

Представитель в Санкт-Петербурге
ЦУКАНОВ Ю.В.
Tel.: 2 5 2 - 0 1 - 4 0
e-mail: inf @ autex.spb.ru



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 $R2$.

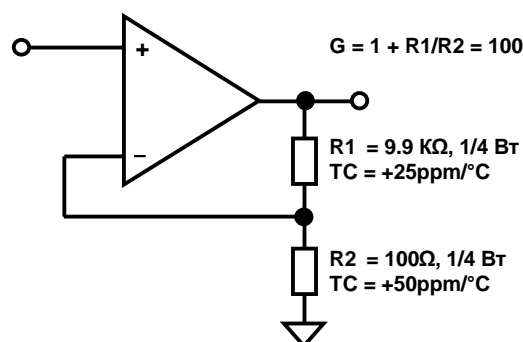


Рис. 10.1. Несогласованность температурного коэффициента резисторов вызывает изменение коэффициента усиления от температуры.

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 $+25^{\circ}\text{C}$. Если температурные коэффициенты резисторов разнятся всего на $25\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$, то коэффициент усиления каскада изменится на 250ppm 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 $+25\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ и рассеиваемая мощность обоих резисторов составляет по $\frac{1}{4}$ 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 $\frac{1}{4}$ Вт составляет $125^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$). 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 31ppm даст ошибку полной шкалы в $\frac{1}{2}$ МЗР на 14 разрядах, для 16-разрядной системы ошибка будет катастрофической.

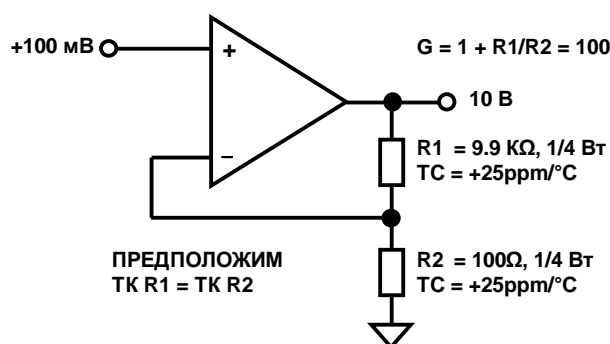


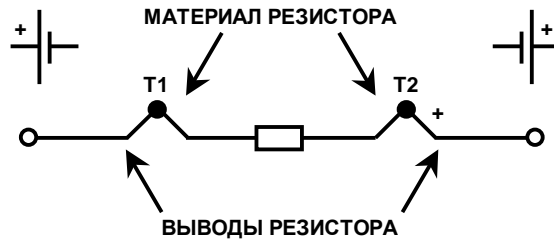
Рис.10.2. Саморазогрев резисторов даже в случае их взаимного согласования может вызвать ошибку в усилении при подаче входного сигнала.

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 наличии 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 $0.2\text{ мкВ}/^{\circ}\text{C}$.

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.

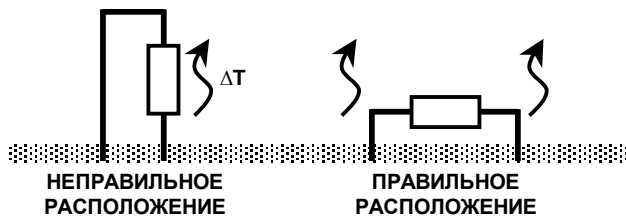


Рис.10.4. Ликвидация температурных градиентов минимизирует ошибки, связанные с термо-эдс.

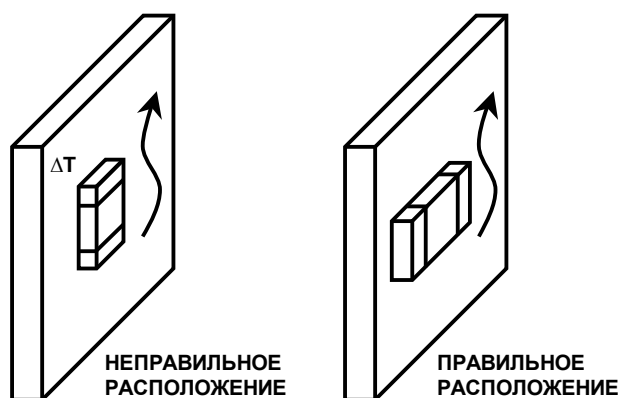


Рис.10.5. Правильная ориентация резисторов для поверхностного монтажа.

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.

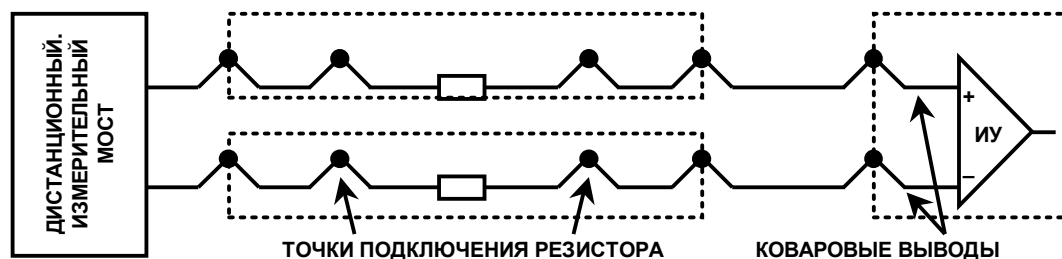


Рис.10.6. Паразитные термопары простой схемы.**Выполнение заземления в системах со смешанными сигналами***Уолт Кестер, Джеймс Брайнт*

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.

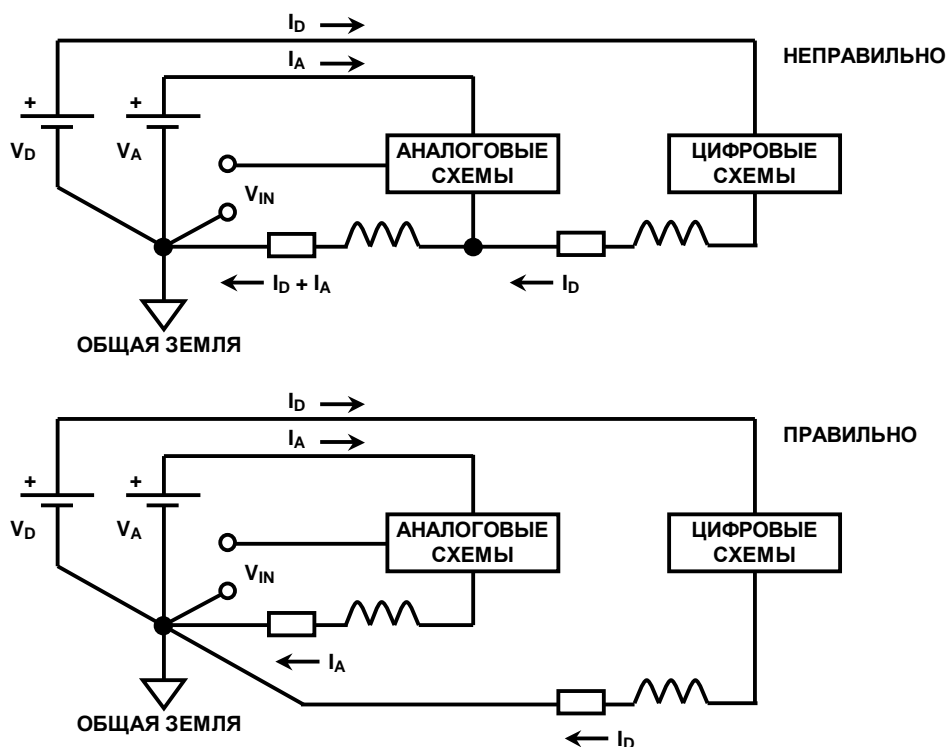


Рис.10.7. Цифровые токи, текущие в аналоговом проводнике возврата создают напряжения ошибки.

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 введения 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. Особое внимание следует уделить в случае, если в качестве материала шасси используется анодированный алюминий, поскольку его поверхность является изолятором.

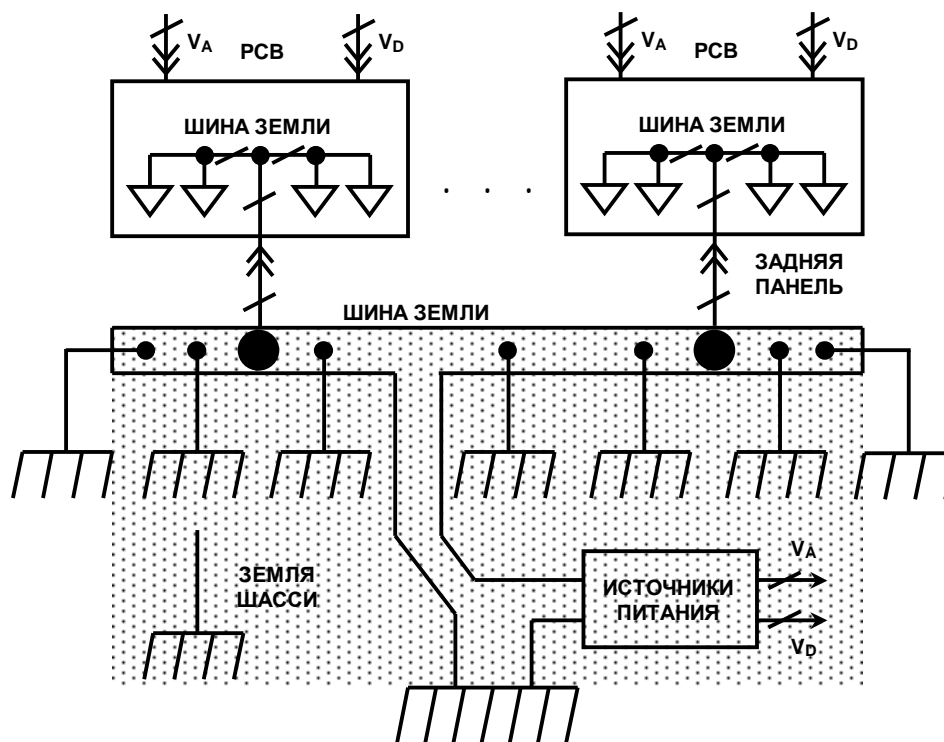


Рис.10.9. Концепция многоточечного заземления.

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.

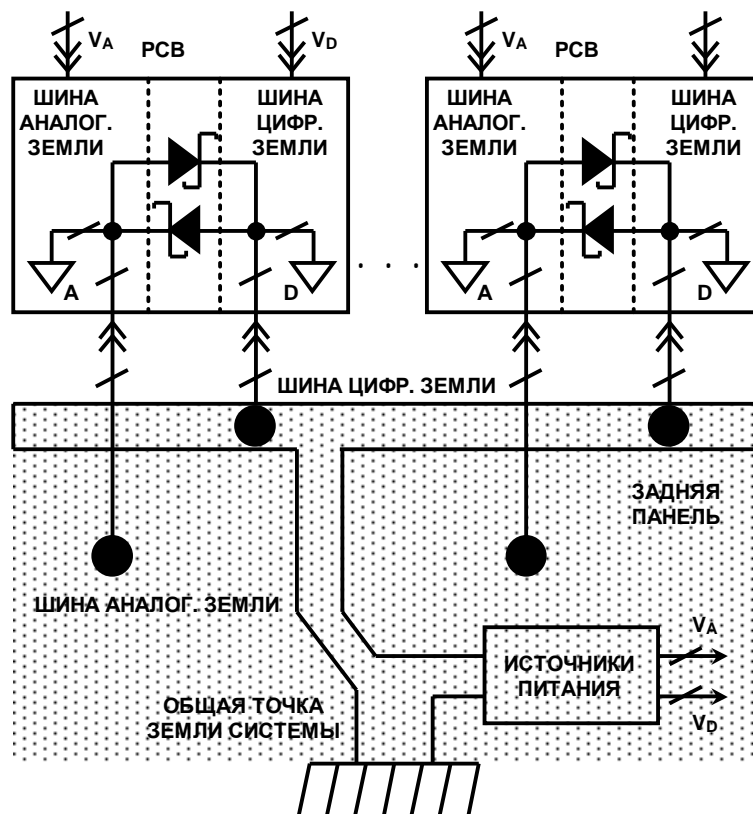


Рис.10.10. Разделение аналоговой и цифровой шин земли.

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 выходы 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 передается 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 больший 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!

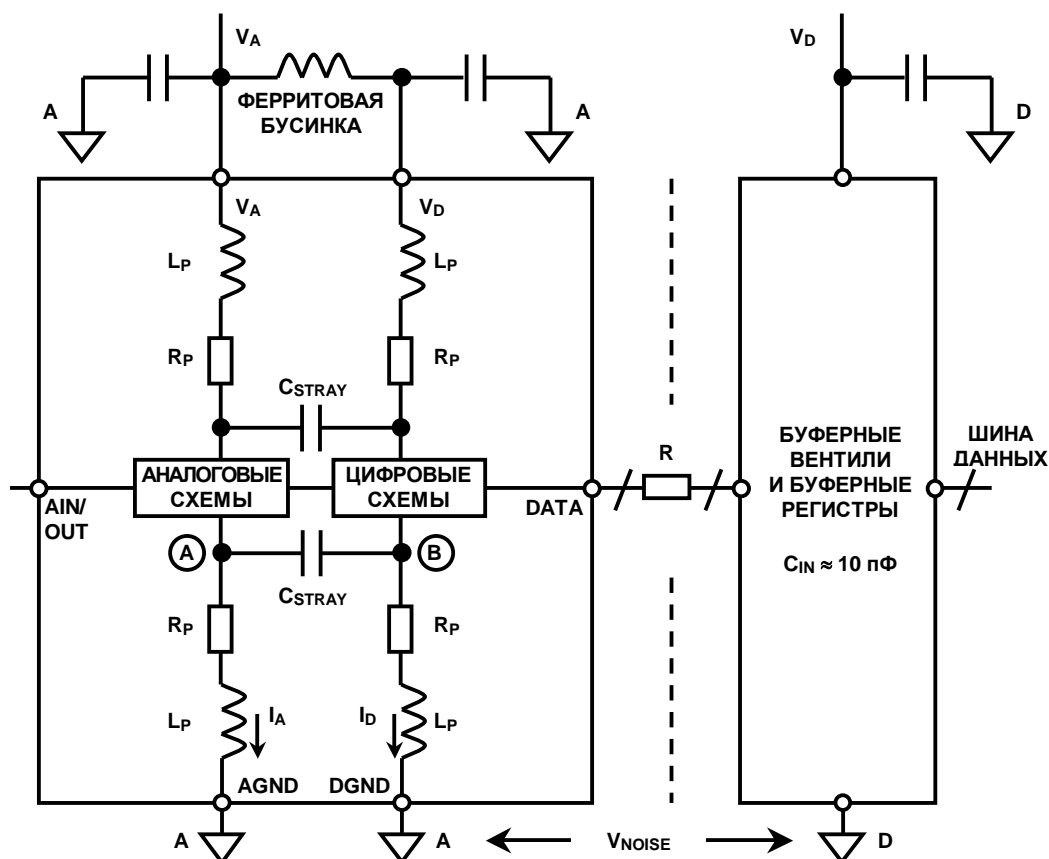


Рис.10.11. Правильное выполнение заземления ИС со смешанными сигналами.

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 шиной 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, поддерживая 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 так же, 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 $+5V$, а для питания цифрового интерфейса $+3V$, с тем, чтобы их удобно было связывать с 3-вольтовой логикой. В этом случае вывод $+3V$ ИС следует развязывать непосредственно на шину аналоговой земли. Также очень желательно установить ферритовую бусинку последовательно в проводник питания, который подключает вывод микросхемы к $+3V$ цифрового источника питания.

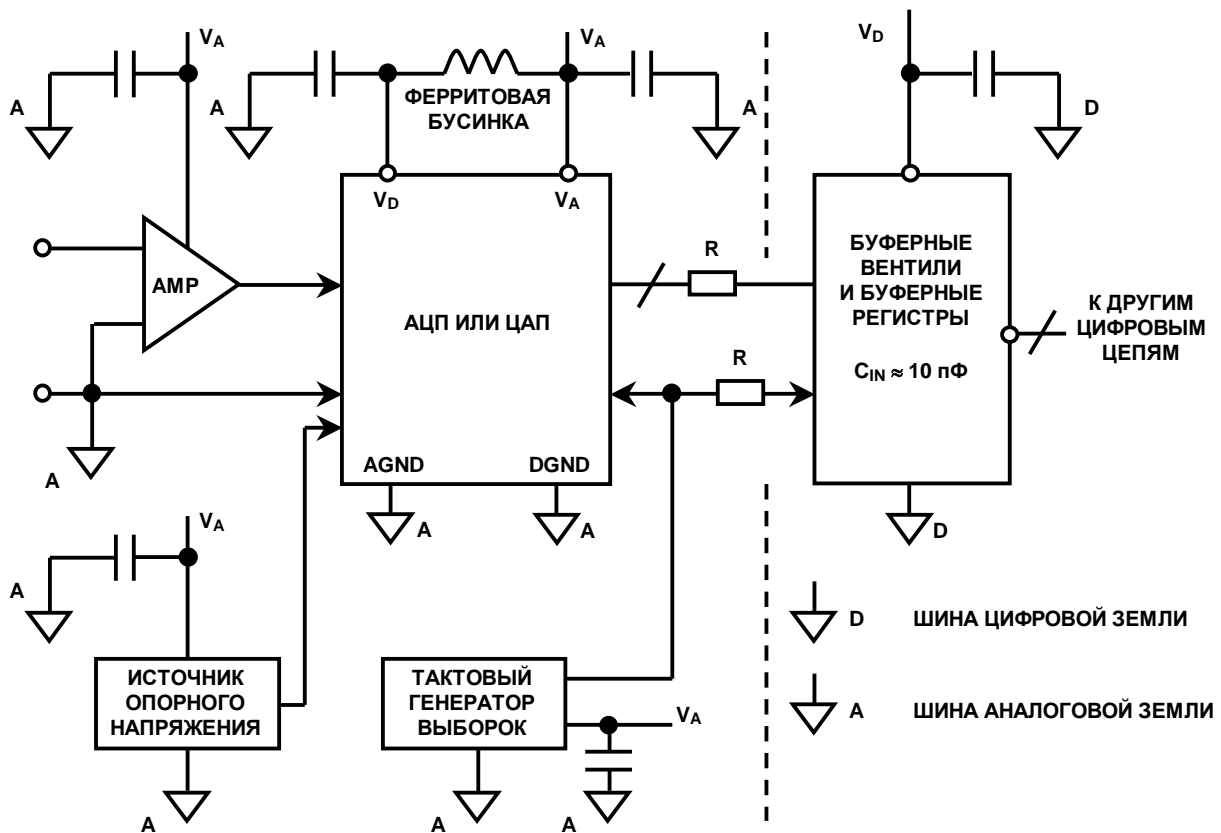


Рис.10.12. Точки подключения заземления и развязки.

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 многоплатным 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 многоплатные 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.

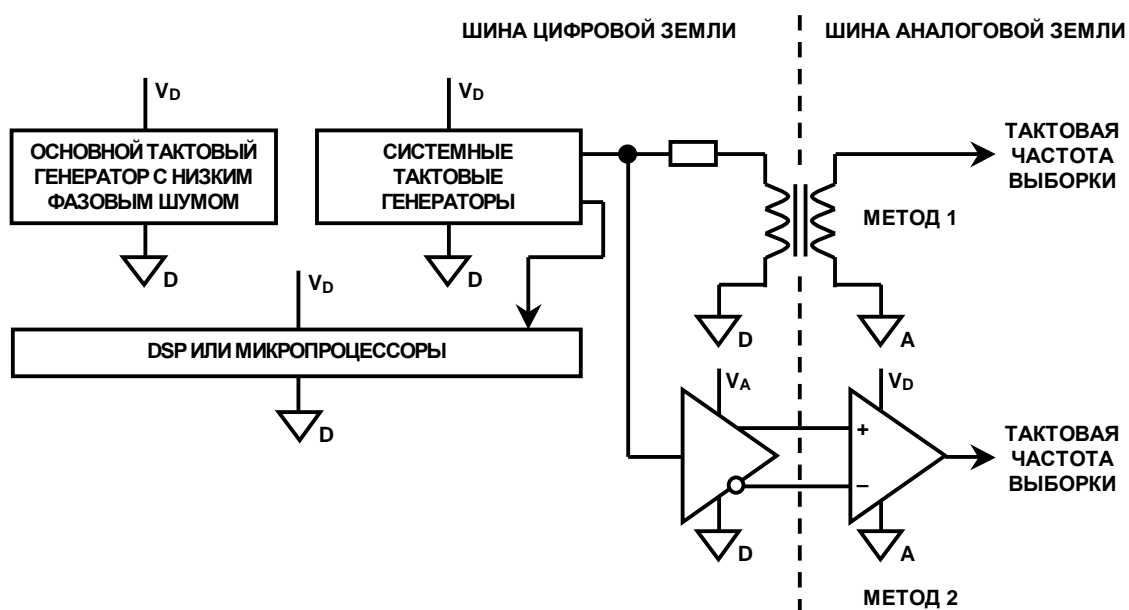


Рис. 10.13. Способы передачи тактовых сигналов выборки между шинами цифровой и аналоговой земли.

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.

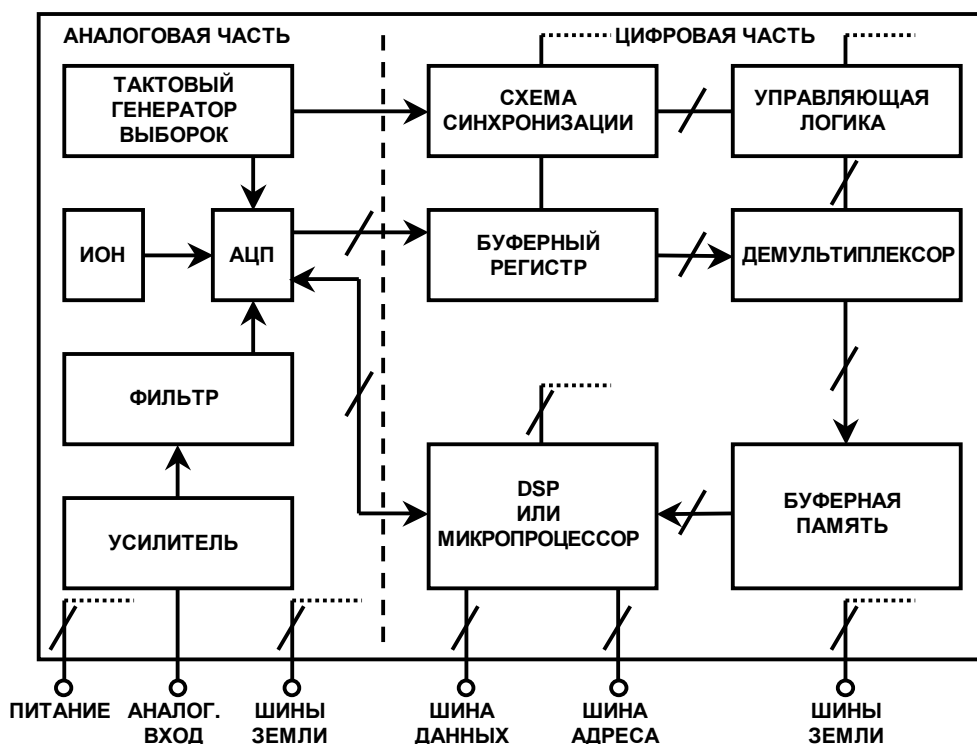


Рис.10.14. На печатной плате следует разделять аналоговые и цифровые участки схемы.

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).

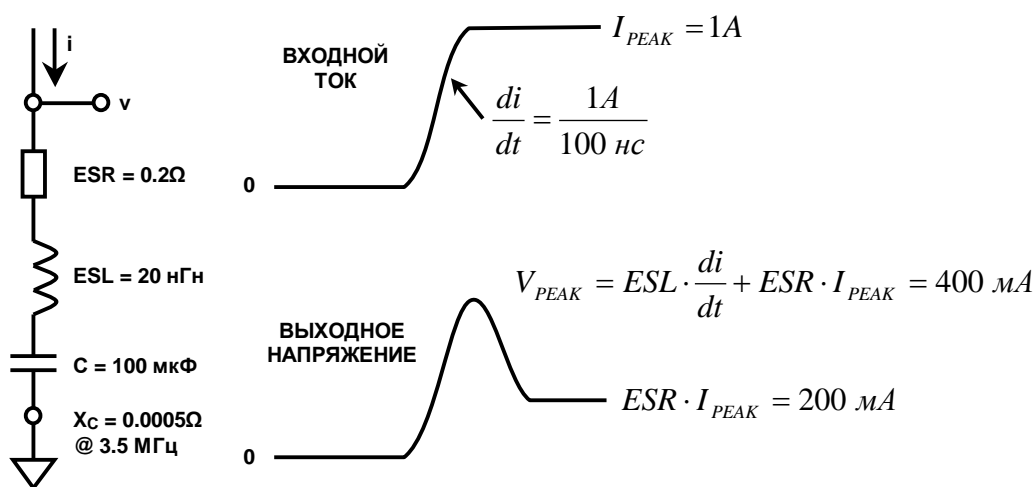


Рис.10.17. Эквивалентная схема конденсатора и его импульсный отклик.

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>).

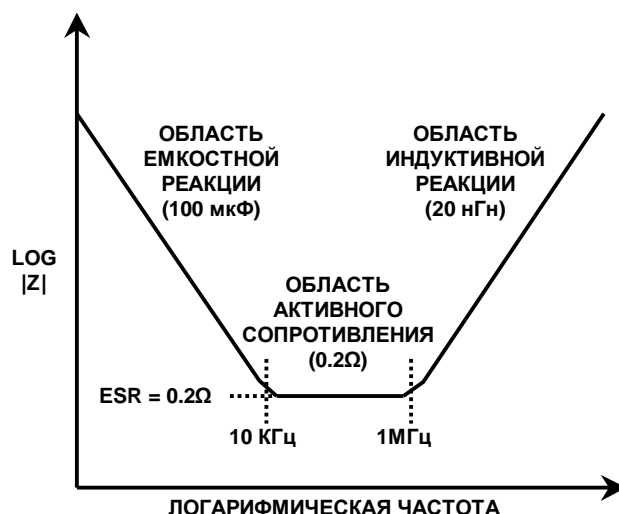


Рис. 10.18. Зависимость импеданса электролитического конденсатора от частоты.

- ◆ 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.

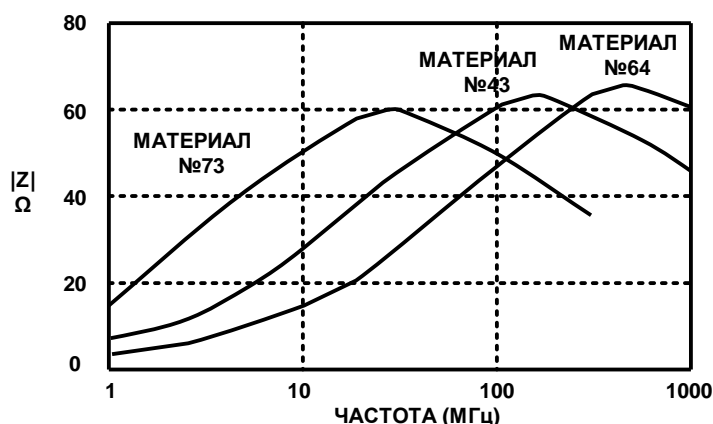


Рис. 10.20. Импеданс ферритовых бусинок.

Различные поставщики ферритов предлагают широкий спектр ферритовых материалов на выбор, также как и множество видов исполнения конечных продуктов

©АВТЭКС Санкт-Петербург (812) 252-0140, <http://www.autex.spb.su> E-mail: inf@autex.spb.su

/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 «P Spice» 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 10 мВ 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 фильтруется 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.

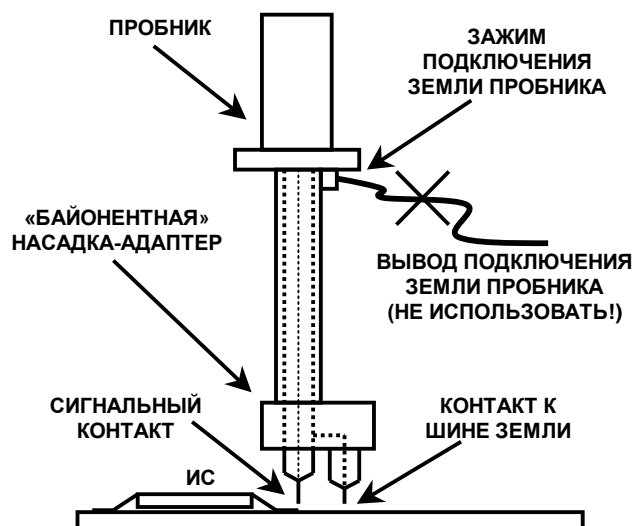


Рис.10.21. Правильная методика измерения.

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.

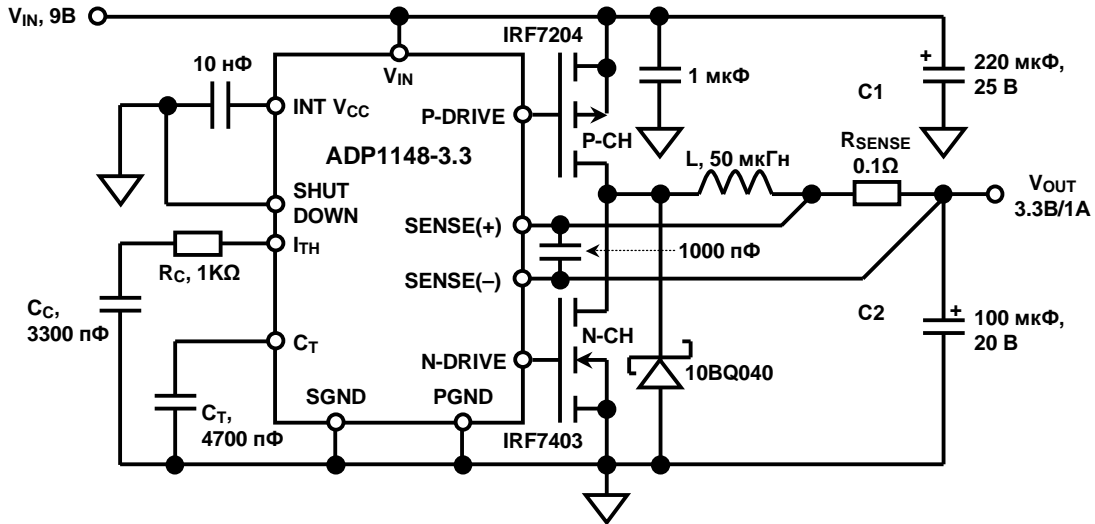


Рис.10.22. Схема стабилизатора с понижением напряжения на ADP1148.

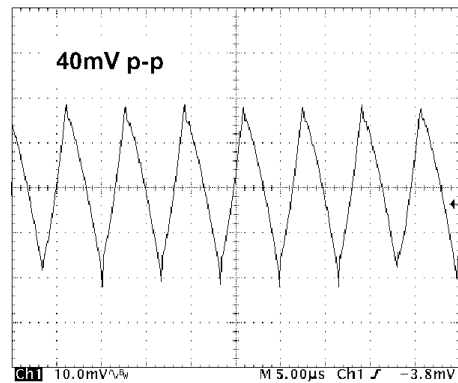
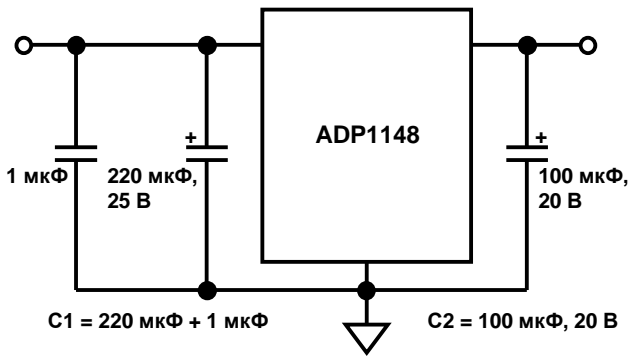


Рис.10.23. Форма выходного напряжения на ADP1148.

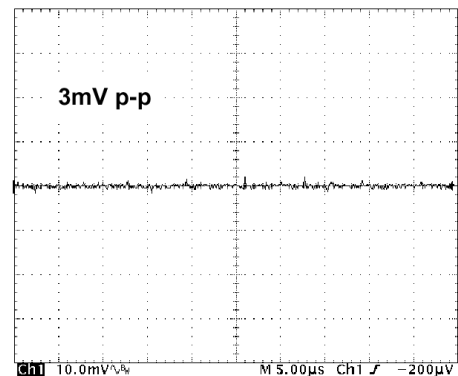
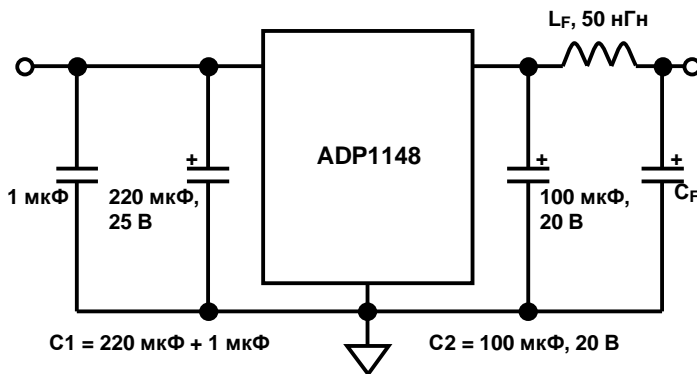


Рис.10.24. Стабилизатор с понижением напряжения на ADP1148 и фильтром на выходе.

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.

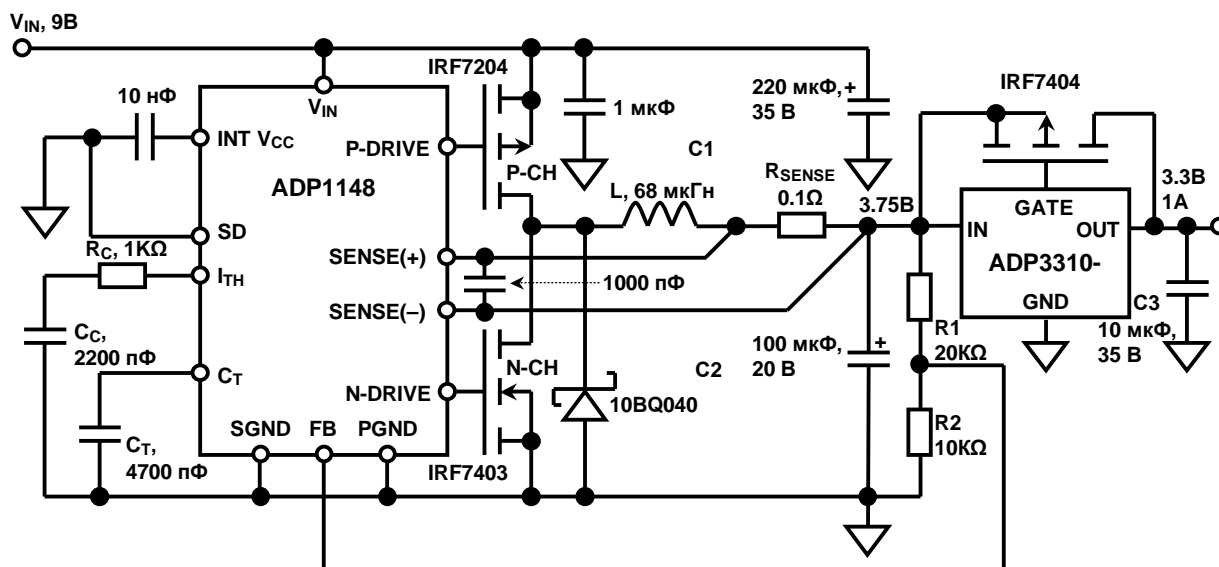
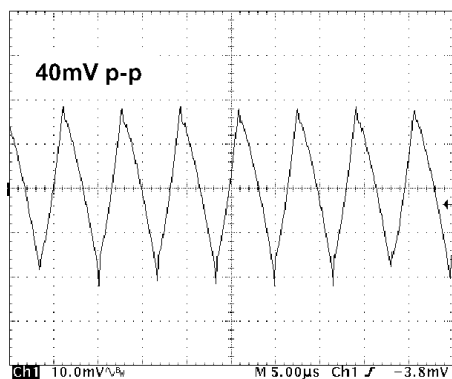


Рис.10.25. Стабилизатор с понижением напряжения на ADP1148, на выходе которого включен линейный стабилизатор с низким падением напряжения на ADP3310.

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.

ВЫХОД ADP1148 (ВХОД ADP1130)



ВЫХОД ADP1130

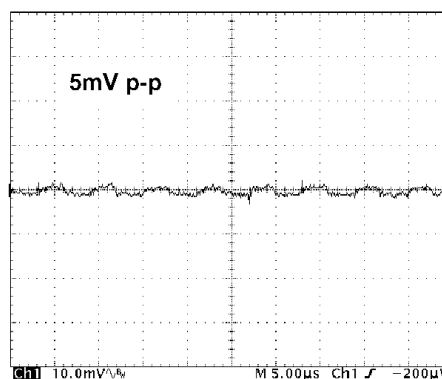


Рис.10.26. Формы сигналов для стабилизатора с понижением напряжения на ADP1148, на выходе которого включен линейный стабилизатор с низким падением напряжения на ADP3310.

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

©АВТЭК Санкт-Петербург (812) 252-0140, <http://www.autex.spb.su> E-mail: inf@autex.spb.su

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.

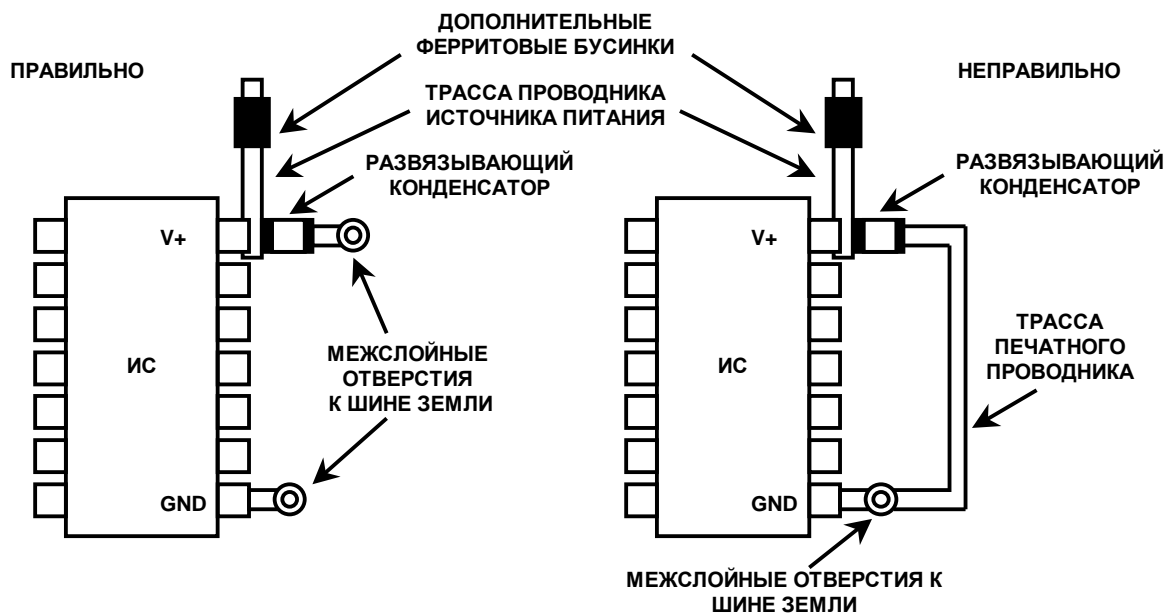


Рис.10.28. Локальная развязка на шину земли с кратчайшей траекторией.

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 1унция 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 изделии, в особенности, когда наблюдается корреляция с экспериментом /15/.

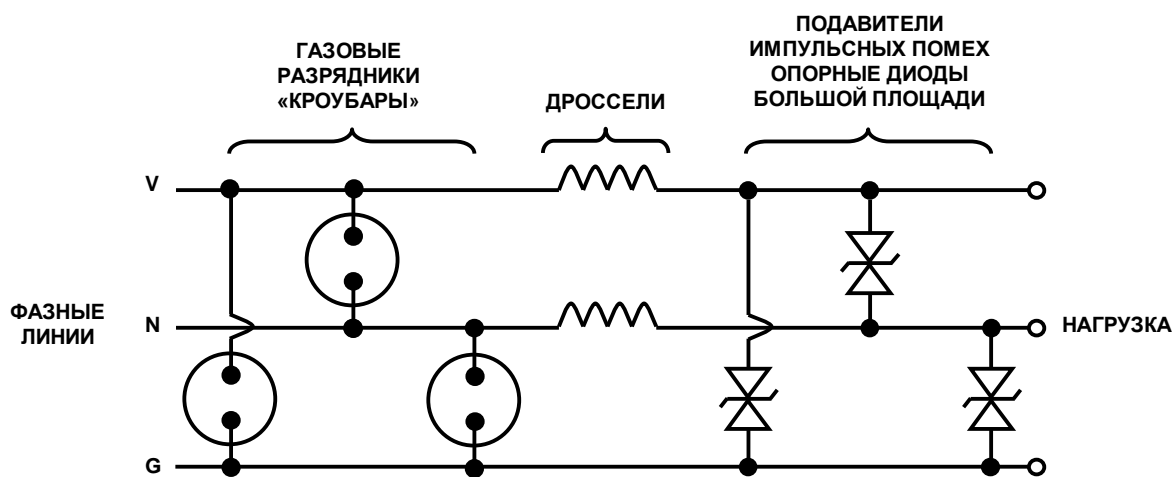
Фильтрация силовых (сетевых) линий переменного тока

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)
 ©CAHNERS 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.

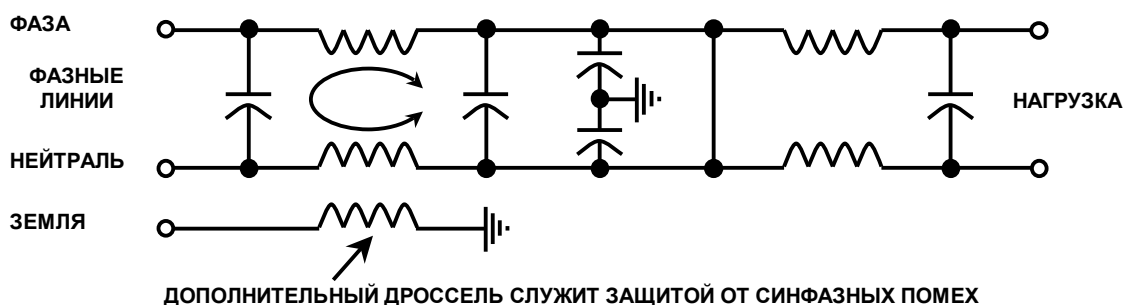


Рис. 10.30. Схема коммерческого фильтра питания.

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 соответствие 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.

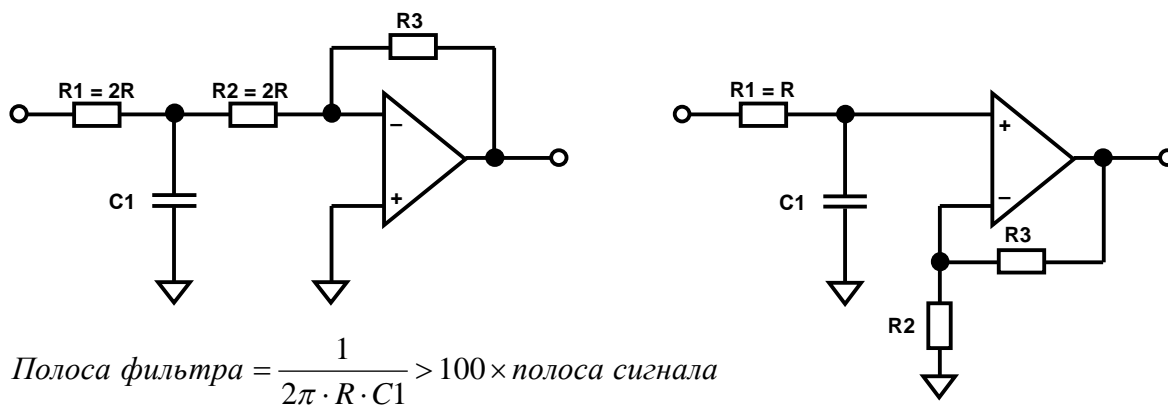


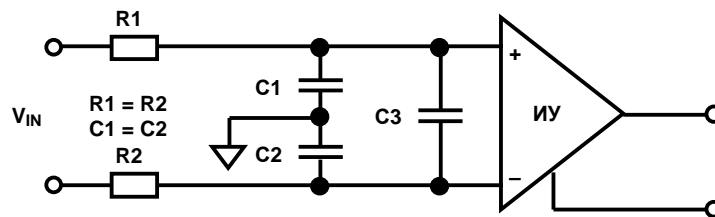
Рис.10.31. Фильтрация на входах усилителя для предотвращения выпрямления радиочастотной помехи.

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.



$$\tau_{DIFF} = (R1 + R2) \cdot C3$$

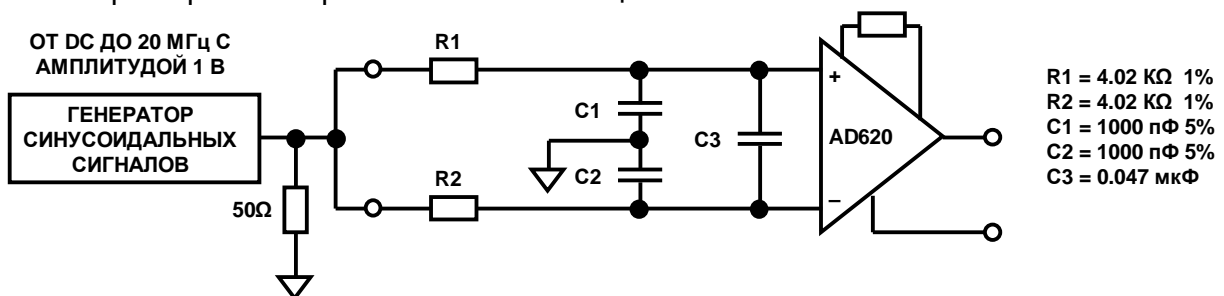
$$\tau_{CM} = R1 \cdot C1 = R2 \cdot C2$$

$$\tau_{DIFF} \gg \tau_{CM}$$

$$\text{Дифференциальная полоса фильтра} = \frac{1}{2\pi \cdot (R1 + R2) \cdot \left[\frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2} + C3 \right]}$$

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.



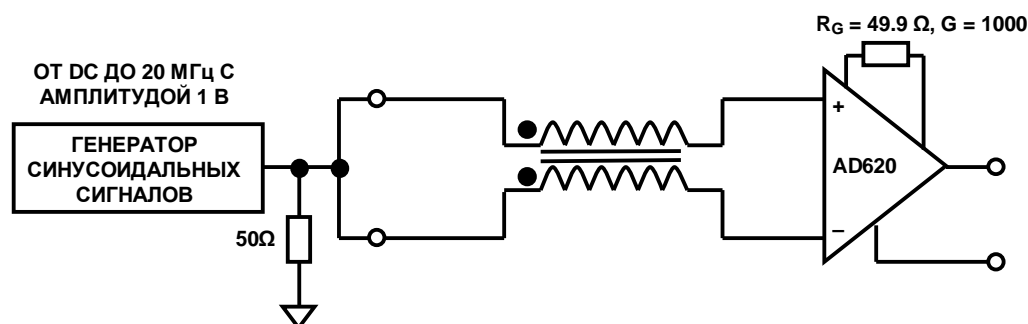
$R1 = 4.02 \text{ k}\Omega$ 1%
 $R2 = 4.02 \text{ k}\Omega$ 1%
 $C1 = 1000 \text{ пФ}$ 5%
 $C2 = 1000 \text{ пФ}$ 5%
 $C3 = 0.047 \text{ мкФ}$

- ◆ 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 В4001 от Pulse Engineering (с выводами), предназначенный для использования в приемниках данных XDSL. Дроссель В4003 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 В4001 <http://www.pulseng.com>
- ◆ напряжение смещения приведенное ко входу менее 4.5 мкВ

Рис.10.34. Использование синфазного дросселя для AD620.

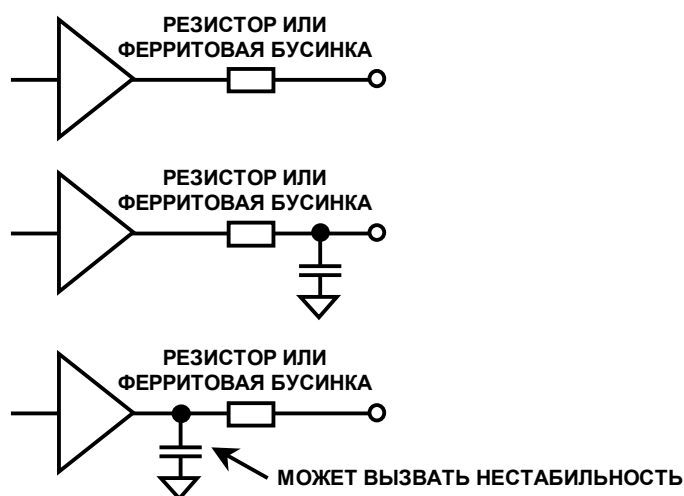


Рис.10.35. Фильтрация на выходах усилителя защищает от EMI /RFI излучения и чувствительности к ним.

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 оттого, 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 приводится критерий 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
HC-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 (спад) 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 (микрополосковая 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:

$$t_{pd}(\text{нс} / \text{фут}) = 1.017 \sqrt{0.475\epsilon_r + 0.67} \quad (10.2)$$

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.

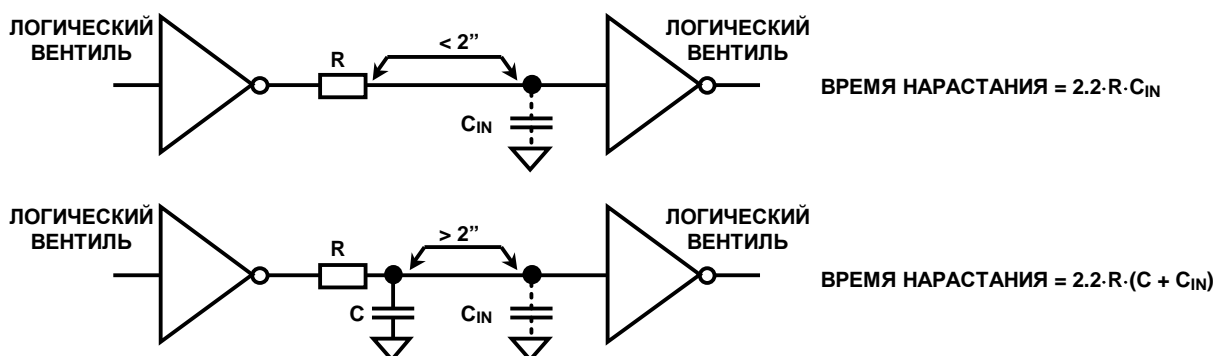


Рис.10.37. Для минимизации проблем, связанных с электромагнитным излучением следует замедлять фронты быстрых логических сигналов.

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),
© CAHNERS PUBLISHING COMPANY 1995, A Division of Reed Publishing USA)

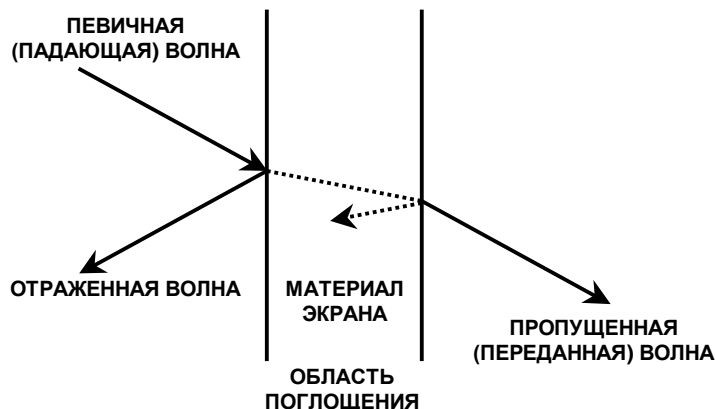


Рис.10.38. Отражение и поглощение являются двумя основными механизмами экранирования.

$$R_e(\text{дБ}) = 322 + 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{\sigma_r}{\mu_r f^3 r^2} \right] \quad (10.3)$$

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 (a 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.

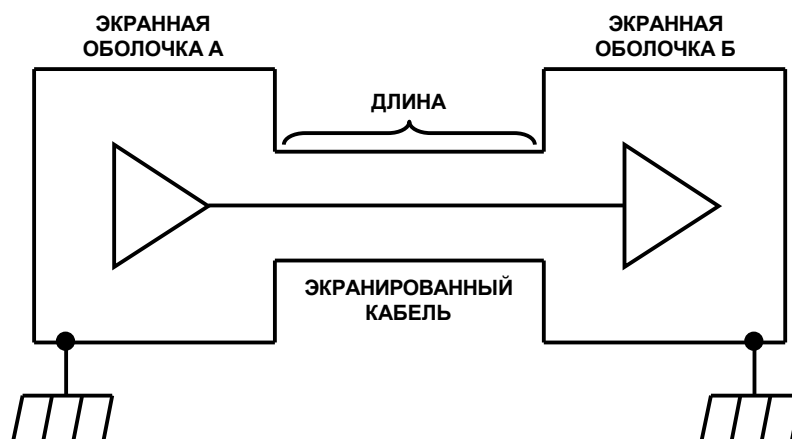
Максимальное излучение электромагнитной помехи через отверстие имеет место тогда, когда наибольший размер отверстия равен половине длины волны частоты помехи (эффективность экранирования 0 дБ).

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

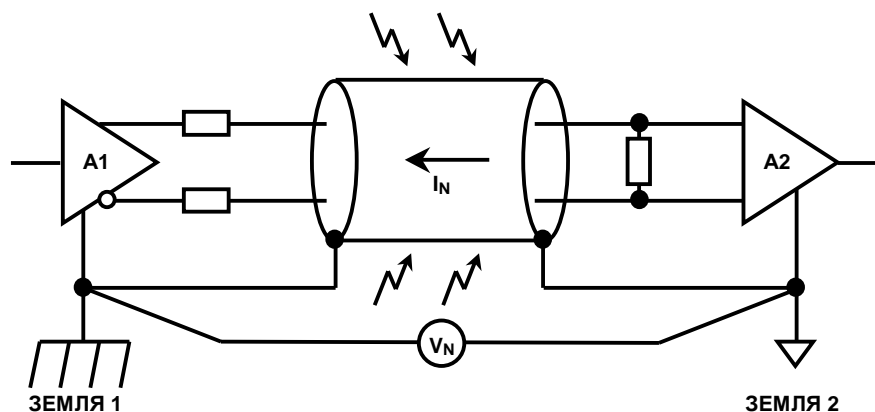
Рис.10.40. Приложения «с электрически длинным» или «электрически коротким» кабелем.

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 A_2 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 A_1 и A_2 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 A_2 . 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 A_2 . 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.

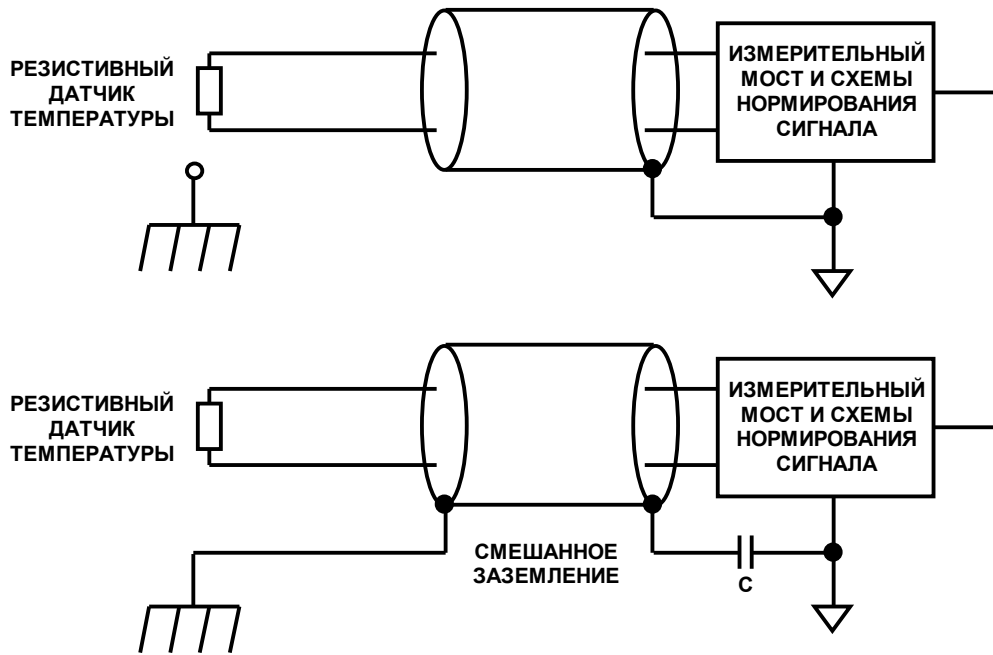


Рис. 10.42. Подключение дистанционного пассивного датчика с помощью заземленного экранированного кабеля.

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.

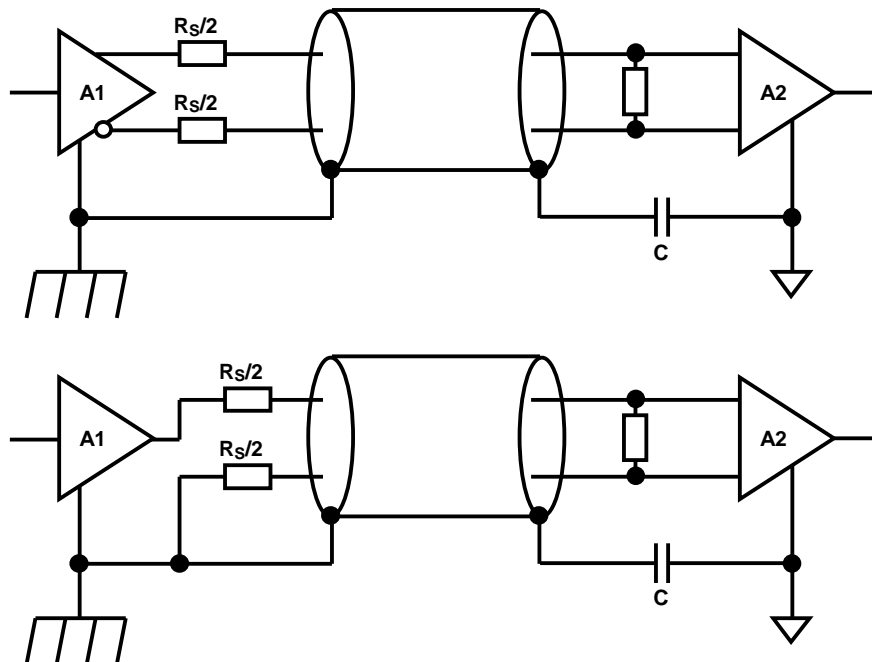


Рис. 10.43. Заземление экранированного кабеля с дистанционным активным датчиком.

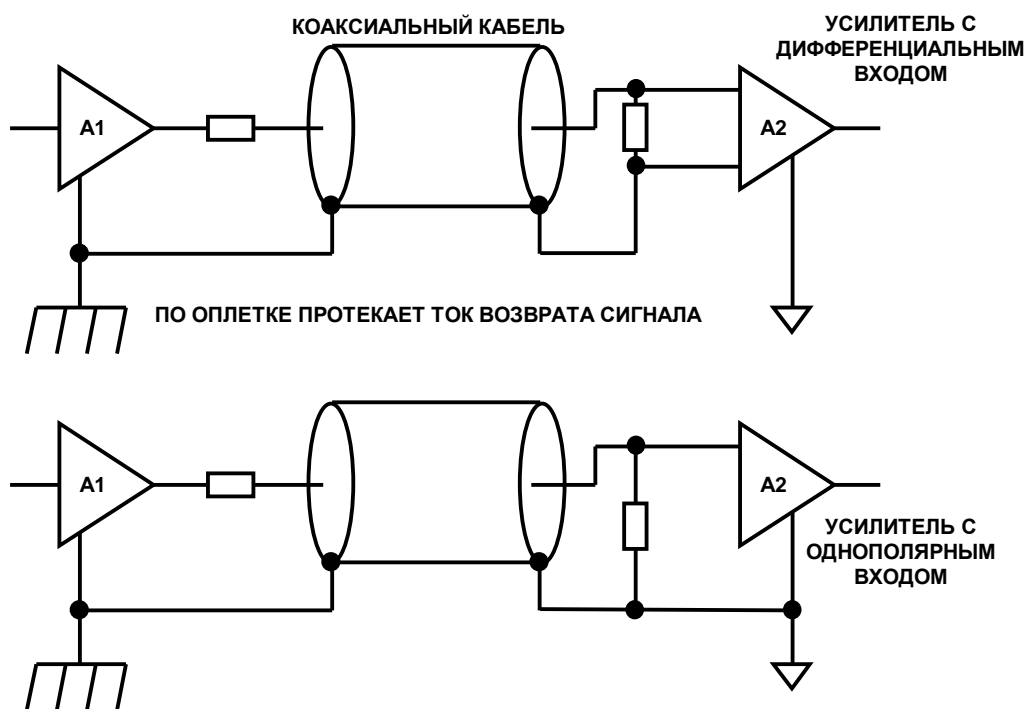
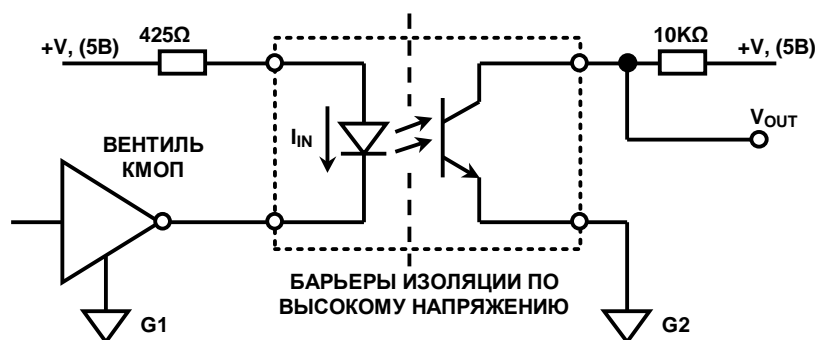


Рис.10.44. Заземление коаксиального кабеля.

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: ± 5 В, 15 В, 24 В, 30 В или 37 В.

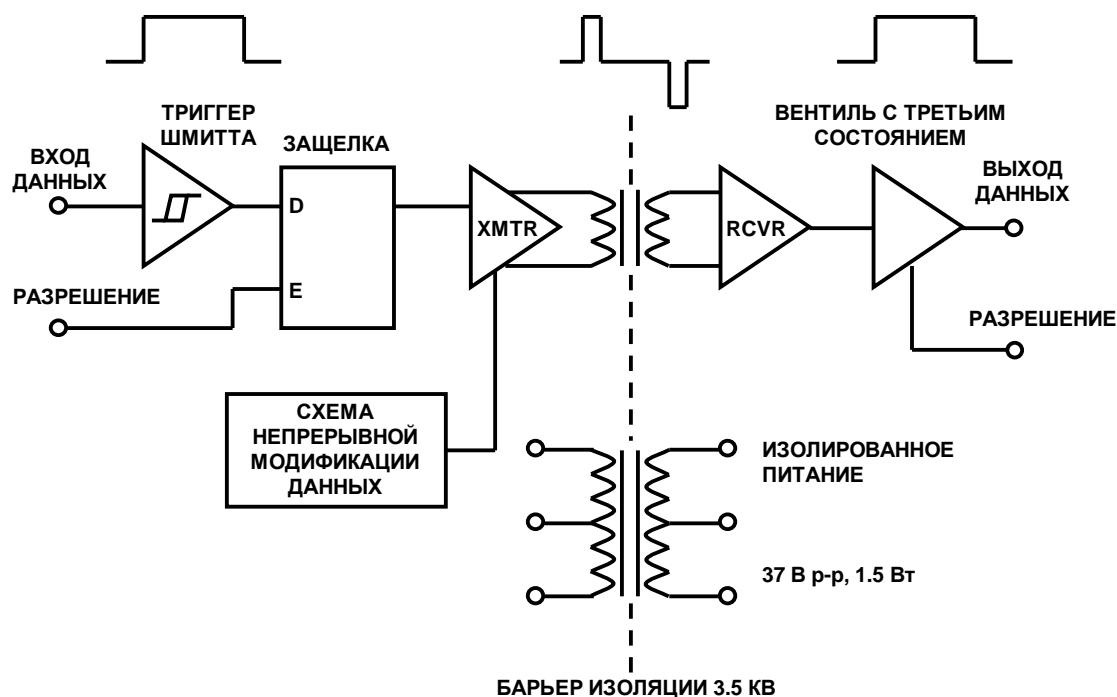


Рис. 10.46. Изоляторы цифровых сигналов AD260/AD261.

- ◆ Напряжение испытания изоляции до 3.5кВ действующего (AD260B/AD261B)
- ◆ 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: ± 1 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 0.3В от напряжения источника питания
- ◆ Ток входного каскада следует ограничить (эмпирическое правило) менее 5мА, 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 0.6 В выше или ниже напряжений шин источника питания. Внешний токоограничивающий резистор следует выбирать так, чтобы максимальная величина входного тока ограничивалась 5 мА. 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 100 В в точке V_{IN} величина R_{LIMIT} должна быть больше 20 КΩ (полагая худший случай, когда напряжение питания составляет 0 В). Внешние защитные диоды Шоттки начнут проводить при напряжении около 0.3 В 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 (5 мА). Например, резистор $R_{LIMIT} = 500\Omega$ ограничит ток диода на уровне 500 мА при входном напряжении (V_{IN}) 100 В. 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 ± 0.3 В 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 находиться при одинаковой температуре. Если ОУ прогрелся, и после этого производят рестарт питания, то следует предпринять шаги, для обеспечения равенства температуры диодов и ОУ.

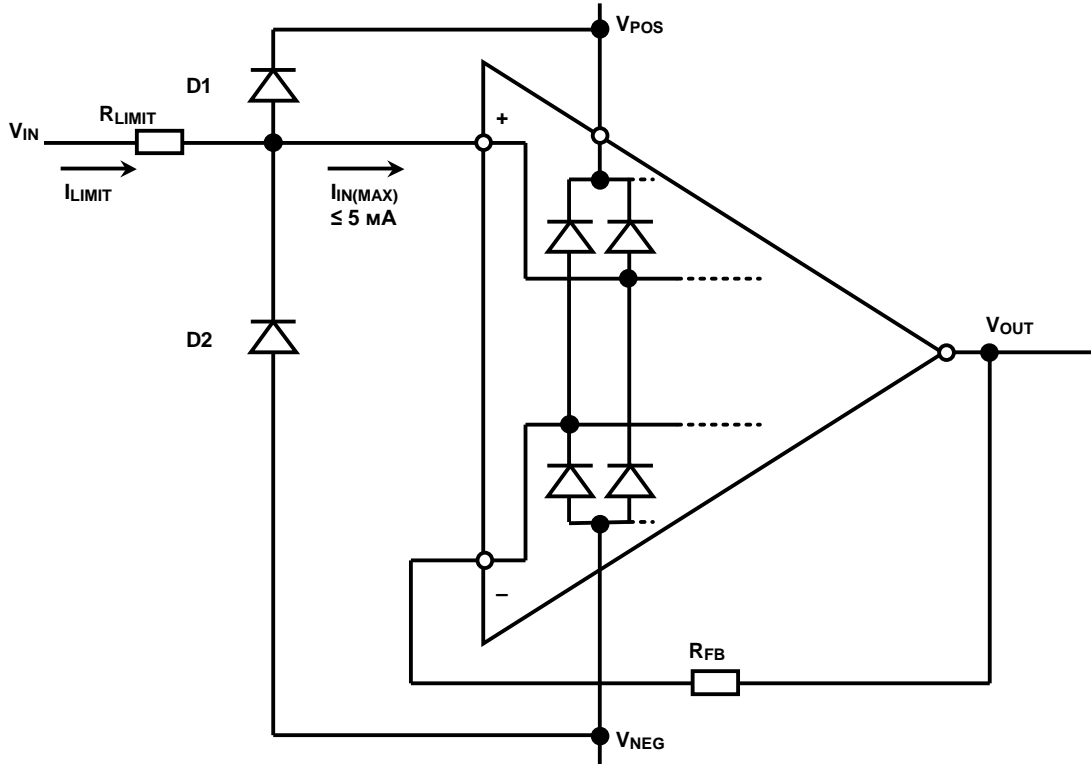


Рис.10.49. Обобщенная схема внешней защиты операционного усилителя от перегрузки по напряжению.

Упрощенная схема инструментального усилителя AD620 показана на Рис.10.50.

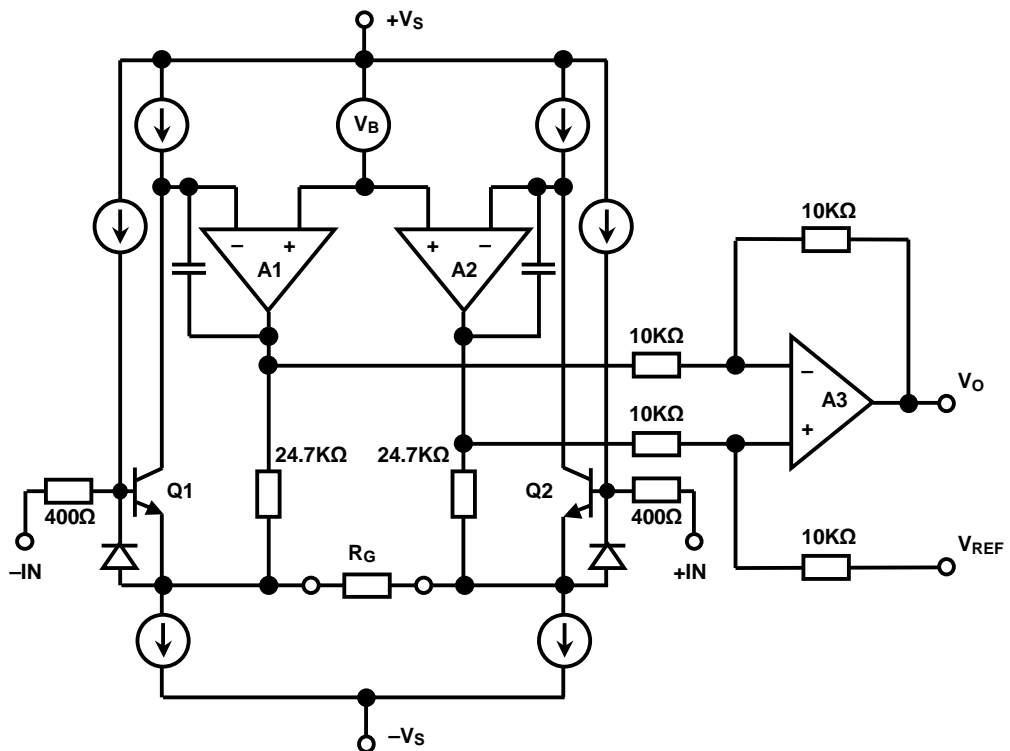
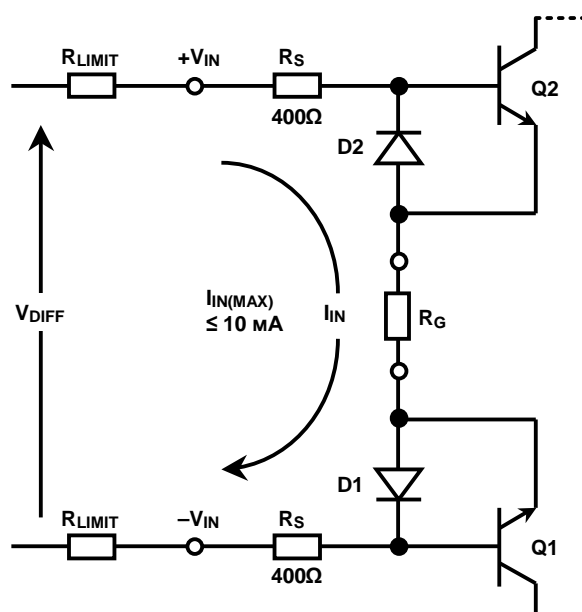


Рис.10.50. Упрощенная схема инструментального усилителя AD620.

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 $R_G = 5.49\text{ К}\Omega$.



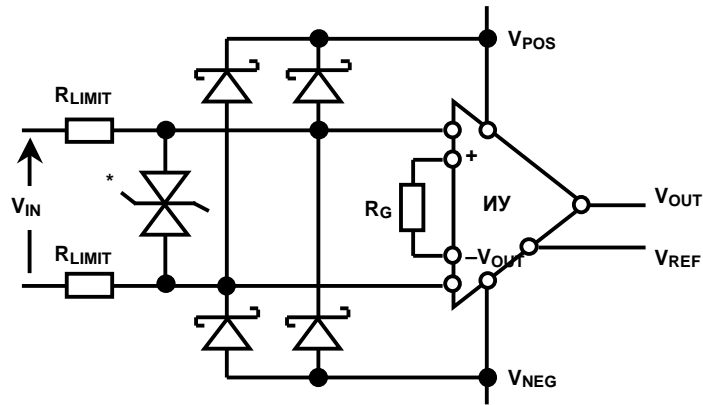
$$\text{при } +V_{IN} \text{ и } -V_{IN} : V_{NEG} - 0.3\text{ В} \leq V_{CM} \leq V_{NEG} + 0.3\text{ В}$$

$$V_{DIFF} = I_{IN} (2R_S + 2R_{LIMIT} + R_G) + 1.2\text{ В}$$

$$V_{DIFF(MAX)} \leq I_{IN(MAX)} (2R_S + 2R_{LIMIT} + R_G) + 1.2\text{ В}$$

Рис. 10.51. Эквивалентная схема входной цепи инструментального усилителя AD620 при перегрузке по напряжению.

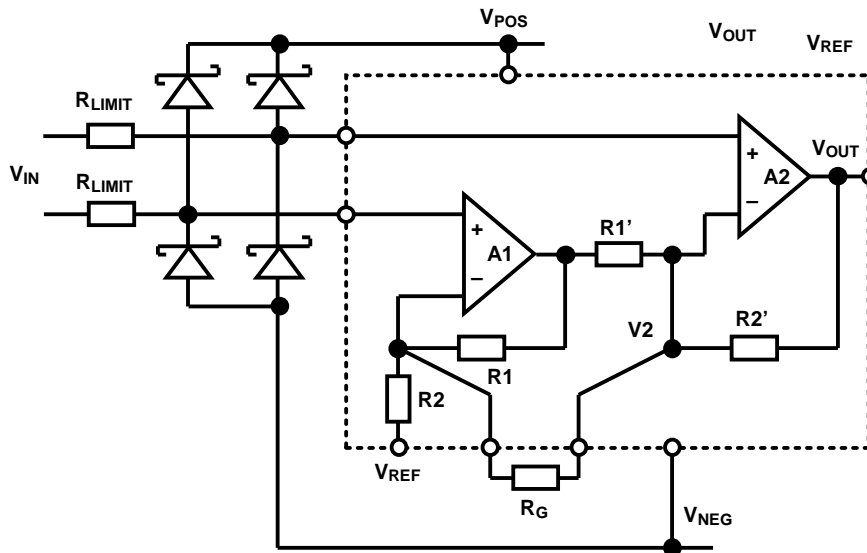
Обобщенная схема внешней защиты от перегрузки по напряжению для инструментального усилителя показана на Рис.10.52. Для ограничения максимального тока через диоды, подключенные к шинам питания V_{POS} и V_{NEG} , выбирается соответствующий номинал резисторов R_{LIMIT} . Опорные диоды или подавители импульсного 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} .

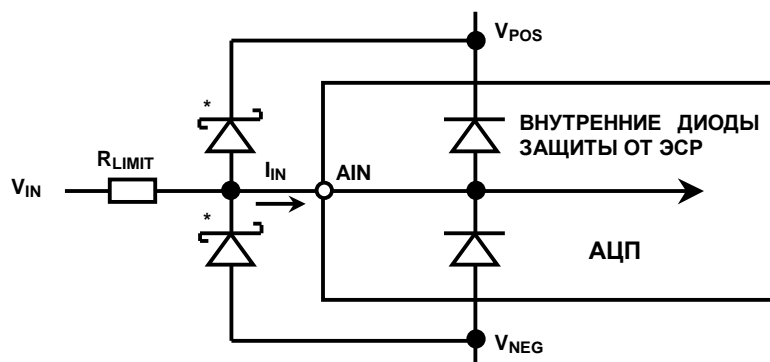
Рис. 10.52. Обобщенная схема внешней защиты входов Инструментального усилителя .

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 аттенюаторами 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.

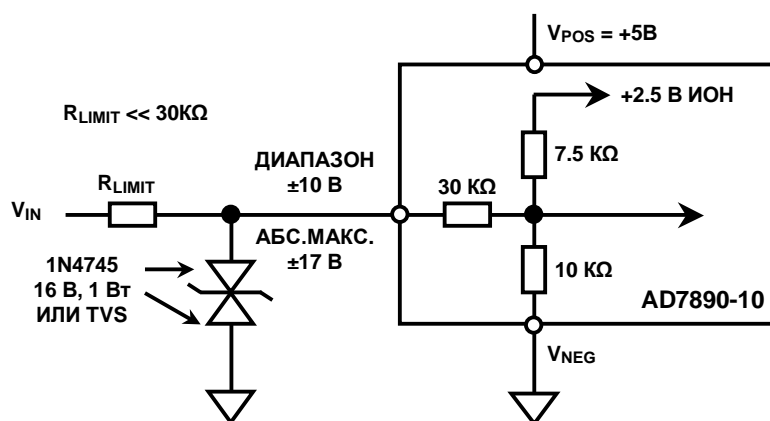


Рис. 10.55. Защита входа АЦП с однополярным питанием и входным аттенюатором на тонкопленочных резисторах.

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.

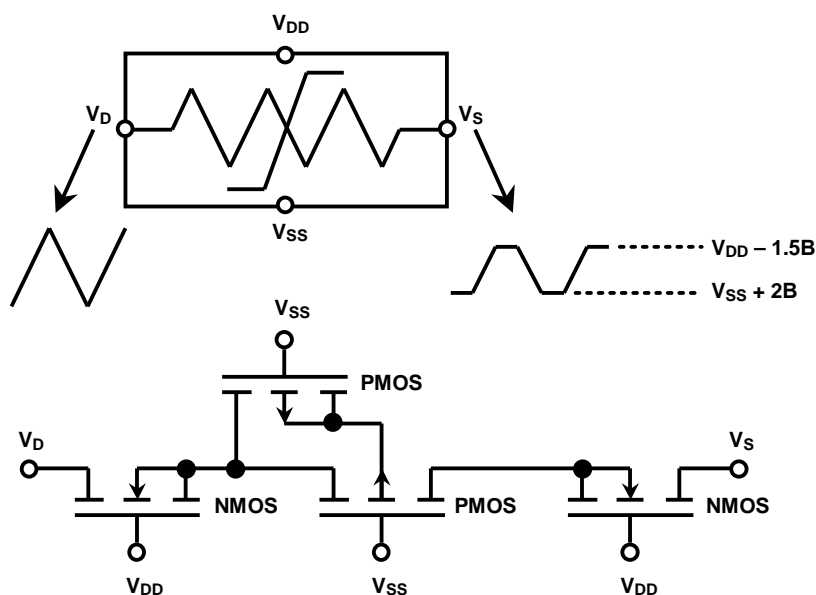


Рис. 10.56. Канальные устройства защиты из одного, двух, трех и восьми элементов
(ADG465, ADG466, ADG467)

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).

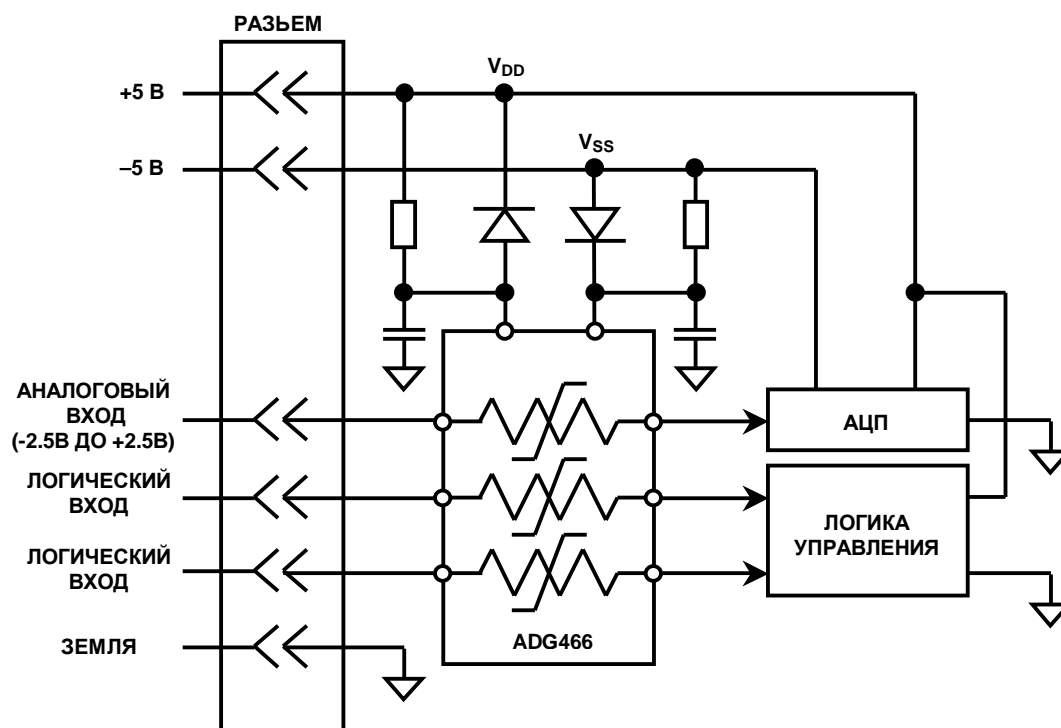


Рис. 10.58. Защита от перегрузки и нарушения очередности включения питания с использованием ADG466.

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.

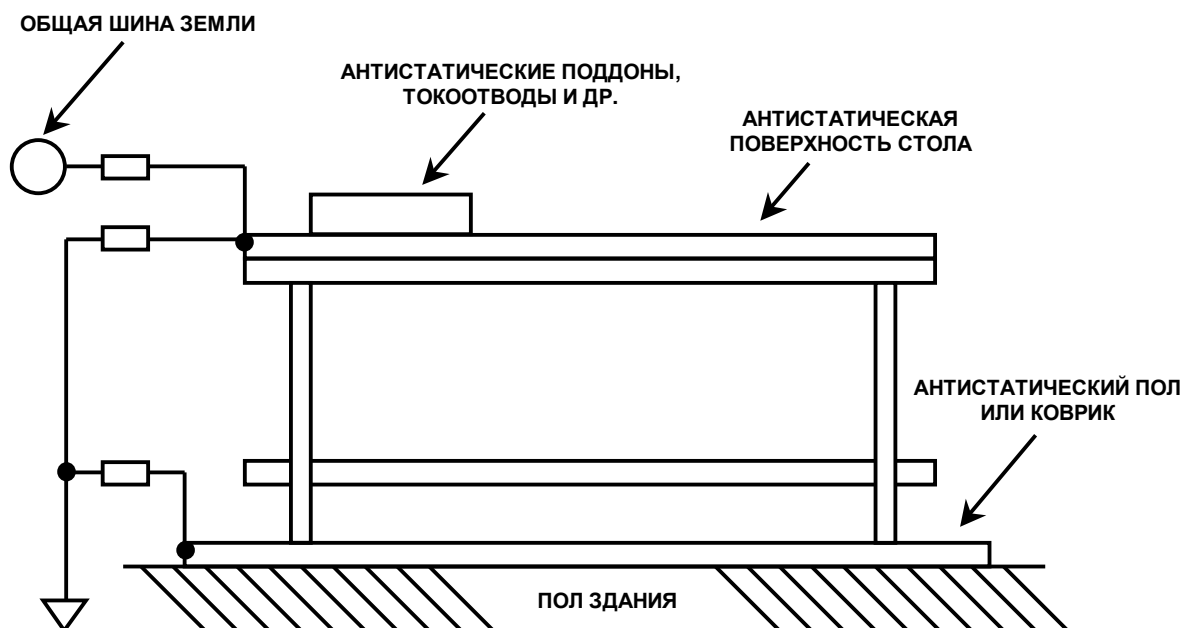
Защита относительно проста, как только устройства чувствительные к электростатическому разряду идентифицируются. Первый шаг, очевидно, состоит в хранении ИС в оригинальной упаковке настолько долго, насколько это возможно. Следующий шаг состоит в том, чтобы разрядить потенциальный электростатический источник 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 АРХХХ 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 $10\text{ M}\Omega/\text{квадрат}$.

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 впаивать до установки ИС. Данная процедура минимизирует опасность подвергнуть чувствительные устройства разряду. Безусловно, паяльники должны, иметь заземленные наконечники.

ANALOG DEVICES:

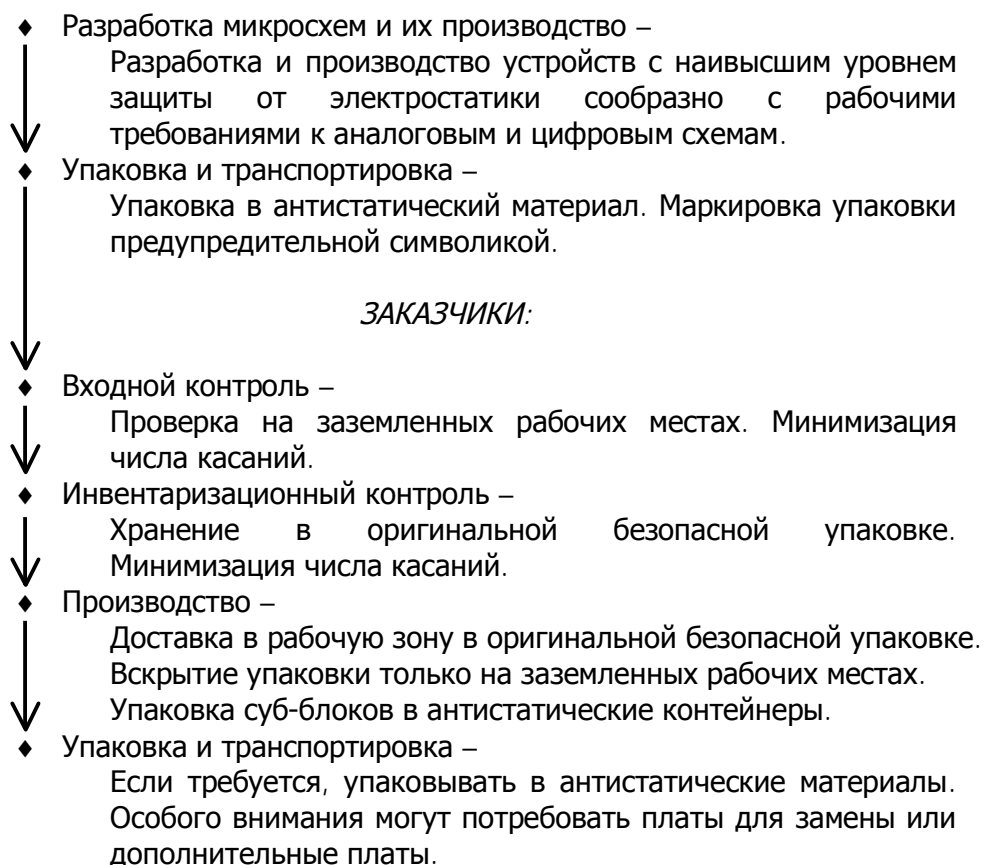


Рис.10.64. Защита от электростатики требует партнерства между поставщиками ИС и заказчиками.

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.

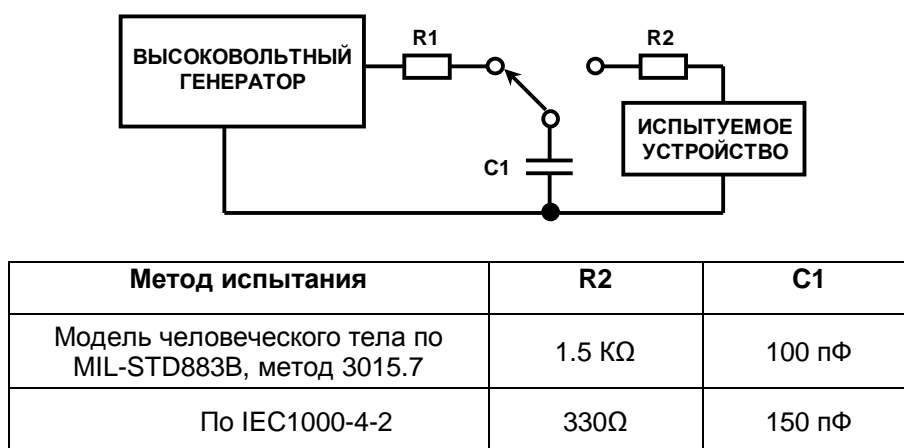
Каждый вывод устройства проверяется по отношению ко всем другим выводам. Существует некоторая важная разница между испытаниями по MIL-STD-883B Method 3015.7 и IEC:

- (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.



Примечание: напряжение контактного разряда по спецификации IEC1000-4-2 составляет ±8 KB.

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 KB (HBM).

- ◆ Напряжение: 8КВ
- ◆ Пиковый ток:
 - ◆ MIL883В, Method3015.7 НВМ: 5 А
 - ◆ IEC1000-4-2: 25А

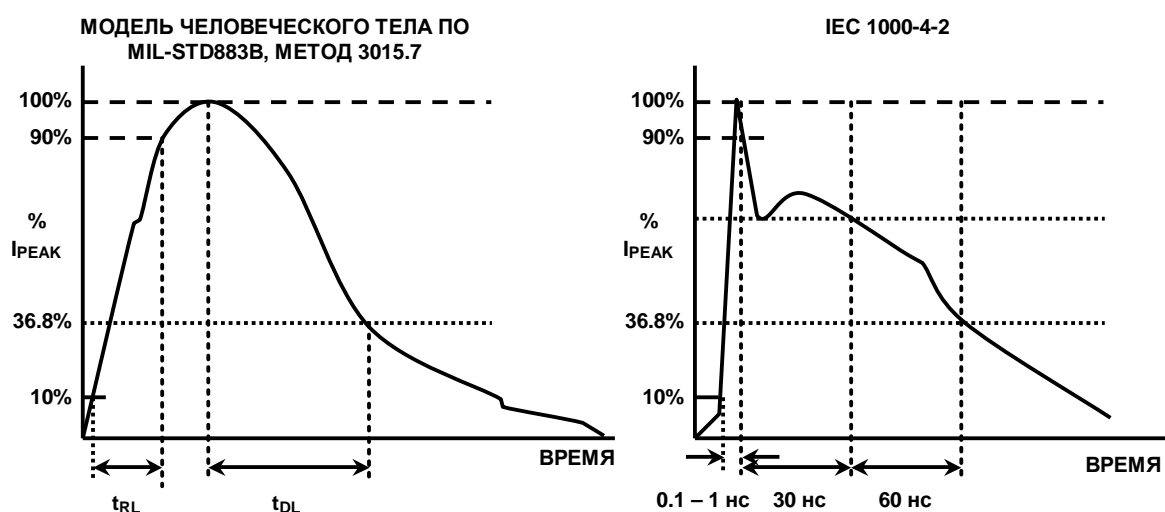


Рис.10.68. Формы напряжений при электростатическом разряде для модели человеческого тела по MIL-STD 883В, Method3015.7, и IEC1000-4-2

- ◆ 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 (MIL883В, Method3015.7: 15КВ, IEC1000-4-2: 8КВ)
- ◆ Изучите AN-397, «*Electrically Induced Damage to Standard Linear Integrated Circuits: The Most Common Causes and the Associated Fixes to Prevent Recurrence*», - 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.Slattey and J.Wynne, *Design and Layout of a Video Graphics System for Reduced EMI*,

©АВТЭКС Санкт-Петербург (812) 252-0140, <http://www.autex.spb.su> E-mail: inf@autex.spb.su

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>