хорошим эмпирическим правилом является использование отверстия, максимальный размер которого меньше $1/20$ длины волны сигнала помехи, так как это дает эффективность экранирования 20 дБ. Кроме того, наличие нескольких малых отверстий с каждой стороны оболочки более предпочтительно по сравнению с большим числом отверстий, расположенных с одной стороны. Это происходит потому, что отверстия с разных сторон излучают энергию в разных направлениях и, как результат, эффективность экранирования не ухудшается. Если отверстия и стыки в оболочке избежать нельзя, то следует использовать проводящие уплотнения, экраны и краски вместе или в комбинации друг с другом с тем, чтобы разумно ограничить максимальный размер любого из отверстий до величины меньшей $1/20$ длины волны. Любые кабели, провода, разъемы, индикаторы или оси управления, проходящие сквозь оболочку, должны иметь периферийные металлические экраны, физически связанные с первичной оболочкой, в точке входа. В тех приложениях, где используются неэкранированные кабели или провода, рекомендуется применять фильтры в точке их ввода в экран.

Общие точки на кабелях и экранах

Хотя более детальное рассмотрение вопроса будет произведено позже, однако, следует отметить, что неправильное использование кабелей и их экранов (оплеток) может стать существенным источником излучаемых и принимаемых помех. Заинтересованный читатель для более детального рассмотрения вопроса должен обратиться к /1,2,4,5/. Как показано на Рис.10.40, эффективное экранирование кабеля и оболочек ограничивает чувствительную цепь и сигналы внутри объема всего экрана, не ухудшая эффективности экранирования. Как показано на схеме, оболочку и оплетку следует заземлить должным образом, в противном случае они будут работать как антенна, излучая и принимая помехи.

(Перепечатано из EDN Magazine (20 января, 1994),
© CANNERS PUBLISHING COMPANY 1995, A Division of Reed Publishing USA)



ПОЛНОСТЬЮ ЭКРАНИРОВАННЫЕ ОБОЛОЧКИ С ЭКРАНИРОВАННЫМИ КАБЕЛЯМИ ЗАКЛЮЧАЮТ ВСЕ ВНУТРЕННИЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЬНЫЕ ЛИНИИ ВНУТРИ ЭКРАНА

- ♦ Область пропускания: $1/20$ часть длины волны

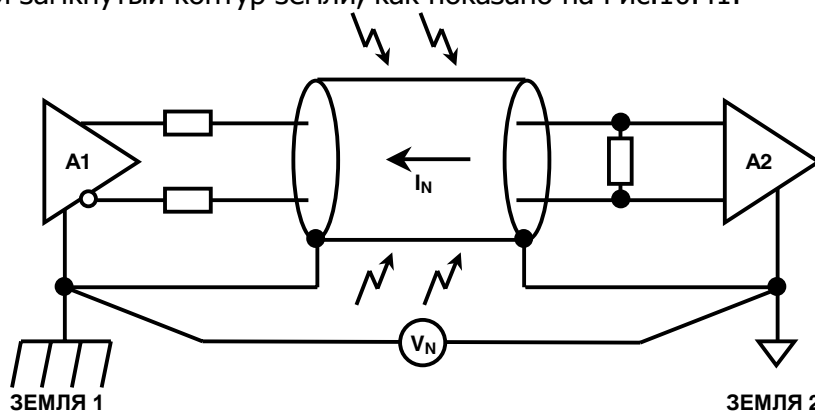
Рис.10.40. Приложения «с электрически длинным» или «электрически коротким» кабелем.

В зависимости от типа помехи (принимаемая/излучаемая, низкой/высокой частоты) способ правильного подключения оплетки кабеля различен и в большой степени зависит от длины кабеля. Первый шаг состоит в том, чтобы определить является ли кабель *электрически коротким* или *электрически длинным* на рабочей частоте. Кабель рассматривают *электрически коротким*, если его длина меньше, чем $1/20$ длины волны наивысшей частотной гармоники помехи, в противном случае кабель считается *электрически длинным*. Например, на частоте 50/60 Гц *электрически коротким* кабелем является любой кабель, длина которого меньше 150 миль (241.401 км), и механизм передачи первичной помехи на этой низкой частоте поля носит емкостной характер. В данном случае, для любого кабеля, длина которого меньше 150 миль, амплитуда помехи будет одной и той же по всей длине кабеля.

В тех приложениях, где кабель будет *электрически длинным* или потребуется защита от высокочастотных помех, предпочтительным способом заземления будет подключение оплетки кабеля к точкам с низким импедансом на обоих концах (непосредственное подключение к земле на передающем конце и емкостное на приемном). В противном случае, эффекты не нагруженной (не согласованной) длинной линии могут привести к отражениям и стоячим волнам по всей длине кабеля. На частотах 10МГц и выше для сохранения низкого импеданса подключения к земле требуется выполнять круговое (в пределах всех 360°) соединение оплетки с металлом разъема.

В заключение следует указать, что для обеспечения защиты от низкочастотных помех электрического поля (меньше 1 МГц) заземление оплетки с одного конца будет приемлемым. Для защиты от высокочастотных помех (более 1 МГц) предпочтительным методом является заземление оплетки на обоих концах, используя полное (круговое) соединение ее с разъемом и сохраняя непрерывность между разъемами и оболочкой (металлическим экраном).

Однако, заземление оплетки с обоих концов может породить, на практике, низкочастотный замкнутый контур земли, как показано на Рис.10.41.



- ◆ V_N вызывает протекание тока в оплетке (обычно с частотой 50/60Гц)
- ◆ Дифференциальное напряжение ошибки создается на входе усилителя A2, если не принять следующих мер:
 - ◆ выход A1 точно сбалансирован
 - ◆ вход A2 точно сбалансирован
 - ◆ сам кабель точно сбалансирован

Рис.10.41. Контур земли экранированного кабеля со скрученными парами.

Как обсуждалось выше, экраны (оплетки) кабелей могут подвергаться действию помех, как низкой, так и высокой частоты.

Хорошим практическим советом будет требование того, чтобы оплетка заземлялась с обоих концов, если кабель является электрически длинным по отношению к помехе, что обычно выполняется в случае радиочастотной помехи.

Однако, если две системы $A1$ и $A2$ удалены одна от другой, то между ними обычно существует значительная разность потенциалов. Частота данной разности потенциалов является, как правило, частотой силовой сети (50 или 60 Гц) и ее гармоник. Если оплетка соединительного кабеля заземляется на обоих концах, как показано, то по ней текут шумовые токи. В точно сбалансированной системе ослабление синфазной помехи бесконечно велико и поэтому этот ток не даст дифференциальной ошибки на приемнике $A2$. Однако, точная балансировка никогда не достижима (в передатчике, в его импедансе, в кабеле или в приемнике) и, таким образом, некоторая часть тока оплетки проявится как дифференциальный сигнал на входе $A2$. Следующие примеры иллюстрируют корректный способ заземления оплетки при различных условиях.

На Рис.10.42 показан дистанционный пассивный резистивный датчик температуры, подключенный к измерительному мосту и схеме нормирования с помощью экранированного кабеля. Правильный способ заземления показан в верхней части рисунка, здесь оплетка кабеля заземляется со стороны приемного конца. Однако, соображения безопасности могут потребовать, чтобы дистанционный (дальний) конец оплетки был заземлен. В этом случае, приемный конец можно заземлить с помощью низко-индуктивного керамического конденсатора (0.01 мкФ .. 0.1 мкФ). Конденсатор действует как соединение с землей для радиочастотных сигналов на оплетке, но блокирует протекание тока промышленной частоты по ней. Этот метод часто называется *смешанным (гибридным) заземлением*.

В случае активного дистанционного датчика (см. Рис.10.43) смешанное заземление годится как для передатчика с балансным выходом, так и с однополярным. Конденсатор разрывает контур земли по постоянному току в обоих случаях. В обоих случаях линия передачи управляется через импеданс R_S разделенный между двумя плечами. В случае варианта нижней схемы, резистор $R_S/2$ в плече возврата может использоваться только для приложения с балансным приемником.

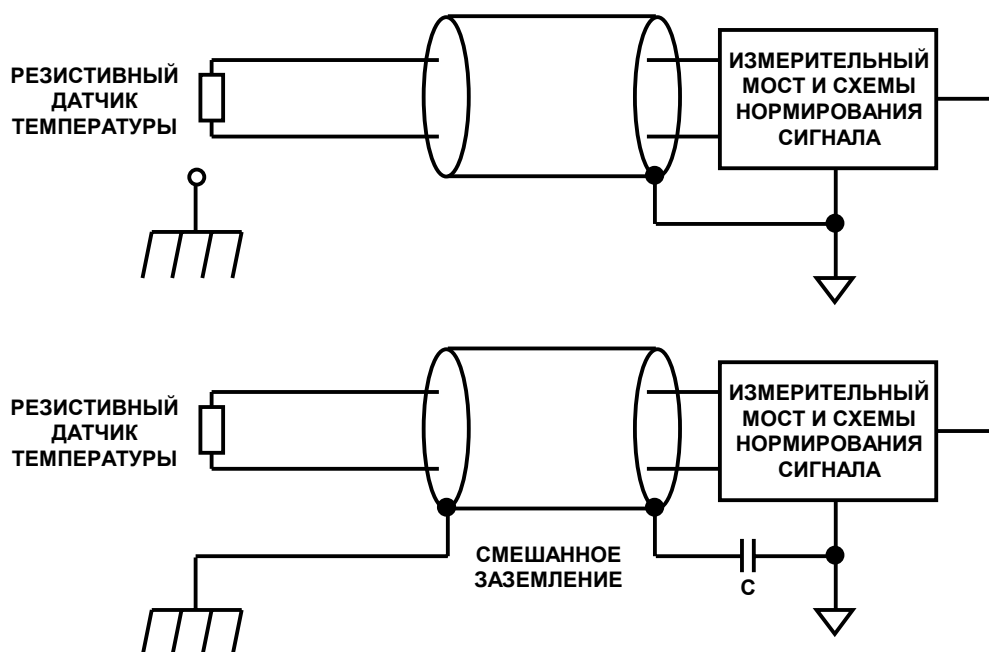


Рис.10.42. Подключение дистанционного пассивного датчика с помощью заземленного экранированного кабеля.

Коаксиальные кабели отличаются от экранированных кабелей со скрученными парами тем, что для первых ток возврата сигнала проходит через экран (оплетку). В этом случае идеальная ситуация достигается тогда, когда оплетка заземляется со стороны передатчика и остается плавающей со стороны дифференциального приемника (A2), как показано на Рис.10.44. Однако, для того, чтобы данный метод работал, приемник должен быть дифференциальным и обладать высокой величиной коэффициента ослабления синфазного сигнала на высокой частоте. Если приемник однополярный, то не существует разумной альтернативы, чтобы заземлить оплетку коаксиального кабеля с обеих сторон.

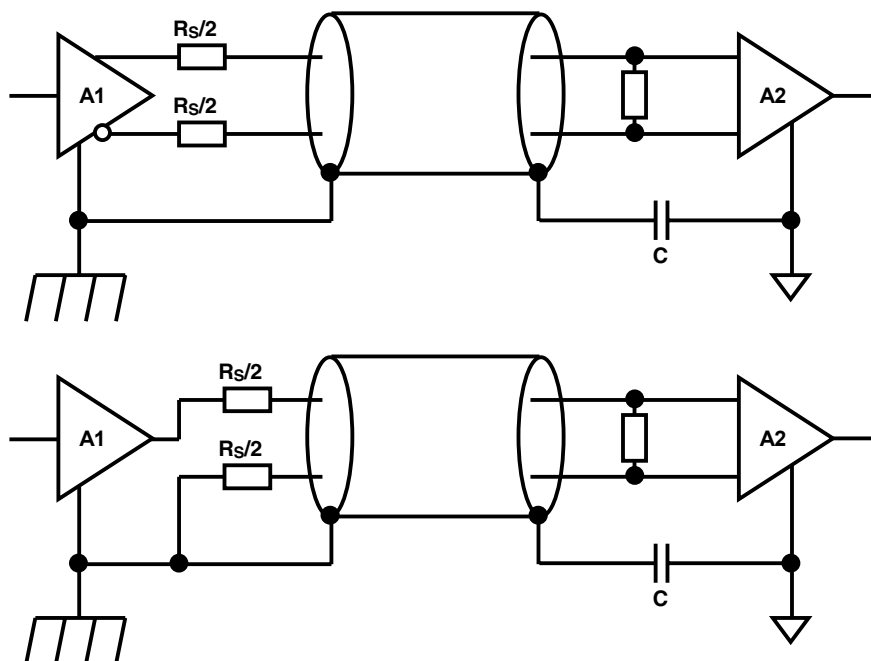


Рис.10.43. Заземление экранированного кабеля с дистанционным активным датчиком.

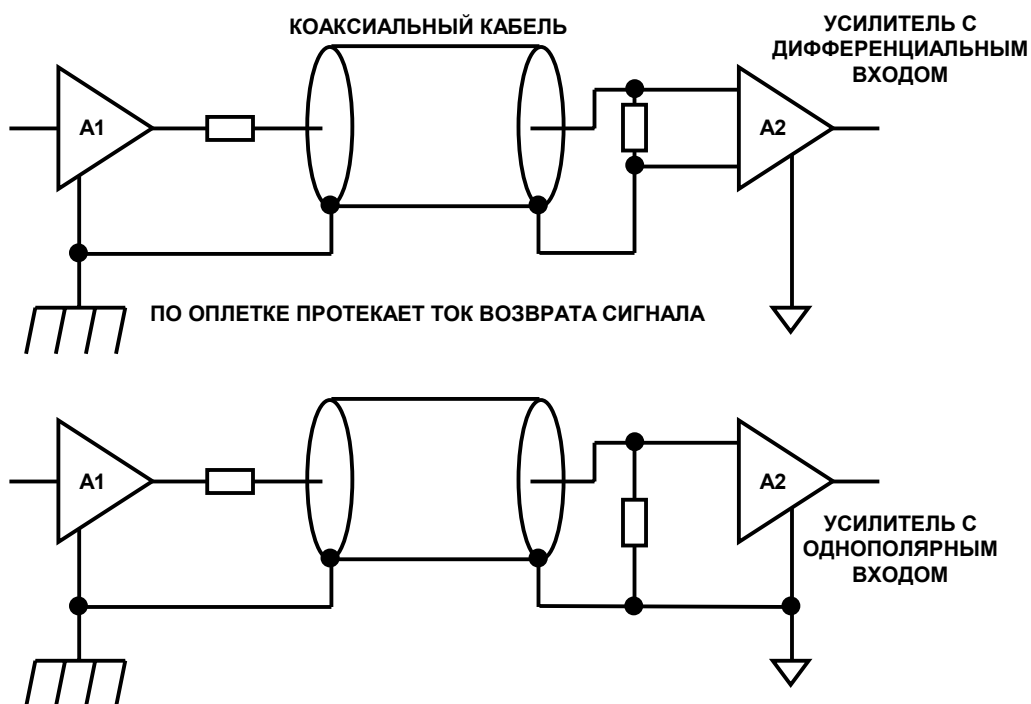
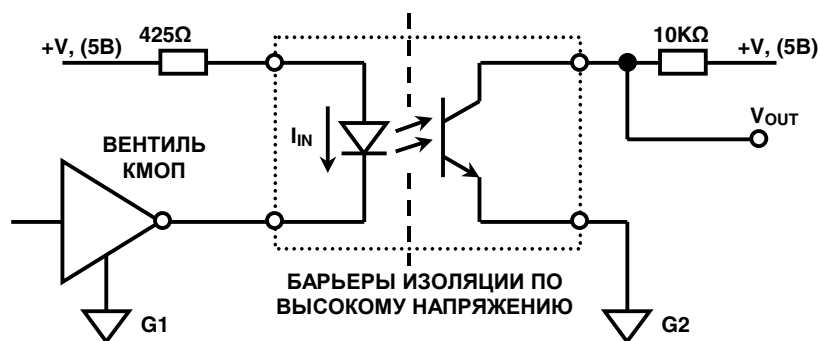


Рис.10.44. Заземление коаксиального кабеля.

Методы изоляции цифровых сигналов

Другой способ разорвать контуры земли состоит в том, чтобы использовать для этой цели некоторые методы изоляции. Аналоговые изолированные усилители находят широкое применение там, где требуется высокая степень изоляции, как, например, в медицинской технике. Методы изоляции цифровых сигналов дают надежный способ передачи цифровых сигналов по интерфейсам без введения дополнительных шумов (помех) со стороны земли.

В этом случае весьма полезны ИС оптической изоляции, которые существуют в широкой вариации видов и корпусов. Ток сигнала прикладывается к светодиоиду передатчика, как показано на Рис.10.45. Световой сигнал принимается фототранзистором. Напряжения изоляции лежат в диапазоне от 5000 В до 7000 В. В схеме светодиод управляется током около 10 мА. Он создает световой сигнал, достаточный для насыщения фототранзистора. Будучи идеальными для цифровых сигналов, для большинства аналоговых приложений схемы оптических изоляторов вряд ли годны, вследствие присущей им высокой нелинейности. Следует понимать, что поскольку фототранзистор работает в режиме насыщения, времена нарастания и спада могут меняться от 10 мкс до 20 мкс для некоторых более медленных устройств. Таким образом, для каждого приложения следует выбирать соответствующую ему схему оптоизоляции.



- ◆ Использует световой сигнал для передачи через барьер высокого напряжения.
- ◆ Светодиод является передатчиком, а фототранзистор - приемником.
- ◆ Напряжение изоляции составляет: 5000В-7000В
- ◆ Нелинеен – идеален для передачи цифровой или частотной информации
- ◆ Время нарастания и спада может быть 10-20мкс для более медленных устройств
- ◆ Пример элемента: Siemens IL-1 (<http://www.siemens.com>)

Рис.10.45. Изоляция, использующая схемы оптоизоляторов.

Семейство изоляторов AD260/AD261 содержит изоляторы для 5 цифровых сигналов управления на/с высокоскоростных ЦПОС, микроконтроллеров или микропроцессоров. AD260 также содержит в себе трансформатор мощностью 1.5 Вт для подключения внешней схемы DC/DC-конвертера источника питания с прочностью изоляции 3.5 КВ.

Каждый канал AD260 может обрабатывать цифровые сигналы с частотой до 20 МГц при задержке распространения всего 14 нс, что позволяет выполнять очень быструю передачу данных. Симметричность выходного сигнала поддерживается в пределах ± 1 нс по отношению ко входу, таким образом, AD260 можно использовать для корректной изоляции временных импульсных сигналов, например, сигналов с широтно-импульсного модулятора (ШИМ).

Упрощенная схема одного канала AD260/AD261 показана на Рис.10.46. Входные данные пропускаются через каскад с триггером Шмитта, далее через защелку и специальную передающую схему, которая дифференцирует входной цифровой сигнал и управляет первичной обмоткой патентованного трансформатора биполярных сигналов. Вторичная обмотка изолирующего трансформатора управляет приемником биполярных сигналов данных, который далее восстанавливает первоначальную форму логического сигнала. Внутренние схемы работают в фоновом режиме, в котором все входы опрашиваются каждые 5мкс и в отсутствии логических сигналов посылают соответствующие биполярные импульсы сквозь барьер изоляции. Время восстановления при включении питания, таким образом, составляет 5-10 мкс.

Трансформатор питания (в составе AD260) работает на частотах от 150 КГц до 250 КГц и, управляясь пуш-пульным каскадом (5 В) передатчика, обеспечивает более 1 Вт изолированного питания. Различные варианты включения отводов трансформатора и подключения выпрямителя и регулятора могут обеспечить ряд напряжений питания: $\pm 5\text{В}$, 15 В, 24 В, 30 В или 37 В.

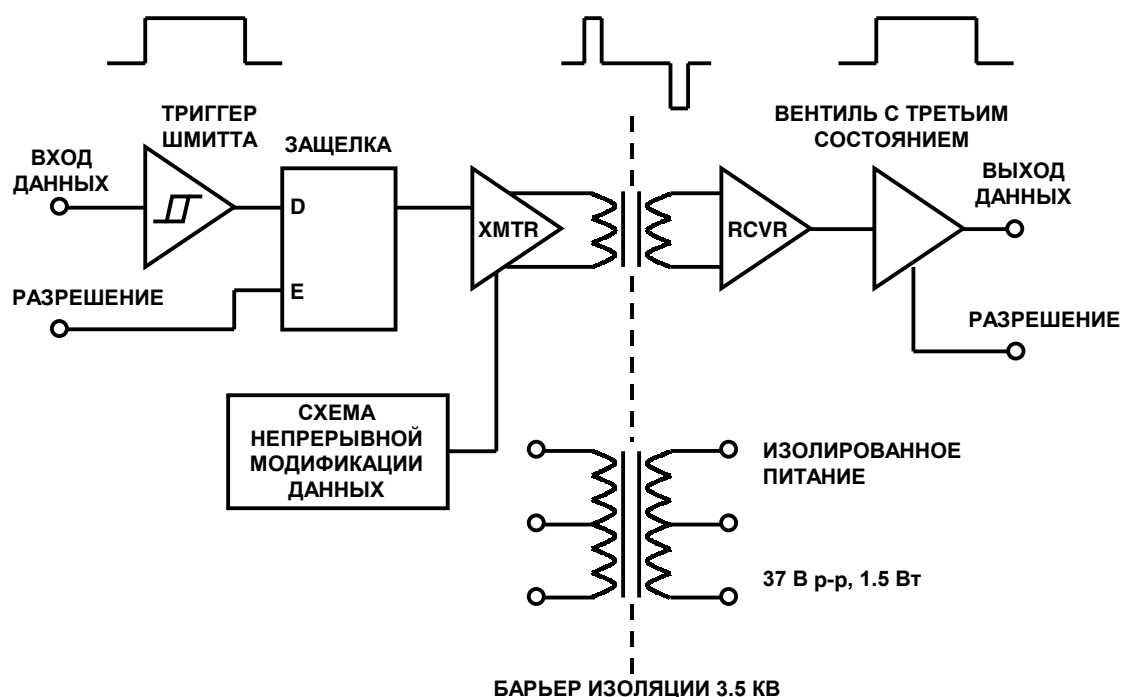


Рис.10.46. Изоляторы цифровых сигналов AD260/AD261.

- ◆ Напряжение испытания изоляции до 3.5КВ действующего (AD260В/AD261В)
- ◆ Возможно подключение до 5 изолированных цифровых линий в 6 конфигурациях входа/выхода
- ◆ Частота логических сигналов 20МГц макс.
- ◆ Изолированный трансформатор питания: 37В от-пика-до-пика, 1.5Вт (AD260)
- ◆ Симметрия передачи фронта импульса: $\pm 1\text{нс}$
- ◆ Задержка распространения: 14нс
- ◆ Время нарастания и спада: меньше 5нс

Рис.10.47. Основные спецификации изоляторов цифровых сигналов AD260/AD261.

Защита от перегрузки по напряжению

Уолт Кестер, Уэс Фриман, Джо Бакстон

Операционные и инструментальные усилители часто должны иметь связь с внешним миром, который может создавать напряжения, превышающие их максимально допустимые значения. Датчики часто располагаются в среде, в которой сбои могут привести к подаче на датчик высокого напряжения: если датчик подключен к усилителю, то вход усилителя может подвергнуться действию напряжения, превосходящего величину его источников питания. Всякий раз, когда входное напряжение выходит за пределы напряжения источника питания, ОУ может быть поврежден, даже тогда, когда он выключен. Почти для всех операционных усилителей величина предела входного напряжения ограничивается величиной напряжения положительного и отрицательного источников питания или, возможно, на 0.3В выше. Существует несколько исключений из этого правила, обнаруживаемых из технических описаний, но основная масса усилителей требует защиты входа, если существует вероятность перегрузки по напряжению.

Любой вход ОУ будет пробит на положительную шину питания или на отрицательную, если на него подать достаточное напряжение перегрузки. Величина напряжения пробоя зависит главным образом от структуры входного каскада. Он может быть эквивалентен диоду с падением напряжения 0.7 В или может противостоять напряжению 50 В или более. Опасность перегрузки по напряжению состоит в том, что создаются условия протекания большого тока, который может разрушить устройство. Во многих случаях перегрузка по напряжению приводит к току, превышающему 100 мА, который может разрушить устройство практически мгновенно.

Для того, чтобы избежать повреждения следует ограничить входной ток до величины менее 5 мА, если противоположное не утверждается в соответствующем техническом описании. Эта величина является эмпирической, основанной на сечении проводников входного каскада типового ОУ. Высокий уровень тока вызывает миграцию металла, которая может привести к разрыву проводников. Миграция представляет собой накапливаемый (кумулятивный) эффект, который может не привести к повреждению устройства в течении длительного промежутка времени. Повреждение может случиться при многократных перегрузках по напряжению и такие повреждения наиболее трудно идентифицировать. Таким образом, даже если окажется, что усилитель противостоит кратковременным токам, вызванным перегрузкой по напряжению, выше 5 мА, все равно, необходимо ограничить ток с тем, чтобы гарантировать долговременную надежность устройства.

Два типа проводимости имеют место при возникновении перегрузки по напряжению: проводимость прямого смещения р-п-переходов входного каскада или при достаточном напряжении - обратный пробой перехода. Опасность прямого смещения р-п-перехода состоит в том, что потечет избыточный ток и он повредит устройство. Если ток ограничить, то повреждения не произойдет. Однако, когда проводимость имеет место из-за обратного пробоя р-п-перехода проблема будет более серьезной. В случае пробоя перехода база-эмиттер даже незначительный ток может привести к деградации бета (коэффициента усиления по току) транзисторов. После возникновения пробоя входные параметры, как напряжение смещения и входной ток, могут существенно отличаться от своих спецификаций. Для предотвращения пробоя перехода база-эмиттер необходима диодная защита. Другие переходы, как база-коллектор или затвор-исток (в случае полевого транзистора) не ухудшают своей работы после восстановления от пробоя, и для них следует просто ограничить входной ток до 5мА, если в технических описаниях не указаны большие величины.

Входное напряжение не должно превышать максимально допустимого (указываемого обычно по отношению к источнику питания)

- ◆ Общая спецификация требует, чтобы входной сигнал находился в пределах $0.3V$ от напряжения источника питания
- ◆ Ток входного каскада следует ограничить (эмпирическое правило) менее 5mA , если другая величина не специфицируется
- ◆ Во входных каскадах избегайте обратного пробоя перехода
- ◆ Предельные величины дифференциальных и синфазных напряжений могут различаться
- ◆ Не существует двух усилителей в точности похожих друг на друга
- ◆ Некоторые ИС содержат схемы защиты входов (фиксаторы напряжения, ограничители тока или то и другое), но все же следует соблюдать максимально допустимые величины

Рис.10.48. Перегрузка входа по напряжению.

Для гарантии защиты входа, как показано на Рис.10.49, можно использовать обобщенную схему внешней защиты, использующую два диода Шоттки и внешний токоограничивающий резистор. Если ОУ содержит внутренние диоды защиты на источник питания, они начнут проводить при прямом напряжении около 0.6V выше или ниже напряжений шин источника питания. Внешний токоограничивающий резистор следует выбирать так, чтобы максимальная величина входного тока ограничивалась 5mA . Это может привести к большим величинам R_{LIMIT} , и в результате величины шума и напряжения смещения могут стать не приемлемыми. Например, для защиты от входного напряжения 100V в точке V_{IN} величина R_{LIMIT} должна быть больше $20\text{K}\Omega$ (полагая худший случай, когда напряжение питания составляет 0V). Внешние защитные диоды Шоттки начнут проводить при напряжении около 0.3V и ток перегрузки потечет через них на источники питания, а не через внутренние диоды. Внешние диоды Шоттки позволяют установить R_{LIMIT} в соответствии с их максимально допустимым током, который может быть существенно больше, чем для внутренних (5mA). Например, резистор $R_{LIMIT} = 500\Omega$ ограничит ток диода на уровне 500mA при входном напряжении (V_{IN}) 100V . Из-за наличия входного тока усилителя резистор защиты, подключенный последовательно ко входу усилителя, даст падение напряжения. Это падение напряжения проявит себя, как увеличение напряжения смещения каскада (и, если входной ток меняется от температуры, то появится дополнительный дрейф смещения). В усилителях, в которых входные токи приблизительно равны, резисторы на входах стремятся сбалансировать данный эффект и уменьшить тем самым ошибку.

В приложениях, где для защиты входов операционных усилителей используются внешние фиксирующие диоды Шоттки, следует учитывать емкость перехода диодов и их токи утечки. Емкость перехода диода и резистор R_{LIMIT} дадут дополнительный полюс в функций передачи, а ток утечки диода будет удваиваться при возрастании температуры окружающей среды на каждые 10° . Поэтому следует использовать диоды с низкими токами утечки при максимальной температуре окружающей среды, в которой может работать данное приложение, и полный ток утечки должен быть меньше одной десятой части входного тока ИС, находящейся при этой температуре. Другой момент, который необходимо учитывать при использовании диодов Шоттки, это изменение прямого падения напряжения на них от температуры. Эти диоды, на самом деле, не ограничивают всегда сигнал на уровне $\pm 0.3\text{V}$ во всем диапазоне окружающих температур, но если диоды Шоттки находятся при той же самой температуре, что и ОУ, то они ограничат напряжение до безопасного уровня. Это имеет место, если перегрузка по напряжению возможна только в моменты включения питания, когда диоды и ОУ будут находится при одинаковой температуре. Если ОУ прогрелся, и после этого производят рестарт питания, то следует предпринять шаги, для обеспечения равенства температуры диодов и ОУ.

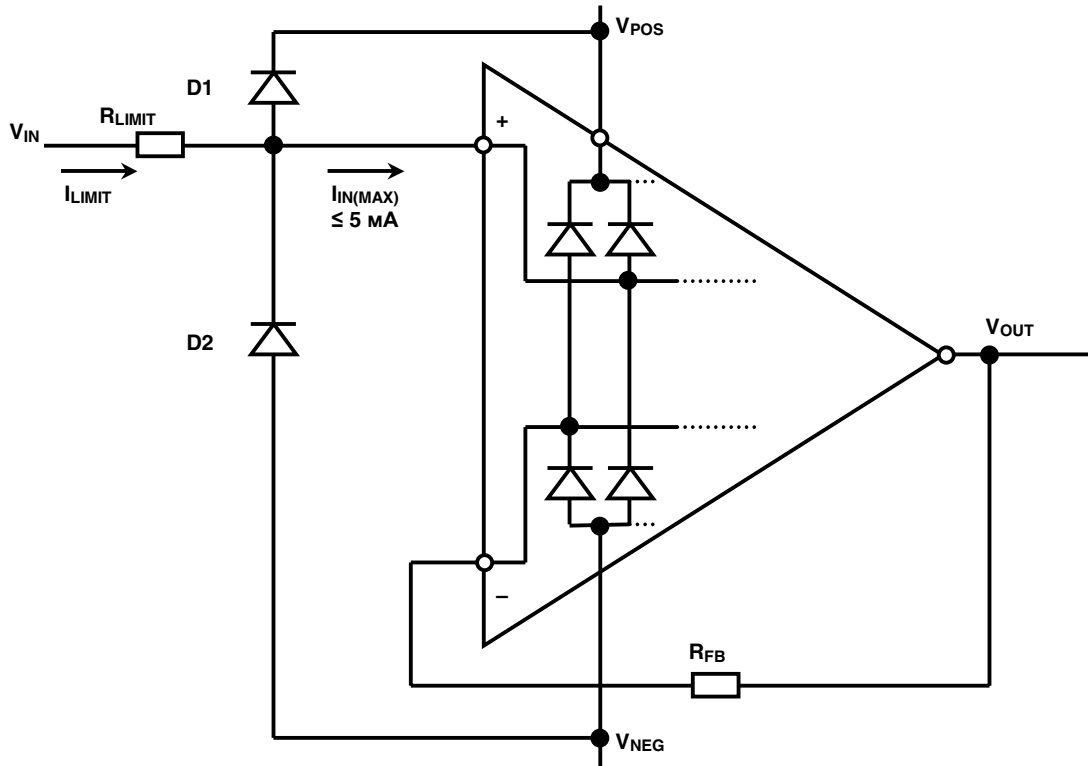


Рис.10.49. Обобщенная схема внешней защиты операционного усилителя от перегрузки по напряжению.

Упрощенная схема инструментального усилителя AD620 показана на Рис.10.50.

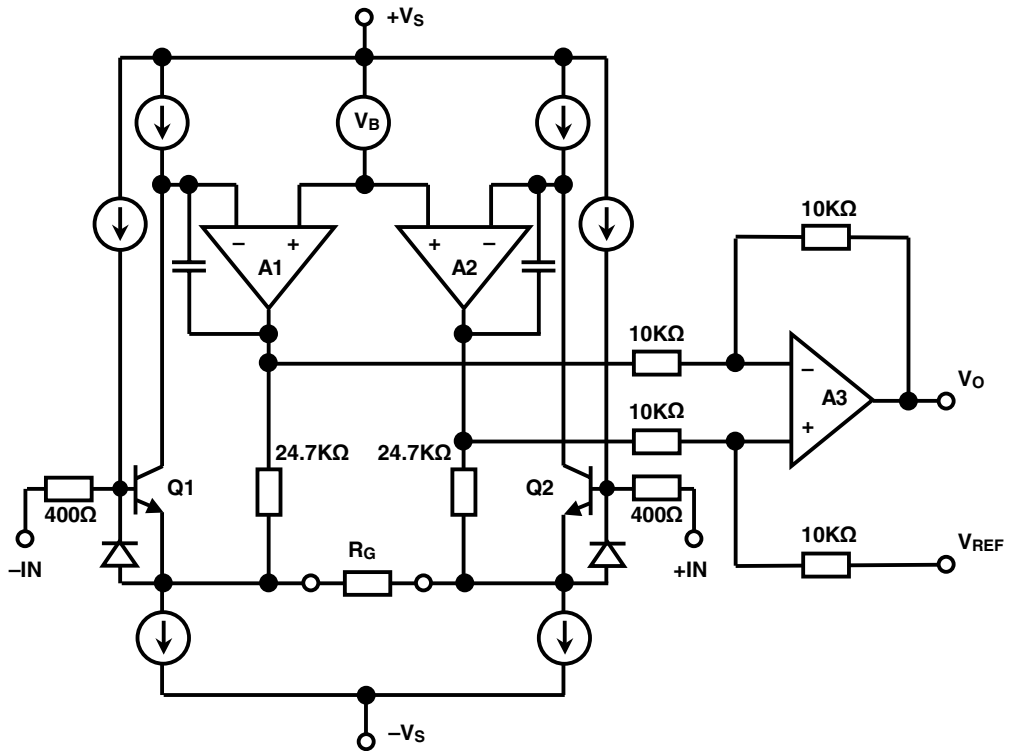
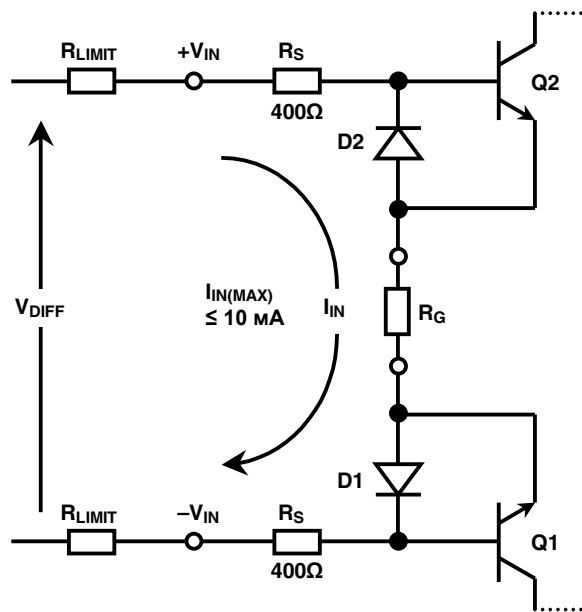


Рис.10.50. Упрощенная схема инструментального усилителя AD620.

Резисторы 400Ω являются тонкопленочными, и поэтому они не ведут себя как полупроводниковые переходы, как было бы в случае диффузионных резисторов. Для предотвращения обратного пробоя входных транзисторов $Q1$ и $Q2$ параллельно их переходам база-эмиттер подключены диоды $D1$ и $D2$. На Рис.10.51 показана эквивалентная схема входной цепи для случая возникновения перегрузки по напряжению. Синфазное напряжение на входах ($+V_{IN}$ или $-V_{IN}$) следует ограничить сверху на уровне, который на 0.3 В выше положительной шины питания (V_{POS}), и снизу, который на 0.3 В ниже отрицательной шины питания (V_{NEG}). К тому же, дифференциальное входное напряжение следует ограничить до величины, ограничивающей входной ток до уровня не более 10 мА. На эквивалентной схеме показано, что входной ток протекает через два внешних ограничивающих резистора R_{LIMIT} , два внутренних резистора R_S , резистор, устанавливающий усиление R_G и два диода ($Q2$ и $D1$). Для данного входного дифференциального напряжения, входной ток является функцией от R_G и следовательно от усиления. Для усиления 1000, $R_G=49.9\Omega$, и поэтому R_G имеет большее влияние на входной ток, чем в случае, когда усиление равно 10, и $R_G = 5.49\text{ K}\Omega$.



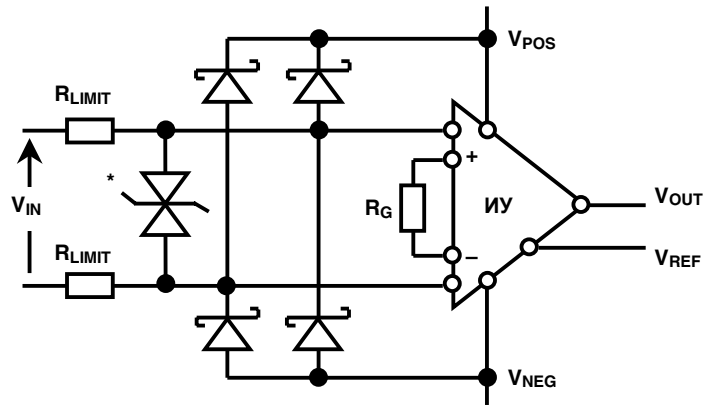
$$\text{при } +V_{IN} \text{ и } -V_{IN} : V_{NEG} - 0.3 \text{ В} \leq V_{CM} \leq V_{NEG} + 0.3 \text{ В}$$

$$V_{DIFF} = I_{IN}(2R_S + 2R_{LIMIT} + R_G) + 1.2 \text{ В}$$

$$V_{DIFF(MAX)} \leq I_{IN(MAX)}(2R_S + 2R_{LIMIT} + R_G) + 1.2 \text{ В}$$

Рис.10.51. Эквивалентная схема входной цепи инструментального усилителя AD620 при перегрузке по напряжению.

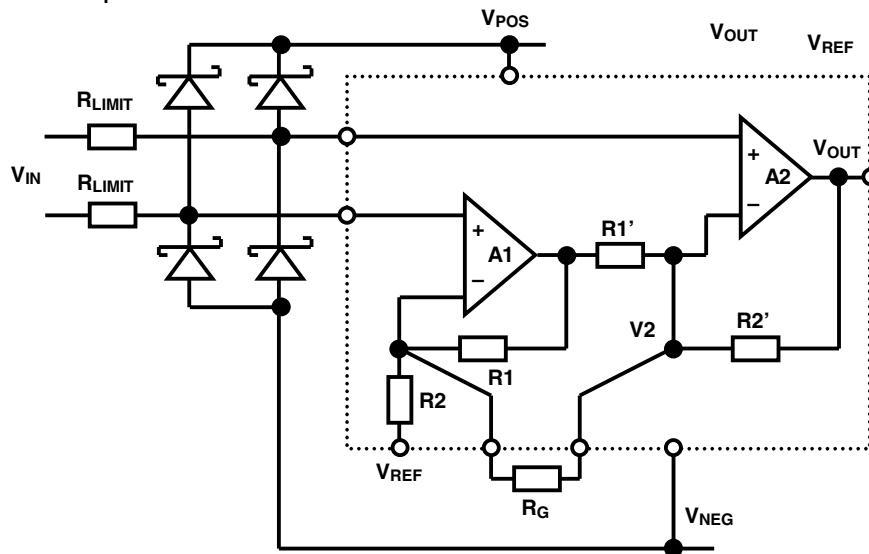
Обобщенная схема внешней защиты от перегрузки по напряжению для инструментального усилителя показана на Рис.10.52. Для ограничения максимального тока через диоды, подключенные к шинам питания V_{POS} и V_{NEG} , выбирается соответствующий номинал резисторов R_{LIMIT} . Опорные диоды или подавители импульсного напряжения (TVS или TransZorbs™) выбираются так, чтобы ограничить максимальное дифференциальное входное напряжение до величины меньшей, чем $|V_{POS} - V_{NEG}|$, если это требуется.



ЕСЛИ ТРЕБУЕТСЯ, УСТАНОВЛИВАЮТСЯ ОПОРНЫЕ ДИОДЫ ИЛИ ПОДАВИТЕЛИ ИМПУЛЬСНОГО НАПРЯЖЕНИЯ (TVS ИЛИ TransZorbs™) ДЛЯ ОГРАНИЧЕНИЯ V_{DIFF} .

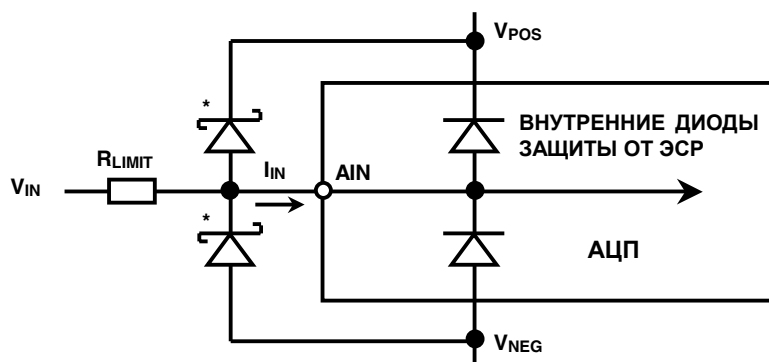
Рис.10.52. Обобщенная схема внешней защиты входов Инструментального усилителя .

Инструментальный усилитель на основе двух операционных усилителей (см. Рис.10.53) обычно можно защитить с помощью внешних диодов Шоттки на шины питания и токоограничивающих резисторов. Входной ток не является функцией величины резистора установки усиления, как в случае инструментального усилителя на основе трех операционных усилителей. АЦП, входной диапазон которого лежит в области между напряжениями источников питания, можно обычно защитить внешними диода Шоттки и токоограничивающим резистором, как показано на Рис.10.54. Даже если имеется внутренний диод защиты от электростатических разрядов, использование внешних диодов позволит уменьшить величину резистора R_{LIMIT} и, соответственно, уменьшить ошибки, связанные с шумами и смещением. АЦП с тонкопленочными входными аттенуаторами такие как, AD7890-10 (см. Рис.10.55), можно защитить с помощью опорных диодов или подавителей импульсного напряжения и резистора R_{LIMIT} для ограничения тока через них.



$$G = 1 + \frac{R2}{R1} + \frac{2R2}{R_G}$$

Рис.10.53. Защита входов инструментального усилителя на двух ОУ (AD627).



- ◆ Выберите величину резистора R_{LIMIT} для ограничения входного тока I_{IN} на уровне 5мА
- ◆ *Дополнительные внешние диоды Шоттки позволяют уменьшить величину резистора R_{LIMIT}

Рис.10.54. Защита входа АЦП с диапазоном входных напряжений, лежащим в области между напряжениями питания.

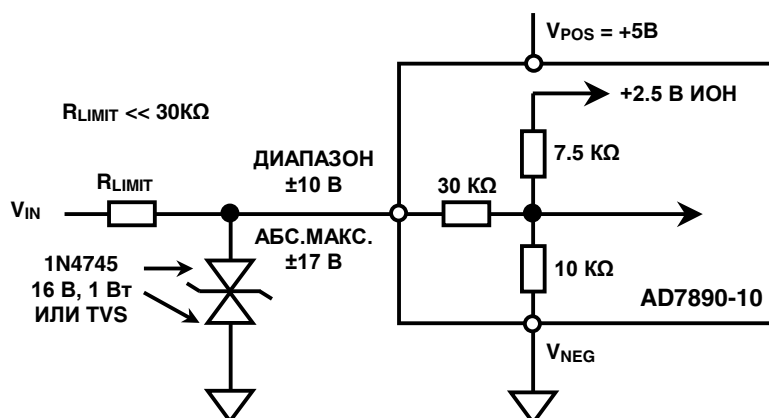


Рис.10.55. Защита входа АЦП с однополярным питанием и входным аттенюатором на тонкопленочных резисторах.

Защита от перегрузки по напряжению с использованием канальных устройств защиты КМОП-типа

ADG465/ADG466/ADG467 являются канальными устройствами защиты КМОП-типа (канальные устройства), которые включаются последовательно с сигналом. Канальные устройства защитят чувствительные компоненты от передачи импульсов напряжения вне зависимости от того будут или нет включены источники питания. Поскольку канальные устройства защиты работают вне зависимости от того, присутствуют источники питания или нет, данное устройство защиты идеально для использования в приложениях, в которых нужная последовательность включения питания для обеспечения защиты аналоговых цепей не всегда может быть гарантирована (например, в системах с «горячей заменой» блоков).

Каждое канальное устройство защиты (см. Рис.10.56) включает в себя независимые каналы, каждый из которых состоит из четырех МОП-транзисторов: два транзистора – N-МОП-типа и два – P-МОП-типа. Один из P-МОП-транзисторов не находится непосредственно в цепи сигнала, но используется для замыкания истока второго P-МОП-транзистора на его подложку.

Это приводит к понижению порогового напряжения, и уменьшает, таким образом, нормальный рабочий диапазон входных сигналов. Исток и подложка N-МОП-транзисторов соединяются между собой по той же самой причине.

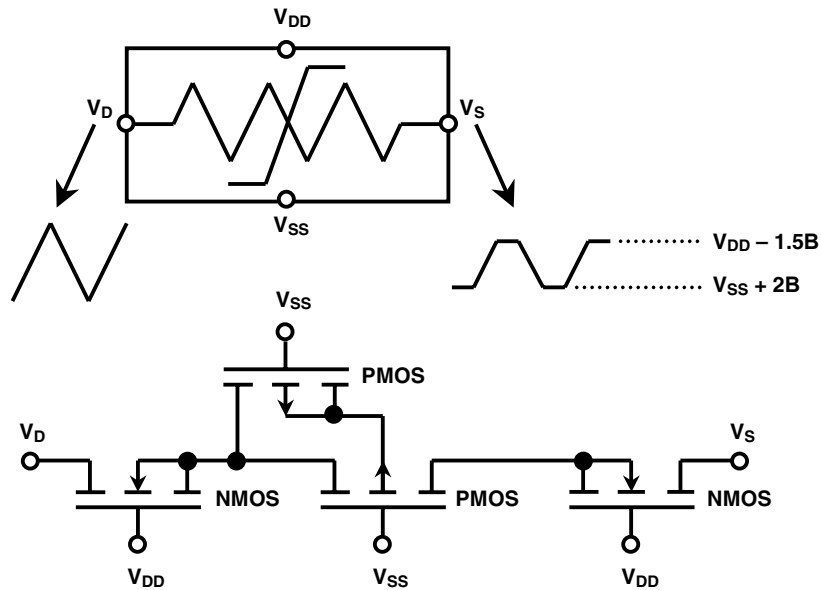


Рис.10.56. Канальные устройства защиты из одного, двух, трех и восьми элементов (ADG465,ADG466,ADG467)

Канальное устройство защиты ведет себя подобно последовательному резистору ($60\Omega - 80\Omega$) во время нормальной работы (во включенном состоянии), т.е. когда $(V_{SS} + 2\text{ В}) < V_D < (V_{DD} - 1.5\text{ В})$, где V_D – входное напряжение. Когда входное аналоговое напряжение превышает этот порог, один из МОП-транзисторов выключится, ограничивая свое выходное напряжение либо на уровне $V_{SS} + 2\text{ В}$, либо $V_{DD} - 1.5\text{ В}$. Защита схемы и источника сигнала обеспечивается в случае возникновения перегрузки по напряжению или при пропадании питания. Канальные устройства защиты могут противостоять перегрузкам входными напряжениями от $V_{SS} - 20\text{ В}$ до $V_{DD} + 20\text{ В}$, при включенном питании ($V_{DD} - V_{SS} = 44\text{ В макс.}$). При выключенном питании ($V_{DD} = V_{SS} = 0$) максимальное входное напряжение составит $+35\text{ В}$. Канальные устройства защиты являются малопотребляющими устройствами, и даже в условиях сбойных ситуаций ток потребления от источника питания ограничивается субмикροамперным уровнем. Все транзисторы устройства диэлектрически изолированы друг от друга изоляционной канавкой, тем самым гарантируется, что канальные устройства защиты не подвержены «защелкиванию» (тиристорному эффекту).

- ◆ Низкая величина сопротивления во включенном состоянии (50Ω для ADGG465, 80Ω для ADG466/467)
- ◆ Согласованность сопротивлений во включенном состоянии: 3%
- ◆ Максимальное напряжение питания 44 В , $V_{DD} - V_{SS}$
- ◆ Защита от перегрузки по напряжению и от отказа до $\pm 40\text{ В}$
- ◆ Уровень фиксации при перегрузке положительным напряжением $V_{DD} - 1.5\text{ В}$
- ◆ Уровень фиксации при перегрузке отрицательным напряжением $V_{SS} + 2\text{ В}$
- ◆ Разрыв входной цепи при выключенном питании
- ◆ Конструкция не подвержена тиристорному эффекту

Рис.10.57. Спецификации канальных устройств защиты ADG465, ADG466, ADG467

На Рис.10.58 показано типовое приложение, которое требует защиты от перегрузки по напряжению и обеспечения заданной последовательности подачи питания. Это приложение демонстрирует систему с «горячей заменой» блоков. Система включает в себя вставляемую в работающий каркас с помощью торцевого разъема печатную плату или модуль. В приложении такого типа невозможно гарантировать корректную последовательность подачи питания. Корректная последовательность подачи питания означает, что источники питания должны подключаться до подачи любого внешнего сигнала. Неправильная последовательность включения может привести к переходу КМОП-устройств в тиристорный режим. Это действительно так для большинства КМОП-устройств вне зависимости от их функционального назначения. Гарантия того, что питание на оставшуюся часть схемы поступит до включения устройства канальной защиты, обеспечивается с помощью RC-цепей на входах питания канального устройства. В этом режиме выходы канальных устройств защиты фиксируются существенно ниже V_{DD} и V_{SS} до тех пор, пока конденсаторы не зарядятся. Диоды гарантируют, что питание на канальных устройствах никогда не превысит уровень шин питания, когда устройство вынимается из разъема. И это гарантирует, что сигналы на входах КМОП-устройств никогда не превысят напряжения источников питания (т.е. «защелкивание» никогда не произойдет).

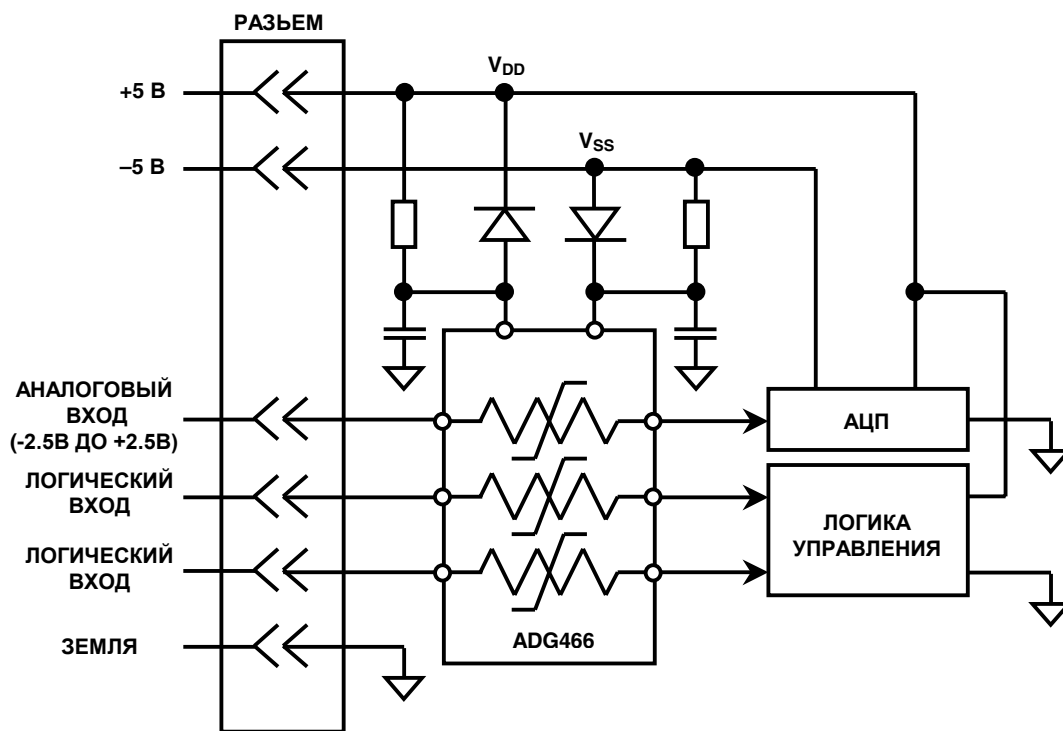


Рис.10.58. Защита от перегрузки и нарушения очередности включения питания с использованием ADG466.

Электростатический разряд

Уолт Кестер, Уэс Фриман, Джеймс Брайнт

Электростатический разряд является однократным, быстрым процессом передачи значительного импульса тока из-за электростатического заряда, который возникает по следующим причинам:

- (1) Из-за прямого контакта между двумя объектами, находящимися при разных потенциалах (называемый иногда контактным разрядом).
- (2) Из-за высокого электростатического поля между двумя объектами, когда они находятся в непосредственной близости друг от друга (называемый иногда воздушным разрядом).

Первичные источники статического электричества в основном представляют собой изоляторы и, в общем случае, являются синтетическими материалами, например, винил или пластиковые рабочие поверхности, изоляционная обувь, обшитые кресла, лента скотч, упаковка, паяльники с незаземленными наконечниками и т.д. Уровень напряжений генерируемых этими источниками может быть значительным, так как их заряд не распределяется равномерно по поверхности и не передается другим объектам.

Генерация статического электричества, вызванная трением двух поверхностей друг от друга, называется *трибоэлектрическим* эффектом. Примеры показаны на Рис.10.59.

- ◆ Хождение по ковровому покрытию
 - ◆ генерирует напряжение 1000 В – 1500 В
- ◆ Хождение по полу с виниловым покрытием
 - ◆ генерирует напряжение 150 В – 250 В
- ◆ Касание материала защищенного чистым пластиковым покрытием
 - ◆ генерирует напряжение 400 В – 600 В
- ◆ Касание полиэтиленовых пакетов
 - ◆ генерирует напряжение 1000 В – 2000 В
- ◆ Помещение пенополиуретана в упаковку
 - ◆ генерирует напряжение 1200 В – 1500 В
- ◆ Примечание: данные приведены в предположении относительной влажности 60%. Для более низкой влажности (30%). Генерируемые напряжения могут быть в 10 раз больше перечисленных выше.

Рис.10.59. Примеры генерации электростатического заряда.

Интегральные схемы могут быть повреждены высокими напряжениями и высокими пиковыми токами, которые генерируются электростатическим разрядом. Прецизионные аналоговые схемы, обладающие очень низкими входными токами, в большей степени подвержены повреждениям, чем цифровые схемы общего назначения, потому что традиционные схемы защиты входа, которые защищают против повреждения электростатическим разрядом, также увеличивают входной ток.

Для разработчиков наиболее общим проявлением повреждения от электростатического разряда является катастрофический отказ ИС. Однако, электростатический разряд может также вызвать увеличение тока утечки или ухудшить другие параметры ИС. Если оказывается, что устройство во время проверки не удовлетворяет спецификации из технических характеристик, то следует также рассмотреть вероятность повреждения его электростатическим разрядом.

- ◆ Механизм отказа из-за электростатического разряда:
 - ◆ повреждение диэлектрика или перехода
 - ◆ накопление поверхностного заряда
 - ◆ разрушение проводников
- ◆ Повреждение электростатическим разрядом может вызвать:
 - ◆ увеличение тока утечки
 - ◆ ухудшение работы
 - ◆ отказы микросхем
- ◆ Повреждение электростатическим разрядом часто кумулятивный процесс:
 - ◆ например, каждый единичный разряд может увеличивать степень повреждения перехода до тех пор, пока устройство не откажет.

Рис.10.60. Рассмотрение повреждений электростатическим разрядом.

Все устройства, чувствительные к электростатическому разряду, должны транспортироваться в защитной упаковке. ИС обычно помещаются либо в проводящий пенопласт или в тубы из антистатика. В любом случае, контейнер затем заключается в пакет из антистатического пластика. Запечатанный пакет метится специальной наклейкой такой, как показано на Рис.10.61, которая описывает соответствующие рабочие процедуры. Кроме того, технические описания ИС чувствительных к электростатическому разряду, обычно имеют указание на этот эффект (см. Рис.10.62).



Рис.10.61. Обозначение устройств чувствительных к электростатическому разряду.

Защита относительно проста, как только устройства чувствительные к электростатическому разряду идентифицируются. Первый шаг, очевидно, состоит в хранении ИС в оригинальной упаковке настолько долго, насколько это возможно. Следующий шаг состоит в том, чтобы разрядить потенциальный электростатический источник до того как он сможет вызвать повреждение ИС.

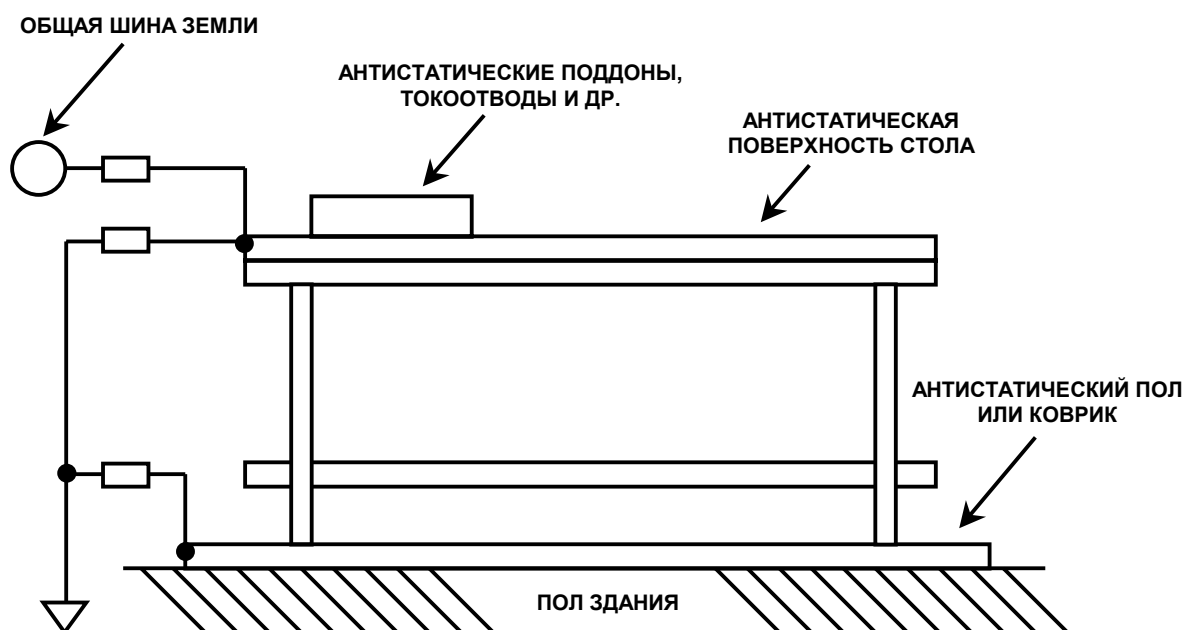


ОСТОРОЖНО!

УСТРОЙСТВО ЧУВСТВИТЕЛЬНО К ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОМУ РАЗРЯДУ. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ЗАРЯДЫ ДО 4000 В ВСЕГДА СОДЕРЖАТСЯ НА ТЕЛЕ ЧЕЛОВЕКА И ТЕСТОВОМ ОБОРУДОВАНИИ И МОЖЕТ ПРОИЗОЙТИ НЕЯВНЫЙ (ВНЕШНЕ НЕЗАМЕТНЫЙ) РАЗРЯД. ХОТЯ ADXXX ИМЕЮТ СООТВЕТСТВУЮЩИЕ ЦЕПИ ЗАЩИТЫ, МОЖЕТ ПРОИЗОЙТИ ПОВРЕЖДЕНИЕ УСТРОЙСТВ, ПОДВЕРГАЕМЫХ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИМ РАЗРЯДАМ ВЫСОКОЙ ЭНЕРГИИ. ПОЭТОМУ РЕКОМЕНДУЕТСЯ ПРИМЕНЯТЬ СООТВЕТСТВУЮЩИЕ МЕРЫ ПРЕДОСТОРОЖНОСТИ ДЛЯ ТОГО, ЧТОБЫ ИЗБЕЖАТЬ УХУДШЕНИЯ РАБОТЫ ИЛИ ПОТЕРИ РАБОТОСПОСОБНОСТИ УСТРОЙСТВ.

Рис.10.62. Указание в технических описаниях большинства линейных интегральных схем и интегральных схем со смешанными сигналами, подверженных действию электростатики.

Разряд потенциально опасного напряжения можно выполнить быстро и безопасно через сопротивление высокой величины. Рабочее место с поверхностью рассеивающей статический заряд является основным компонентом, требуемым для безопасной работы, как показано на Рис.10.63. Данная поверхность подключается к земле через резистор $1\text{ M}\Omega$, который рассеивает статический заряд, и в то же время защищает пользователей от поражения электрическим током. Если поверхность рабочего стола непроводящая, то следует постелить сверху коврик, рассеивающий статический заряд, вместе с резистором разряда. Все устройства чувствительные к статике помещаются в защитную упаковку и маркируются специальными руководящими указаниями.



Примечание: Поверхностное сопротивление, проводящей крышки стола около $10\text{ M}\Omega/\text{кв.дм}$.

Рис.10.63. Рабочее место для работы с устройствами чувствительными к электростатике.

Отметим, что крышка рабочего стола должна иметь умеренно высокое поверхностное сопротивление. Не только не существует необходимости, но даже и нежелательно использовать крышку с низким поверхностным сопротивлением (такую как лист фольгированного текстолита) в качестве поверхности рабочего стола.

Помните всегда, что может потечь избыточно высокий пиковый ток, если заряженная ИС разряжается через низкий импеданс. Именно так происходит, когда заряженная микросхема входит в контакт с заземленным листом фольгированного текстолита. Однако, когда ИС заряженная тем же зарядом помещается на поверхность показанную на Рис.10.63, пиковый ток достаточно мал с тем, чтобы он мог повредить устройство.

При работе с устройствами чувствительными к электростатике рекомендуется также использовать токопроводящий браслет. Токопроводящий браслет гарантирует, что рутинные операции, такие как снятие упаковочной ленты, не вызовут повреждения ИС. И, снова, для обеспечения безопасности требуется резистор 1 МΩ с токопроводящего браслета на землю.

При создании макета прототипа или сборке печатных плат, которые содержат устройства, чувствительные к электростатике, все пассивные компоненты следует устанавливать и впаять до установки ИС. Данная процедура минимизирует опасность подвергнуть чувствительные устройства разряду. Безусловно, паяльники должны, иметь заземленные наконечники.

ANALOG DEVICES:

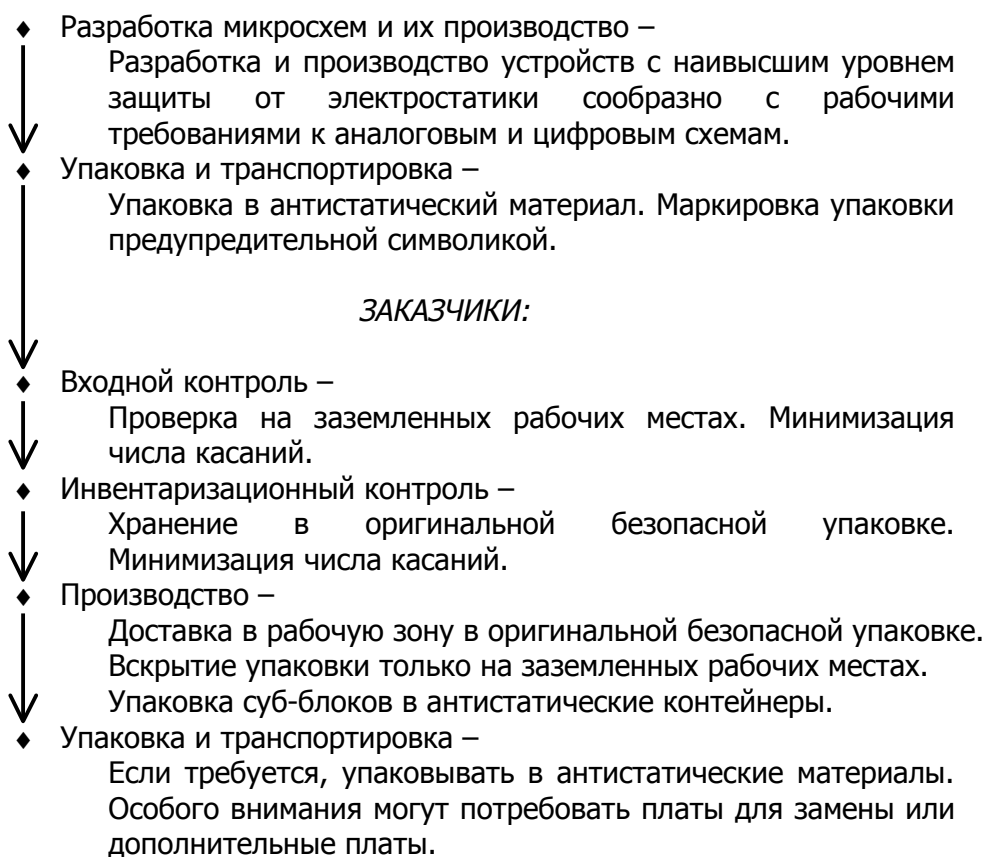


Рис.10.64. Защита от электростатики требует партнерства между поставщиками ИС и заказчиками.

Защита интегральных схем от повреждения электростатическим разрядом требует наличия усилий с обеих сторон: как со стороны производителя микросхем, так и со стороны заказчика. Производители микросхем имеют законный интерес в обеспечении высшей степени защиты своих устройств от электростатического разряда.

Разработчики интегральных схем, технологи, специалисты по упаковке и многие другие постоянно изучают новые улучшенные варианты схемных решений, технологических процессов и методов упаковки для того, чтобы эффективно противостоять или рассеивать энергию электростатического разряда. Однако, полный план мер защиты от электростатического разряда требует кое что большее, чем схемная реализация защиты в пределах ИС. Пользователи интегральных схем также должны обеспечивать свой персонал необходимыми знаниями и опытом для работы с ИС, подверженными действию электростатики (см. Рис.10.64).

Особое внимание следует уделить при макетировании и контроле ИС. Эффект повреждения электростатическим разрядом может носить кумулятивный характер так, что повторяющиеся неправильные манипуляции с устройством могут, в конце концов, привести к его отказу. Удаление и постановка ИС в тестовую розетку (панельку), хранение устройств во время тестирования и добавление или удаление внешних компонент в макете следует выполнять, соблюдая должные меры предосторожности. Если устройство отказало во время разработки системы-прототипа, причиной отказа могут быть повторяющиеся электростатические разряды. Ключевое понятие, о котором следует всегда помнить по отношению к электростатическим разрядам, является *их предотвращение*. Не существует способа запрета повреждения электростатическим разрядом или компенсации его действия.

Электростатические модели и тестирование

Некоторые приложения имеют большую чувствительность к электростатике, чем другие. ИС, располагаемые на печатной плате и окруженные другими компонентами, обычно в меньшей мере подвержены опасности повреждения электростатическим разрядом, чем цепи, которые связывают печатную плату с другими платами или с «внешним миром». Эти микросхемы обычно не специфицируются для удовлетворения некоторым особым требованиям по электростатике (исключая MIL-STD-883 Method 3015). Хорошим примером интерфейса чувствительного к электростатике является порт RS-232 компьютера (см. Рис.10.65). ИС передатчика и приемника порта находится непосредственно на линии, подверженной, как импульсным помехам, так и действию электростатики. Для того, чтобы гарантировать работоспособность такого устройства в условиях электростатических разрядов, необходимо специфицировать методы испытания и установить их пределы.

- ◆ Приемопередатчик подключен непосредственно к линии подверженной действию импульсных помех. Порт RS-232 весьма уязвим к действию электростатических разрядов.
- ◆ Порт ввода-вывода является открытым шлюзом в оболочке экрана.
- ◆ В настоящее время удовлетворение требованиям согласованных стандартов является обязательным для устройств, распространяемых в странах Европейского Союза.

Рис.10.65. Порт RS-232 в большой степени подвержен действию электростатики.

Для оценки чувствительности устройств к электростатическому разряду была разработана совокупность форм тестовых сигналов и спецификаций. Три наиболее популярных формы сигналов, употребляемых в настоящее время для испытаний полупроводниковых и дискретных устройств, соответствуют следующим моделям: модели человеческого тела (НВМ), машинной модели (ММ) и модели заряженного устройства (СДМ).

Каждая из трех данных моделей описывает разные события электростатики, и, следовательно, корреляция между результатами испытаний для этих моделей минимальна.

Начиная с 1996 года электронное оборудование, поставляемое в/или внутри Европейского Союза, должно удовлетворять требованиям электромагнитной совместимости (EMC) разного уровня, как определено в спецификациях стандартов IEC1000-4-X. Стандарт не применяется к отдельным интегральным схемам, но применяется к конечной продукции. Эти стандарты определяются вместе с методом испытаний в различных спецификациях IEC1000, показанных на Рис.10.66.

- ◆ IEC1000-4 Электромагнитная совместимость EMC
- ◆ IEC1000-4-1 Обзор испытаний на устойчивость
- ◆ IEC1000-4-2 Устойчивость к электростатическому разряду (ESD)
- ◆ IEC1000-4-3 Устойчивость к излучаемому радиочастотному электромагнитному полю
- ◆ IEC1000-4-4 Быстрые электрические импульсные помехи (EFT)
- ◆ IEC1000-4-5 Выбросы от грозовой активности
- ◆ IEC1000-4-6 Наведенные помехи от радиочастоты выше 9КГц

- ◆ Маркировка (в случае) совместимости: **С Е**

Рис.10.66. Основы из стандартов семейства IEC1000-4-X для электронного оборудования (но не для отдельных интегральных схем!)

IEC1000-4-2 описывает тестирование на электромагнитную совместимость, используя два типа разряда: *контактный разряд* и *воздушный разряд*. Контактный разряд вызывается прямым касанием к испытываемому устройству. Воздушный разряд использует большее испытательное напряжение и здесь отсутствует прямой контакт с испытываемым устройством. При воздушном разряде разрядник движется в направлении испытываемого устройства, производя искровой разряд на испытываемое устройство через воздушный зазор. Последний метод подвержен влиянию различных факторов: влажности, температуры, барометрического давления, расстояния и скорости замыкания разрядника. Метод контактного разряда, будучи менее утилитарным, обладает лучшей повторяемостью и поэтому признается его предпочтение перед методом воздушного разряда.

Хотя импульс электростатического разряда несет незначительную энергию, чрезвычайно быстрое время нарастания, соединенное с высоким напряжением может привести к отказу незащищенной ИС. Катастрофическое разрушение происходит мгновенно, как результат искрового разряда или перегрева. Даже если катастрофический отказ не произойдет немедленно, устройство может ухудшить ряд своих рабочих параметров, которые приведут к ухудшению его работоспособности в целом. Кумулятивный эффект на длительную электростатику в конце концов может привести к полному отказу устройства. Линии ввода/вывода в особенности подвержены повреждениям от электростатического разряда. Простое касание или постановка кабеля ввода/вывода может привести к статическому разряду, который повредит или полностью разрушит интерфейсный элемент, подключенный к данному порту ввода/вывода (как приемопередатчики RS232). Традиционно методы испытания на электростатический разряд, такие как MIL-STD-883B Method 3015.7, не обеспечивают полной проверки чувствительности устройства к разряду данного типа. Этот тест был предназначен для испытания чувствительности устройства к повреждению электростатикой во время касания его.

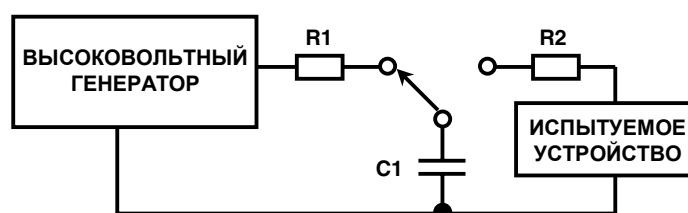
Каждый вывод устройства проверяется по отношению ко всем другим выводам. Существует некоторая важная разница между испытаниями по MIL-STD-883B Method 3015.7 и IEC:

- (1) Испытание по IEC существенно более строгие в части энергии разряда. Наведенный пиковый ток более, чем в 4 раза превосходит (соответствующую величину по MIL).
- (2) Скорость нарастания тока существенно выше в испытаниях по IEC.
- (3) Испытание по IEC проводятся при напряжении питания, поданном на испытуемое устройство.

Вероятно, электростатический разряд сможет вызвать эффект «защелкивания» в испытуемом устройстве, поэтому этот тест является более репрезентативным по отношению к реальному разряду, когда устройство работает с поданным на него напряжением питания.

Однако, для получения максимальной уверенности, следует выполнять оба испытания для интерфейсных устройств, гарантируя, таким образом, максимальную защиту, как во время сборки, так и позже в рабочих условиях.

Сравнение величин элементов испытательной схемы для модели по IEC1000-4-2 и модели человеческого тела по MIL-STD-883B Method 3015.7 приводится на Рис.10.67, а формы электростатического напряжения приводятся на Рис.10.68.



Метод испытания	R2	C1
Модель человеческого тела по MIL-STD883B, метод 3015.7	1.5 КΩ	100 пФ
По IEC1000-4-2	330Ω	150 пФ

Примечание: напряжение контактного разряда по спецификации IEC1000-4-2 составляет ±8 КВ.

Рис.10.67. Испытания электростатическим разрядом по MIL-STD883B.

Соответствующие конструкторские решения по защите от электростатики относительно легко вписать в большинство методов защиты от перегрузки по напряжению, обсужденных в разделе ранее. Дополнительную защиту можно выполнить, применяя защитные опорные диоды (TransZorb) в соответствующих местах системы. RS232 и RS485 линейные приемники и передатчики серии ADMXXX-E поставляются с гарантированными спецификациями по электростатике 15 КВ (HBM).

- ◆ Напряжение: 8КВ
- ◆ Пиковый ток:
 - ◆ MIL883B, Method3015.7 HBM: 5 А
 - ◆ IEC1000-4-2: 25А

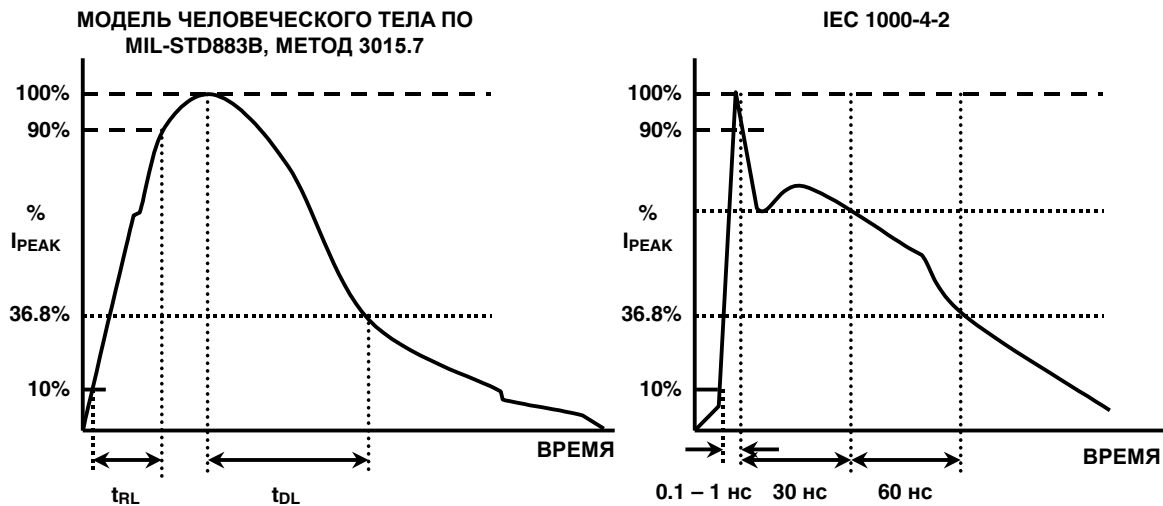


Рис.10.68. Формы напряжений при электростатическом разряде для модели человеческого тела по MIL-STD 883B, Method3015.7, и IEC1000-4-2

- ◆ Соблюдайте максимально допустимые параметры в соответствии с техническими описаниями!
- ◆ Следуйте общим рекомендациями по защите от перегрузок по напряжению
 - ◆ добавляйте последовательные сопротивления для ограничения токов
 - ◆ устанавливайте опорные диоды или подавители напряжения для обеспечения дополнительной защиты (<http://www.gensemi.com>)
- ◆ Приобретайте специфицированные для электростатики устройства цифрового интерфейса, такие как:
 - ◆ семейства ADMXXX-E RS232/RS485 передатчики/приемники (MIL883B, Method3015.7: 15KB, IEC1000-4-2: 8KB)
- ◆ Изучите AN-397, «*Electrically Induced Damage to Standard Linear Integrated Circuits: The Most Common Causes and the Associated Fixes to Prevent Reoccurrence*», - имеющееся на сайте Analog Devices, <http://www.analog.com>

Рис.10.69. Конструкторские меры предосторожности для интегральных схем, которые будут работать в интерфейсах, подверженных опасности повреждения электростатическим разрядом.

Литература

Ошибки в системах высокой точности, связанные с резисторами и паразитными термопарами

1. RCD Components, Inc.,
520 E. Industrial Park Drive, Manchester NH, 03109, 603-669-0054, <http://www.rcd-comp.com>
2. Steve Sockolov and James Wong, *High-Accuracy Analog Needs More Than Op Amps*,
Electronic Design, Oct.1, 1992, p.53.
3. Doug Grant and Scott Wurcer, *Avoiding Passive Component Pitfalls*,
The Best of Analog Dialogue, Analog Devices, 1991, p. 143.
4. Brian Kerridge, *Elegant Architectures Yield Precision Resistors*,
EDN, July 20, 1992.

Выполнение заземления в системах со смешанными сигналами

1. William C. Rempfer, *Get All the Fast ADC Bits You Pay For*,
Electronic Design, Special Analog Issue, June 24, 1996, p.44.
2. Mark Sauerwald, *Keeping Analog Signals Pure in a Hostile Digital World*,
Electronic Design, Special Analog Issue, June 24, 1996, p.57.
3. Jerald Grame and Bonnie Baker, *Design Equations Help Optimize Supply Bypassing for Op Amps*
Electronic Design, Special Analog Issue, June 24, 1996, p.9.
4. Jerald Grame and Bonnie Baker, *Fast Op Amps Demand More Than a Single-Capacitor Bypass*,
Electronic Design, Special Analog Issue, November 18, 1996, p.9.
5. Walt Kester and James Bryant, *Grounding in High Speed Systems*,
High Speed Design Techniques, Analog Devices, 1996, Chapter 7, p. 7-27.
6. Jeffrey S. Pattavina, *Bypassing PC Boards: Thumb Your Nose at Rules of Thumb*,
EDN, Oct. 22, 1998, p.149.
7. Henry Ott, *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, Second Edition,
New York, John Wiley and Sons, 1988.
8. Howard W. Johnson and Martin Graham, *High-Speed Digital Design*,
PTR Prentice Hall, 1993.
9. Paul Brokaw, *An I.C. Amplifier User's Guide to Decoupling, Grounding and Making Things Go Right for a Change*,
Application Note, Analog Devices, Inc., <http://www.analog.com>
10. Walt Kester, *A Grounding Philosophy for Mixed-Signal Systems*,
Electronic Design Analog Applications Issue, June 23, 1997, p. 29.
11. Ralph Morrison, *Grounding and Shielding Techniques*, Fourth Edition,
John Wiley, 1998.
12. Ralph Morrison, *Solving Interference Problems in Electronics*,
John Wiley, 1995.
13. C. D. Motchenbacher and J. A. Connelly, *Low Noise Electronic System Design*,
John Wiley, 1993.
14. Crystal Oscillators: MF Electronics,
10 Commerce Drive, New Rochelle, NY, 10801, 914-576-6570.

Уменьшение шума источников питания и фильтрация

1. EMC Design Workshop Notes,
Kimmel-Gerke Associates, Ltd., St. Paul, MN. 55108, (612) 330-3728.
2. Walt Jung, Dick Marsh, *Picking Capacitors, Parts 1 & 2*,
Audio, February, March, 1980.

3. Tantalum Electrolytic and Ceramic Capacitor Families, Kemet Electronics, Box 5928, Greenville, SC, 29606, (803) 963-6300.
4. Type HFQ Al Electrolytic Capacitor and type V Stacked Polyester Film Capacitor, Panasonic, 2 Panasonic Way, Secaucus, NJ, 07094, (201) 348-7000.
5. OS-CON Aluminum Electrolytic Capacitor 93/94 Technical Book, Sanyo, 3333 Sanyo Road, Forrest City, AK, 72335, (501) 633-6634.
6. Ian Clelland, *Metalized Polyester Film Capacitor Fills High Frequency Switcher Needs*, PCIM, June 1992.
7. Type 5MC Metallized Polycarbonate Capacitor, Electronic Concepts, Inc., Box 1278, Eatontown, NJ, 07724, (908) 542-7880.
8. Walt Jung, *Regulators for High-Performance Audio, Parts 1 and 2*, The Audio Amateur, issues 1 and 2, 1995.
9. Henry Ott, *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, Second Edition, 1988, Wiley.
10. Fair-Rite Linear Ferrites Catalog, Fair-Rite Products, Box J, Wallkill, NY, 12886, (914) 895-2055, <http://www.fair-rite.com>
11. Type EXCEL leaded ferrite bead EMI filter, and type EXC L leadless ferrite bead, Panasonic, 2 Panasonic Way, Secaucus, NJ, 07094, (201) 348-7000.
12. Steve Hageman, *Use Ferrite Bead Models to Analyze EMI Suppression*, The Design Center Source, MicroSim Newsletter, January, 1995.
13. Type 5250 and 6000-101K chokes, J. W. Miller, 306 E. Alondra Blvd., Gardena, CA, 90247, (310) 515-1720.
14. DIGI-KEY, PO Box 677, Thief River Falls, MN, 56701-0677, (800) 344-4539.
15. Tantalum Electrolytic Capacitor SPICE Models, Kemet Electronics, Box 5928, Greenville, SC, 29606, (803) 963-6300.
16. Eichhoff Electronics, Inc., 205 Hallene Road, Warwick, RI., 02886, 738-1440, <http://www.eichhoff.com>
17. Practical Design Techniques for Power and Thermal Management, Analog Devices, 1998, Chapter 8.

Предотвращение выпрямления радиочастотных помех

1. *System Applications Guide*, Analog Devices, Inc., 1993, Section 1, pp. 1.37-1.55.
2. Pulse Engineering, Inc., 12220 World Trade Drive, San Diego, CA 92128, 619-674-8100, <http://www.pulseeng.com>

Обзор концепций экранирования

1. *EDN's Designer's Guide to Electromagnetic Compatibility*, EDN, January, 20, 1994, material reprinted by permission of Cahners Publishing Company, 1995.
2. *Designing for EMC (Workshop Notes)*, Kimmel Gerke Associates, Ltd., 1994.
3. Systems Application Guide, Chapter 1, pg. 21-55, Analog Devices, Incorporated, Norwood, MA, 1994.
4. Henry Ott, *Noise Reduction Techniques In Electronic Systems*, Second Edition, New York, John Wiley & Sons, 1988.
5. Ralph Morrison, *Grounding And Shielding Techniques In Instrumentation*, Fourth Edition, New York, John Wiley & Sons, 1998.
6. Amplifier Applications Guide, Chapter XI, pg. 61, Analog Devices, Incorporated, Norwood, MA, 1992.
7. B.Slattery and J.Wynne, *Design and Layout of a Video Graphics System for Reduced EMI*, Analog Devices Application Note AN-333.

8. Paul Brokaw, *An IC Amplifier User Guide To Decoupling, Grounding, And Making Things Go Right For A Change*, Analog Devices Application Note, Order Number E1393-5-590.
9. A. Rich, *Understanding Interference-Type Noise*, Analog Dialogue, 16-3, 1982, pp. 16-19.
10. A. Rich, *Shielding and Guarding*, Analog Dialogue, 17-1, 1983, pp. 8-13.
11. EMC Test & Design, Cardiff Publishing Company, Englewood, CO.
12. A. Rich, *Understanding Interference-Type Noise*, Analog Dialogue, 16-3, 1982, pp. 16-19.
13. James Bryant and Herman Gelbach, *High Frequency Signal Contamination*, Analog Dialogue, Vol. 27-2, 1993.
14. Walt Jung, *System RF Interference Prevention*, Analog Dialogue, Vol. 28-2, 1994.
15. Neil Muncy, *Noise Susceptibility in Analog and Digital Signal Processing Systems*, Audio Engineering Society Convention, Nov. 1994.
16. Ralph Morrison, *Solving Interference Problems in Electronics*, John Wiley, 1995.
17. Siemens Optoisolator Products, <http://www.siemens.com>

Защита от перегрузки по напряжению и электростатический разряд

1. *Amplifier Applications Guide*, Section XI, pp. 1-10, Analog Devices, Incorporated, Norwood, MA, 1992.
2. *Systems Applications Guide*, Section 1, pp. 56-72, Analog Devices, Incorporated, Norwood, MA, 1993.
3. *Linear Design Seminar*, Section 1, pp. 19-22, Analog Devices, Incorporated, Norwood, MA, 1994.
4. ESD Prevention Manual, Analog Devices, Inc.
5. *MIL-STD-883 Method 3015, Electrostatic Discharge Sensitivity Classification*. 700 Robbins Ave., Building #4, Section D, Philadelphia, PA 19111-5094.
6. *EIAJ ED-4701 Test Method C-111, Electrostatic Discharges*. 250 W 34th St., New York NY 10119, Attn.: Tomoko.
7. *ESD Association Standard S5.2 for Electrostatic Discharge (ESD) Sensitivity Testing -Machine Model (MM)- Component Level*. 200 Liberty Plaza, Rome, NY 13440.
8. *ESD Association Draft Standard DS5.3 for Electrostatic Discharge (ESD) Sensitivity Testing - Charged Device Model (CDM) Component Testing*. ESD Association, Inc., 200 Liberty Plaza, Rome, NY13440.
9. Niall Lyne, *Electrical Overstress Damage to CMOS Converters*, Application Note AN-397, Analog Devices, 1995, <http://www.analog.com>
10. *How to Reliably Protect CMOS Circuits Against Power Supply Overvoltageing*, App. Note AN-311, Analog Devices, <http://www.analog.com>
11. ADM3311E RS-232 Port Transceiver Data Sheet, Analog Devices, Inc., <http://www.analog.com>
12. TransZorbs
10 Melville Park Road, Melville, NY, 11747-3113, 516-847-3000, <http://www.gensemi.com>