

## **Преобразование сигнала в осциллографах и дух открытий.**

### **Дух открытий.**

Когда я был ребенком, мой дедушка часто спрашивал меня не хочу ли я стать инженером когда вырасту. Поскольку некоторые мои взрослые дяди работали на железной дороге, я искренне думал что он хочет чтобы я последовал по их стопам. Мой дед умер прежде чем я уточнил каким именно инженером, как он надеялся, я стану, но думаю он одобрил бы мое понимание этого вопроса.

Я не был уверен что такое инженер, когда я обнаружил что хочу быть изобретателем. Я представлял себя одного в своем подвале, трудящимся над важными, но забытыми проблемами человечества. В поисках помощи я вступил в Конгресс Изобретателей Скалистых Гор. Они провели конференцию, где я встретил людей с полными чемоданами маленьких умных механических устройств. Многие из этих парней были недовольны и капризны, поскольку мир не оценил их. Один из выступавших, очень успешный независимый изобретатель, рассказал о вдове банкрота, чей муж работал двадцать лет в изоляции и секретности изобретая механический очиститель помидоров. Этот очиститель истощил семейные сбережения и вдова попросила выступающего спасти устройство. С грустью выступающий вынужден был информировать ее, что помидоры очищаются в промышленных масштабах с помощью серной кислоты. Видимо, изобретатель был слишком узко сконцентрирован на своей реализации, тогда как иногда молекулы более полезны чем машины.

Я не хотел стать недовольным, нервным или одиноким, и я даже не имел подвала. Поэтому я пошел в инженерную школу и принял более простой подход к изобретению. Сейчас я разрабатываю продукцию для компаний с такими удобствами как R & D бюджет, поддерживающий персонал и производственные операции. По дороге я обнаружил много способов воспитания изобретательности. Вот некоторые методы, которые кажется работают:

Дайте себе время чтобы подумать. При необходимости, украдите это время у исполнения бесконечных стандартных задач, которые ваш работодатель с готовностью признает и вознаграждает. Я стараюсь работать над задачами которые не связаны с конкретным продуктом, не имеют ограничений по времени и от которых никто не ожидает результата. Я трачу время на очень отвлеченные идеи имеющие мало надежды на успех. Я могу терпеть поражение раз за разом в этой области мечты без чувства потери.

Будьте возбужденным. Наслаждайтесь первыми часами новой идеи. Не спите всю ночь и пренебрегайте обязанностями. Свободно исследуйте свою идею под разными углами. Бесстрашно отвлекайтесь и наслаждайтесь абсурдом.

Изобретайте утром или когда вы более энергичны. Берегите свою «настоящую» работу для того времени когда вы устанете.

Овладейте основами своей области. Наиболее оригинальные и творческие инженеры, которых я знаю, ведут классы выпускников. Изобретение технологий почти всегда связано с новым применением элементарных принципов. Владение основами позволяет вам рассмотреть, отбросить а также разработать множество идей быстро, аккуратно и правильно. Я верю в это настолько, что беру выпускные классы снова и снова и уделяю этому пристальное внимание.

Честно оценивайте полезность новой идеи: делайте это достаточно поздно чтобы не исследовать альтернативы и дикие представления, но достаточно рано чтобы ваше творчество не стало устаревшим. На этом этапе вы должны задать тяжелые вопросы: «эта новая вещь полезна для когонибудь еще? Как именно она полезна? Это действительно лучшее решение или только заумная компиляция частностей?» Даже если вы обнаружите что ваше творение не имеет очевидной полезности, смакуйте удовольствие от открытия и будьте благодарны что вы не работали тяжело для его разработки.

Творчество это не конкурентный процесс. Очень жаль что мы инженеры настолько связаны с конкурентным подходом, что используем его даже частным образом. Вы должны приостановить эту внутреннюю конкуренцию, потому что почти все ваши новые идеи провалятся. Это факт, но это не должно мешать получать немного удовольствия от изобретательства.

Теперь пришло время взглянуть на очень старую и интересную проблему аналоговой схемотехники, где еще есть много возможностей для изобретений.

### **Требования к обработке сигнала в осциллографах.**

Большая часть моего срока на посту инженера-электрика была потрачена на разработку аналоговых подсистем цифровых осциллографов. Цифровой осциллограф это чистый микромир обработки сигнала и измерений, но на входе сигнала прибор встречается с реальным миром. Электроника входного сигнала, иногда называемая «фронт-эндом» или интерфейсом прибора, включая аттенюатор, высокоимпедансный буфер и предварительный усилитель.

Рисунок 7-1 изображает типичный интерфейс и содержит подписи с требованиями к производительности.

Сочетание требований делает разработку входных цепей осциллографа очень тяжелой. Входная часть 500 МГц осциллографа работает с полосой пропускания около 1 ГГц и должна иметь очень ровную АЧХ. Она работает на этой полосе с входным сопротивлением 1МОм! Не допускается никаких значительных резонансов примерно до 5ГГц (где все пытается резонировать). Поскольку мы должны сохранять высокое сопротивление и низкую емкость, линии передач (обычный метод для ВЧ сигналов) не допустимы. Единственный выход для разработчика сохранять физические размеры цепей очень маленькими. Для получения 1ГГц полосы мы должны использовать ВЧ детали. ВЧ транзисторы и диоды обычно очень нежные, хотя входная часть должна выдерживать  $\pm 400V$  сигналы и высоковольтные статические разряды. Возможно наиболее сложное требование это плоская АЧХ от DC до максимальной частоты полосы пропускания.

Steve Roach

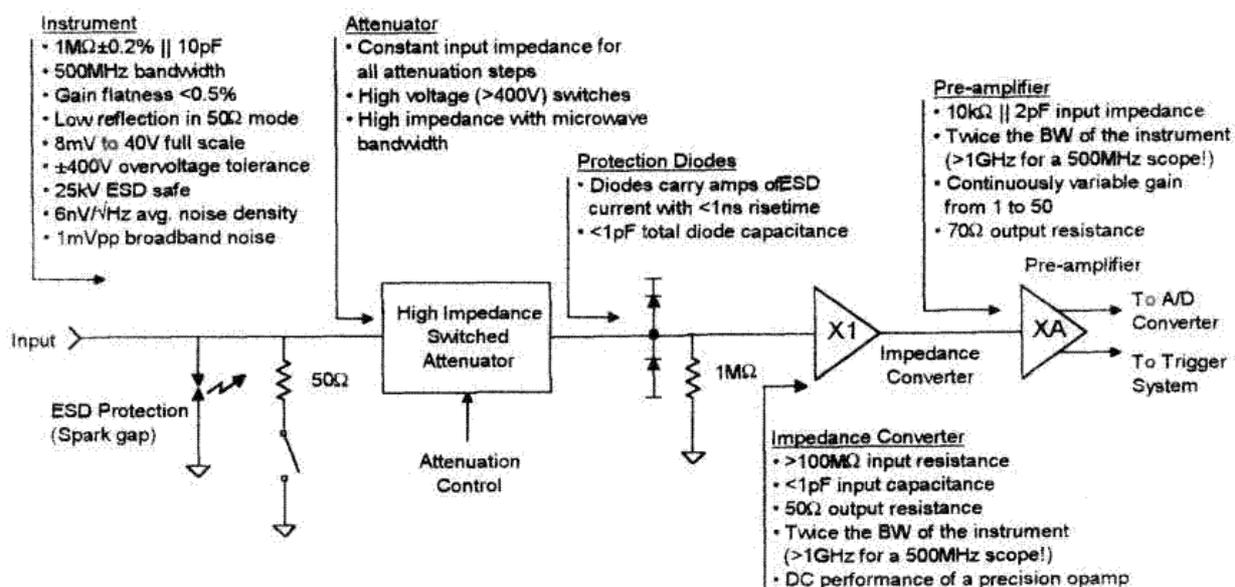


Рис 7-1.

### Частота и временные параметры.

Характеристики осциллографов заданы для двух частот: DC и  $-3dB$ . Хуже того, производители обычно указывают точность вертикального усилителя только для DC, как будто это вольтметр! Почему устройство измерения временных характеристик специфицируется через частотные характеристики? Причина в том что измерения полосы пропускания отслеживаются международными стандартами, в то время как очень трудно получить импульс или форму сигнала с известными характеристиками (Andrews 1983, Rush, 1990).

Независимо от того как осциллографы специфицируются, в действительности разработчики осциллографов беспокоятся практически только о переходной характеристике. Есть несколько причин сфокусироваться на переходной характеристике:

(1) хорошая переходная характеристика это то в чем нуждаются пользователи приборов измерения временных характеристик, (2) переходная характеристика дает информацию о очень широком наборе характеристик, (3) на практике вы можете научиться интуитивно связывать переходную характеристику и АЧХ, и (4) переходная характеристика будет использована вашими конкурентами чтобы найти ваши слабости и атаковать ваш продукт.

Рисунок 7-2 определяет термины для переходной характеристики и АЧХ и показывает значение неравномерности усиления. Равномерность отклика это качественное понятие которое относится только к ошибке усиления не связанной с полюсами определяющими частоту среза, или эквивалентно ошибкам после первого фронта сигнала. Для оценки плоскостности мы обычно игнорируем пики усиления около верхней ( $-3dB$ ) частоты. Мы также игнорируем короткие звоны вызванные начальным переходом в переходной характеристике (Kamath 1974).

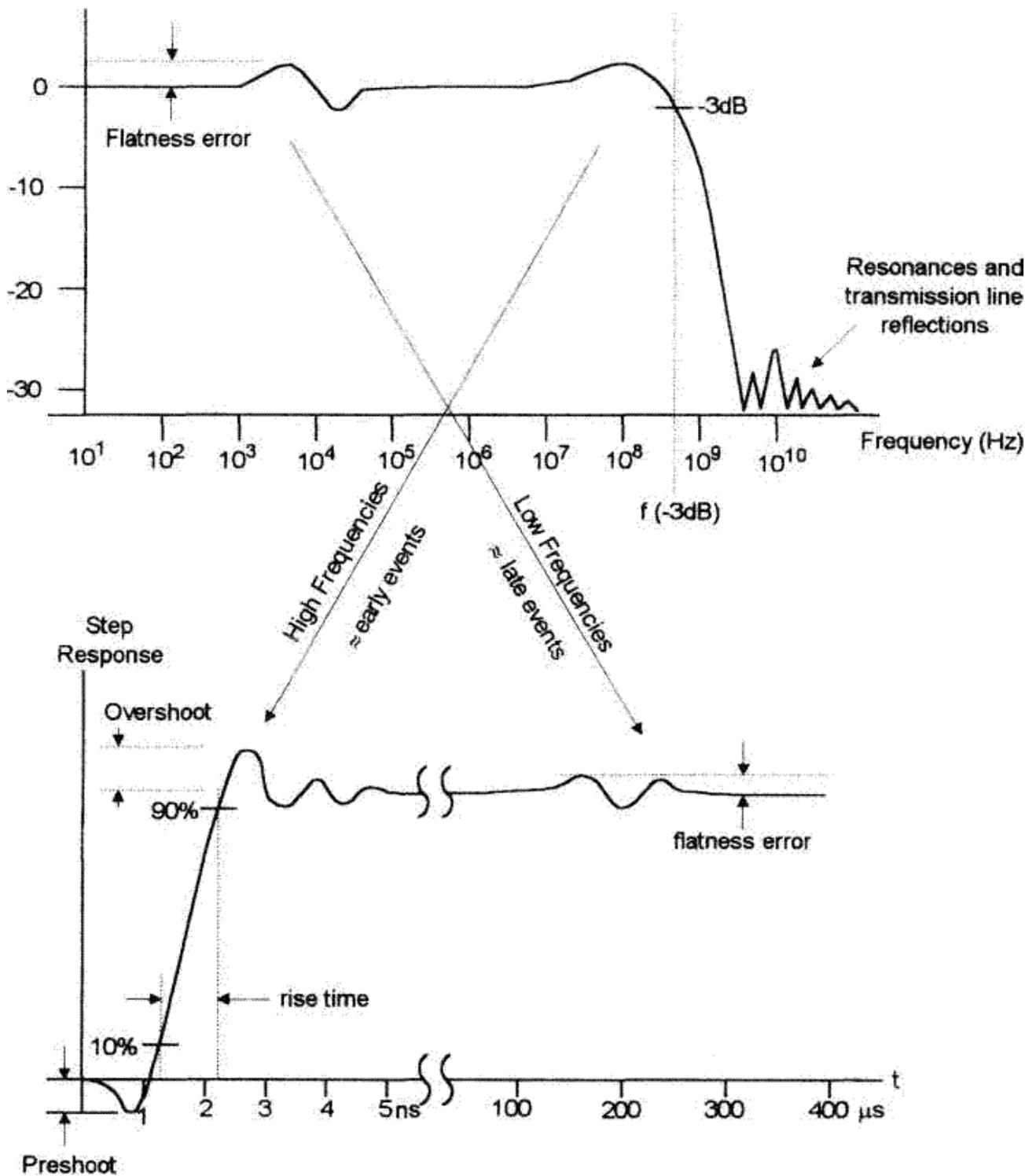
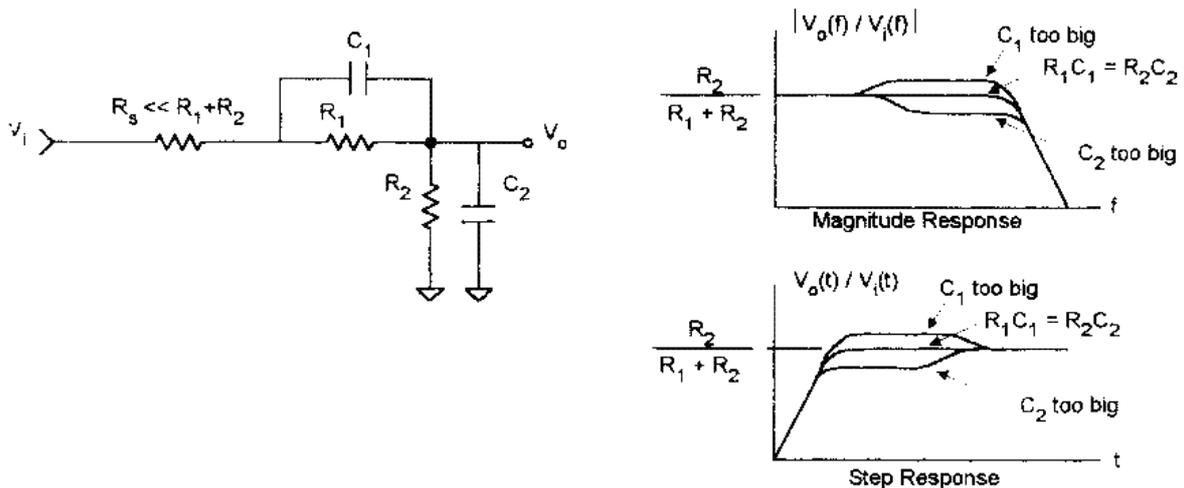


Рис 7-2.

Таким образом переходная характеристика содержит информацию о очень широкой полосе частот, при наблюдении в течении достаточно длительного периода. Например, картина первых десяти наносекунд переходной характеристики передает информацию о АЧХ от верхней границы полосы пропускания до приблизительно  $1/10$ нс или 100 МГц.

**Рисунок 7-3:** RC цепь эффективно моделирует большинство источников ошибок передачи. Даже необычные источники ошибок, такие как диэлектрическая абсорбция и тепловые переходные процессы в транзисторах, могут быть поняты с помощью простой модели RC цепи. Атенюатор и преобразователь импеданса обычно ведут себя как комбинация параллельных и последовательных RC цепей. Цепи такого вида часто создают проблемы равномерности усиления на низких частотах из-за высокого сопротивления входной части осциллографа. С другой стороны проблемы связанные с ВЧ часто являются результатом бесчисленных маленьких индуктивностей и случайных линий передач проявляющихся в физической конструкции цепи. Обратите внимание на рис.7-3 хорошо представлены зависимости между частотой и передаточной характеристикой.

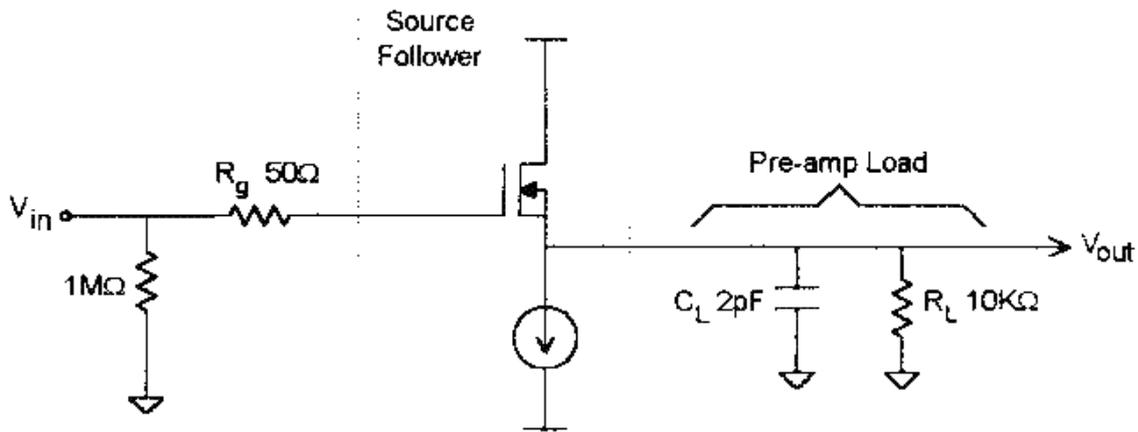


### Высокий импеданс на ВЧ: преобразователь сопротивления.

Осциллографы обычно имеют входное сопротивление 1МОм и входную емкость в несколько пФ. 1 МОм входного сопротивления в значительной мере определяет коэффициент затухания пассивного щупа, и поэтому должно быть постоянным и стабильным. Для обеспечения точности входного сопротивления, осциллограф включает в себя буфер с очень высоким входным импедансом (см рис 7-1). Этот буфер, иногда называемый «преобразователь сопротивления» имеет входное сопротивление около 100 МОм и обеспечивает низкое выходное сопротивление около 50 Ом для соединения с предварительным усилителем. В 500 МГц осциллографе преобразователь сопротивления может иметь полосу пропускания 1 ГГц и тщательно контролируемую полосу пропускания.

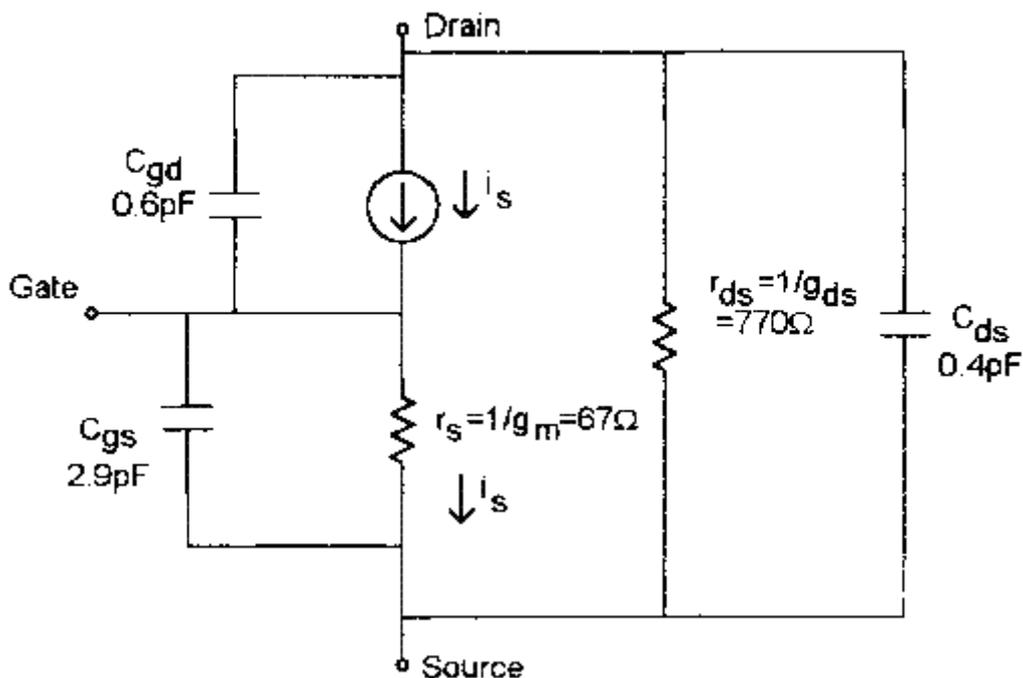
В данной главе показан вариант реализации при котором эти и много других требований с рисунка 7-1 могут быть удовлетворены (Rush 1986).

Кремниевый полевой транзистор работающий как истоковый повторитель является единственным коммерчески доступным устройством для применения как преобразователь импеданса. Для 500 МГц приборов, нам нужен истоковый повторитель с максимально возможной крутизной вместе с минимальной емкостью затвор-сток. Эти параметры так важны для 500 МГц прибора, что разработчики осциллографов прибегают к применению МОП (MOSFET) транзисторов с коротким каналом несмотря на многие их недостатки. МОП транзисторы с коротким каналом и тонкими слоями оксида имеют очень большую крутизну по сравнению с их емкостью. Однако они страдают от эффекта модуляции длины канала, что придает им нежелательную высокую выходную проводимость исток-сток. МОП транзисторы — устройства с поверхностной проводимостью и из-за ловушки заряда на границе затвор-канал, генерируют большое количество  $1/f$  шума. Между DC и 1 МГц может быть столько  $1/f$  шума, сколько будет тепловых от DC до 500 МГц. Наконец, тонкий слой оксидного слоя легко повреждается в условиях электростатического разряда. В качестве истокового повторителя JFET превосходит MOSFET (МОП) по каждому параметру кроме скорости. Таким образом МОП с коротким каналом годится для создания посредственного, но очень быстрого истокового повторителя и мы должны использовать кучу дополнительных цепей чтобы заставить его удовлетворительно работать как преобразователь сопротивления.

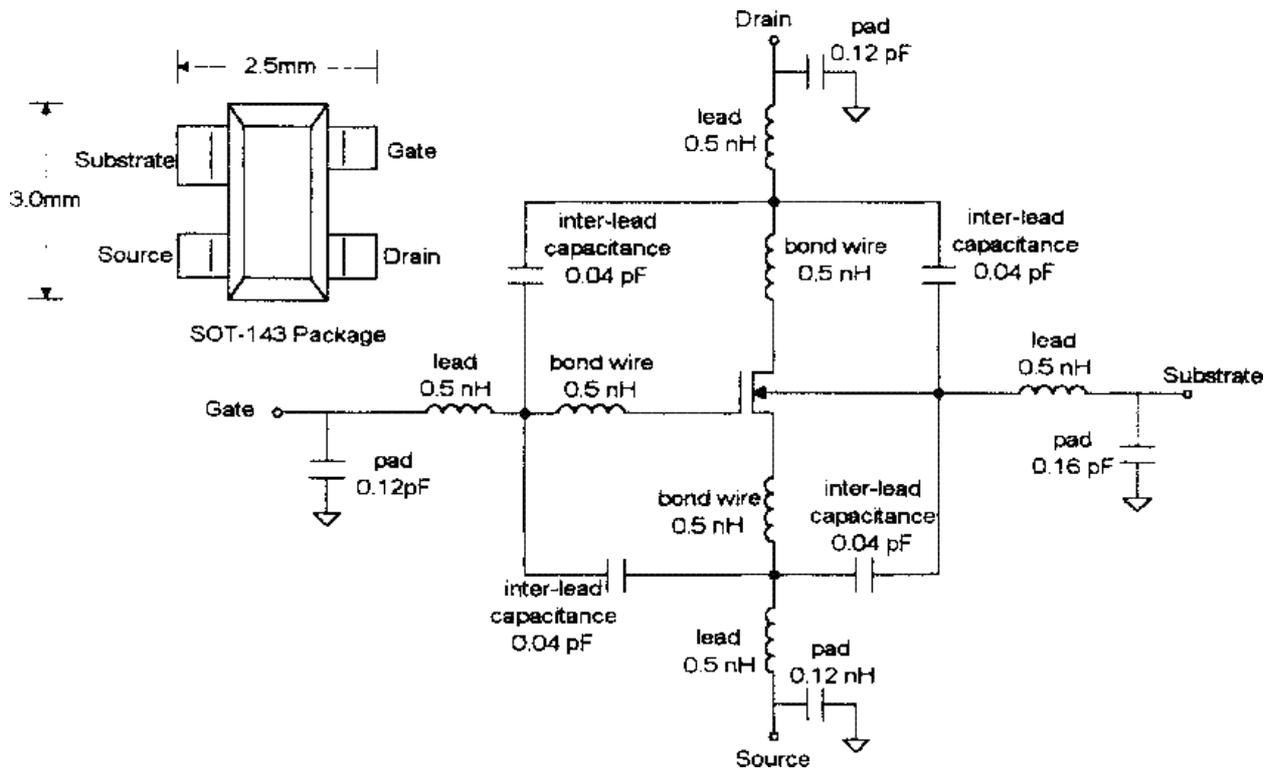


**Рис. 7-4** Простой истоковый повторитель на MOSFET

На рисунке 7-4 показана базовая схема истокового повторителя с необходимым  $1\text{M}\Omega$  входным сопротивлением. Резистор в цепи затвора стабилизирует FET. На рисунке 7-5 показана линейная модель типичного ВЧ FET и коротко-канального MOSFET. Я предпочитаю эту модель другим похожим hybrid-м моделям, поскольку из нее ясно, что выходное сопротивление источника равно  $1/g_m$ . На рисунке 7-6 показана модель FET в SMD исполнении. Маленькие емкости и индуктивности моделируют эффект от геометрического размера корпуса и от окружающей среды. Эти маленькие компоненты называются паразитными, поскольку их присутствие крайне нежелательно. На рисунке 7-7 изображены паразитные элементы очень распространенных 0805 SMD резисторов. Этот тип резистора очень часто используется во входных цепях построенных с использованием печатных плат. Паразитные элементы корпусов и ПП в  $0.1\text{ пФ}$  и  $1\text{ нГн}$  кажутся ничтожно малыми, но они имеют доминирующее значение в производительности схем на частотах выше  $500\text{ МГц}$ .

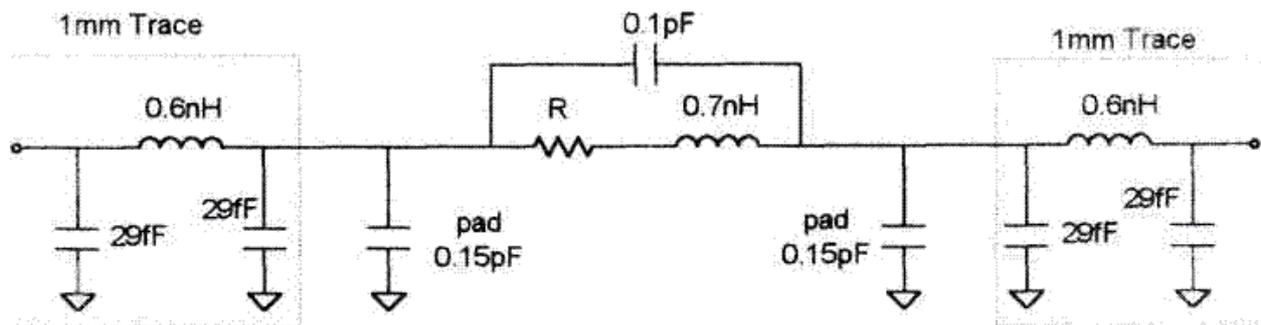


**Рис. 7-5** Линейная модель BSD22, типичного ВЧ, short-channel MOSFET. На DC ток затвора равен нулю, поскольку контролируемый источник тока сохраняет ток стока равным току истока.



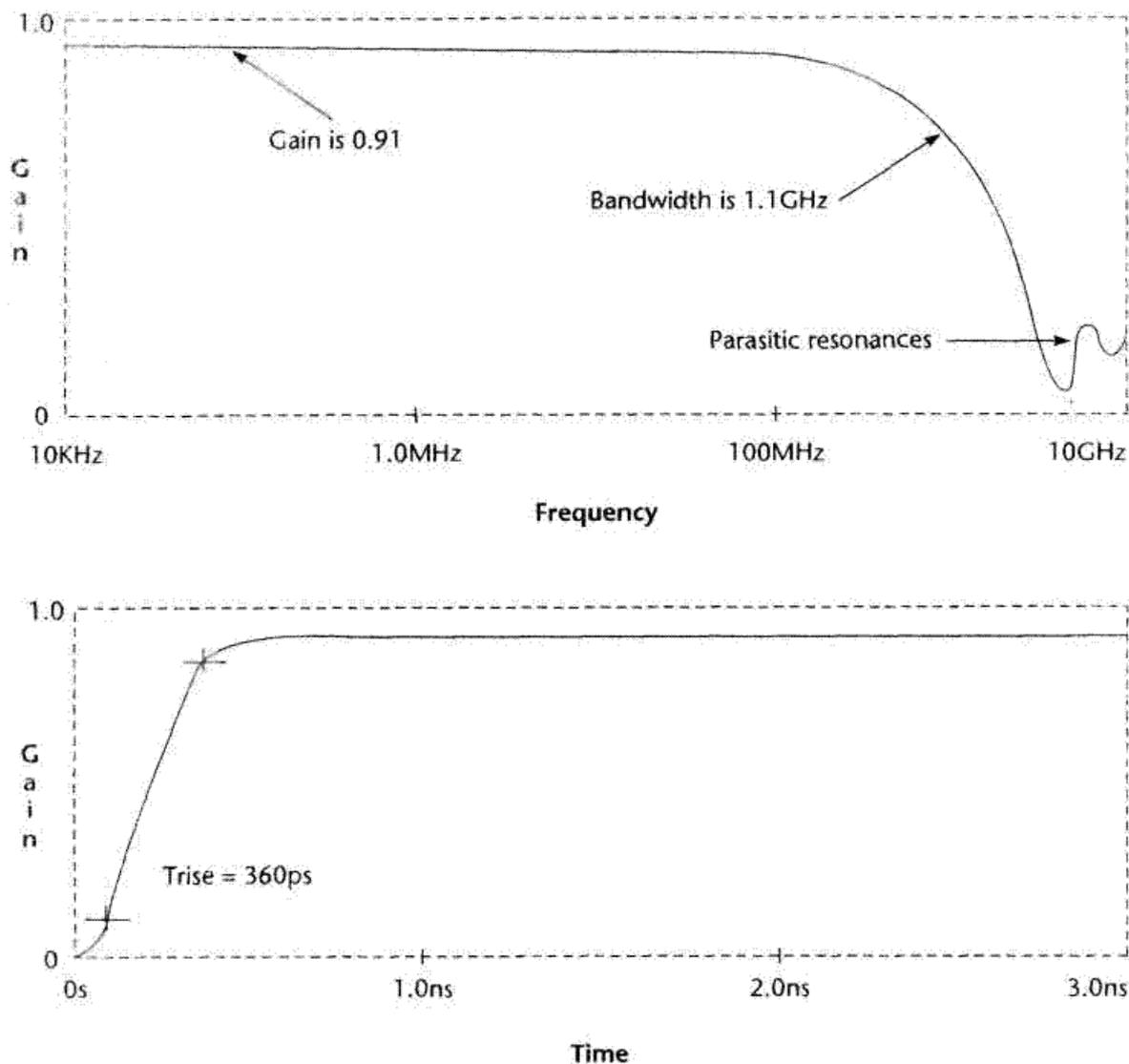
**Рис. 7-6** Паразитные элементы MOSFET в SOT-143 корпусе. Модель включает в себя эффект от 1.6 мм шестислойной ПП с землей на четвертом слое.

В ПП осциллографов, для уменьшения емкостей, я часто удаляю земельные полигоны. Но делать это нужно очень аккуратно, т.к. удаление земельного слоя под ВЧ цепями всегда увеличивает паразитные индуктивности. Однажды я удалил земельный слой и тем самым эффективно разместил большие индуктивности на схеме, что превратило прекрасный 2 ГГц усилитель в 400 МГц хрень.



**Рис. 7-7** Модель 0805 резистора, включая 1 мм дорожки на обоих концах. Модель включает эффекты от монтажа на 1.6 мм шестислойной ПП с четвертым слоем в качестве земли.

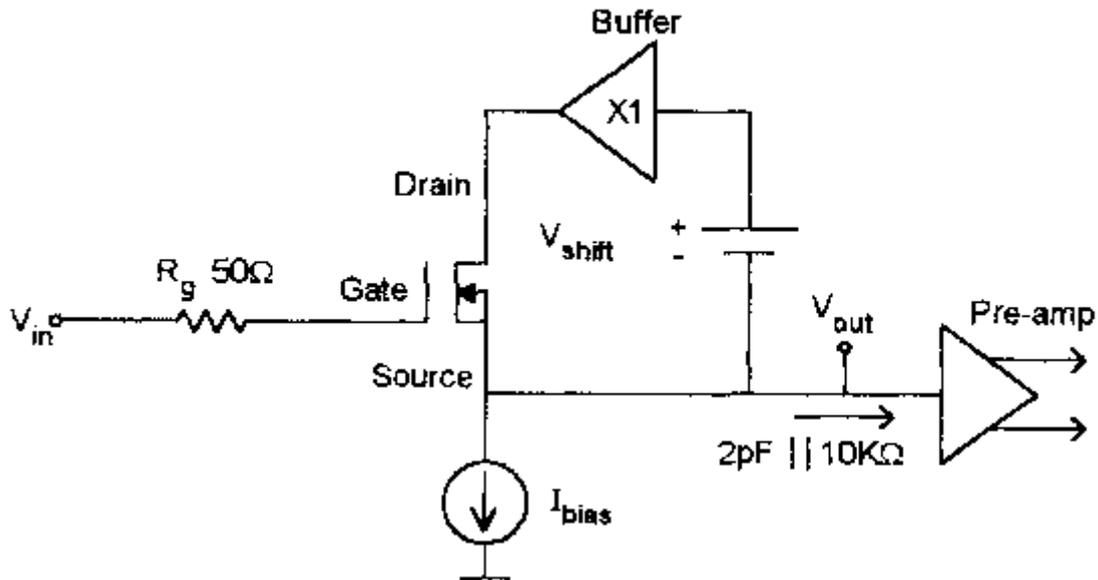
Паразитные элементы имеют настолько доминирующий эффект на ВЧ, что 500 МГц входные цепи обычно делают с помощью гибридных микросхем, которые имеют значительно меньше паразитных компонентов чем стандартные конструкции на ПП. В любом случае присутствуют связующие проводники, с индуктивностью 0.5 — 1.0 нГн каждый, которые представляют наибольшие трудности для производительности на ВЧ. В ходе разработки ВЧ цепей, неизбежно приходишь к рассмотрению схемы и ПП как набора линий передач или смешанного приближения к линиям передач. Я нахожу эту точку зрения очень полезной и, с практикой, интуитивно понятной.



**Рис. 7-8 АЧХ и переходная характеристика простого истокового повторителя. Полоса 1.1 ГГц. Время включения около 360 псек и время 1% установления около 1 нсек.**

Наш простой истоковый повторитель все еще имеет серьезную проблему. Высокая проводимость сток-исток FET образует делитель напряжения вместе с истоковым резистором, что ограничивает коэффициент усиления значением 0,91. Предварительный усилитель с легкостью увеличит это значение усиления, но реальная проблема - это температурная стабильность. И крутизна и выходная емкость меняются с температурой с оглядкой на самокомпенсацию. Мы не можем спокойно полагаться на эту самокомпенсацию для обеспечения стабильного усиления. Решение в хитром питании стока (bootstrap), как показано на рис 7-9. Схема заставляет напряжение на стоке и истоке отслеживать напряжение затвора. С bootstrap-ом истоковый повторитель работает с почти постоянным током и с почти постоянным напряжением на выводах. Поэтому bootstrap позволяет сохранять усиление высоким и стабильным, рассеиваемую мощность постоянной и искажения низкими.

Есть много умных способов для реализации bootstrap схемы (Kimura 1991). Один из наиболее простых способов показан на рис 7-10. Двухзатворный BF996S depletion-mode MOSFET предназначен для использования в телевизионных тюнерах в качестве АРУ. Он работает как два MOSFET-а включенных последовательно исток — сток. Источник тока на рис. 7-10 обычно собран по обычной схеме источника тока на биполярном транзисторе, с применением ВЧ транзистора.

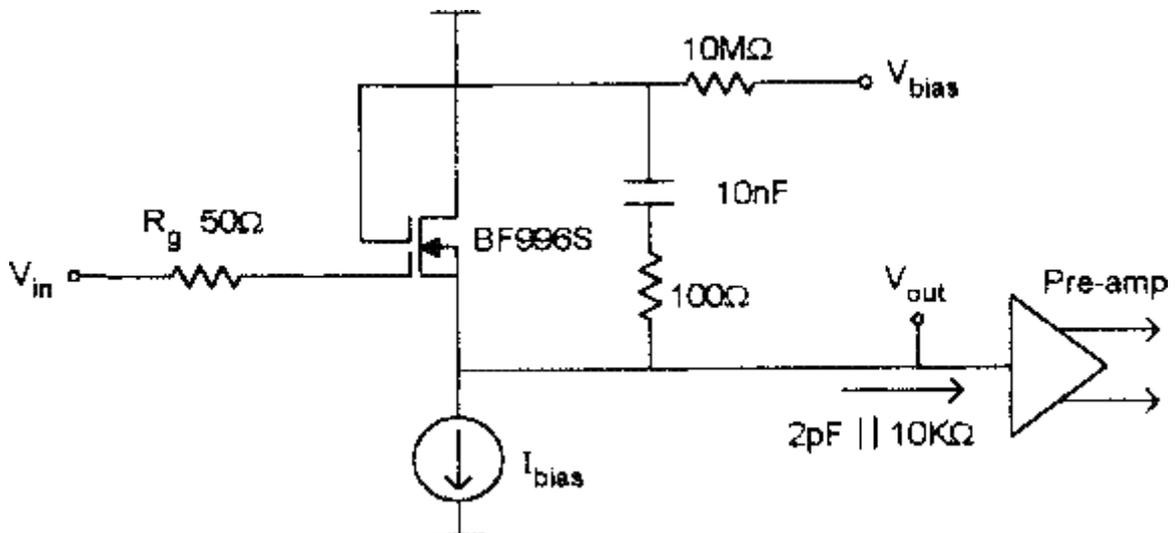


**Figure 7-9.**

The bootstrapped source follower. Питание стока напряжением истока увеличивает и стабилизирует усиление.

Приближенная модель BF996S показана на рис. 7-11. BF996S поставляется в SMD корпусе с паразитными элементами показанными на рис 7-6.

На рисунке 7-12 показана АЧХ и передаточная характеристика истокового повторителя с бустрепным питанием. bootstrapping network питается переменным током и следовательно она не повышает усиление на низкой частоте и DC. Поэтому АЧХ не очень гладкая, но мы можем исправить это позже. В полосе от 1КГц до 100МГц усиление больше 0.985 и не зависит от температуры. 1% время установления порядка 1 нсек, что хорошо.



**Рис. 7-10** Bootstrapping the drain with a dualgate MOSFET

В bootstrapped истоковом повторителе на рис. 7-10 все еще есть несколько проблем. Первая, затвор не имеет защиты от перенапряжения и статических разрядов. Второе, напряжение затвор-исток радикально зависит от температуры, что приводит к плохой стабильности на постоянке. Третье, 1/f шум MOSFET-а не контролируем. Равномерность АЧХ (рис 7-12) на самом деле не очень хороша. И наконец bootstrapped истоковый повторитель не умеет обрабатывать большое постоянное смещение на входе.

На рисунке 7-13 представлен один из способов построения «двух-путевого» конвертера сопротивлений, который позволяет решить названные выше проблемы (Evel 1971, Tektronix 1972). НЧ и DC сигнал проходят через ОУ, тогда как ВЧ проходят мимо ОУ через С1. На постоянке и НЧ, обратная связь дает истоковому повторителю, построенному по такой схеме, точность прецизионного ОУ. На ВЧ сигнал прошедший через С1 доминирует в управлении первым затвором и истоковый

повторитель работает с разомкнутой ОС. FET защищен диодами и ограничивающим влиянием конденсатора C1 на ток.  $1/f$  шум полевика частично контролируется ОУ и схема нормально работает с большими постоянными напряжениями на входе.

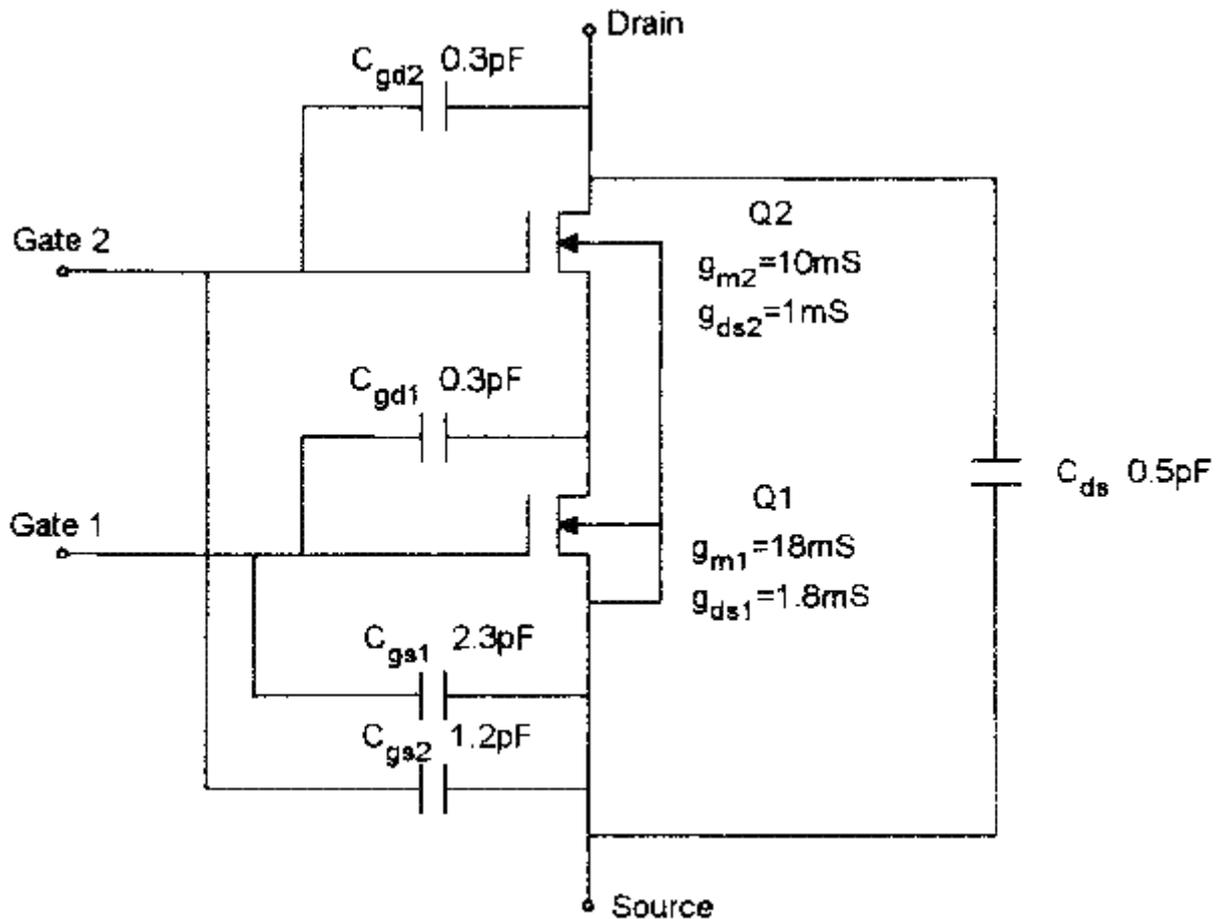
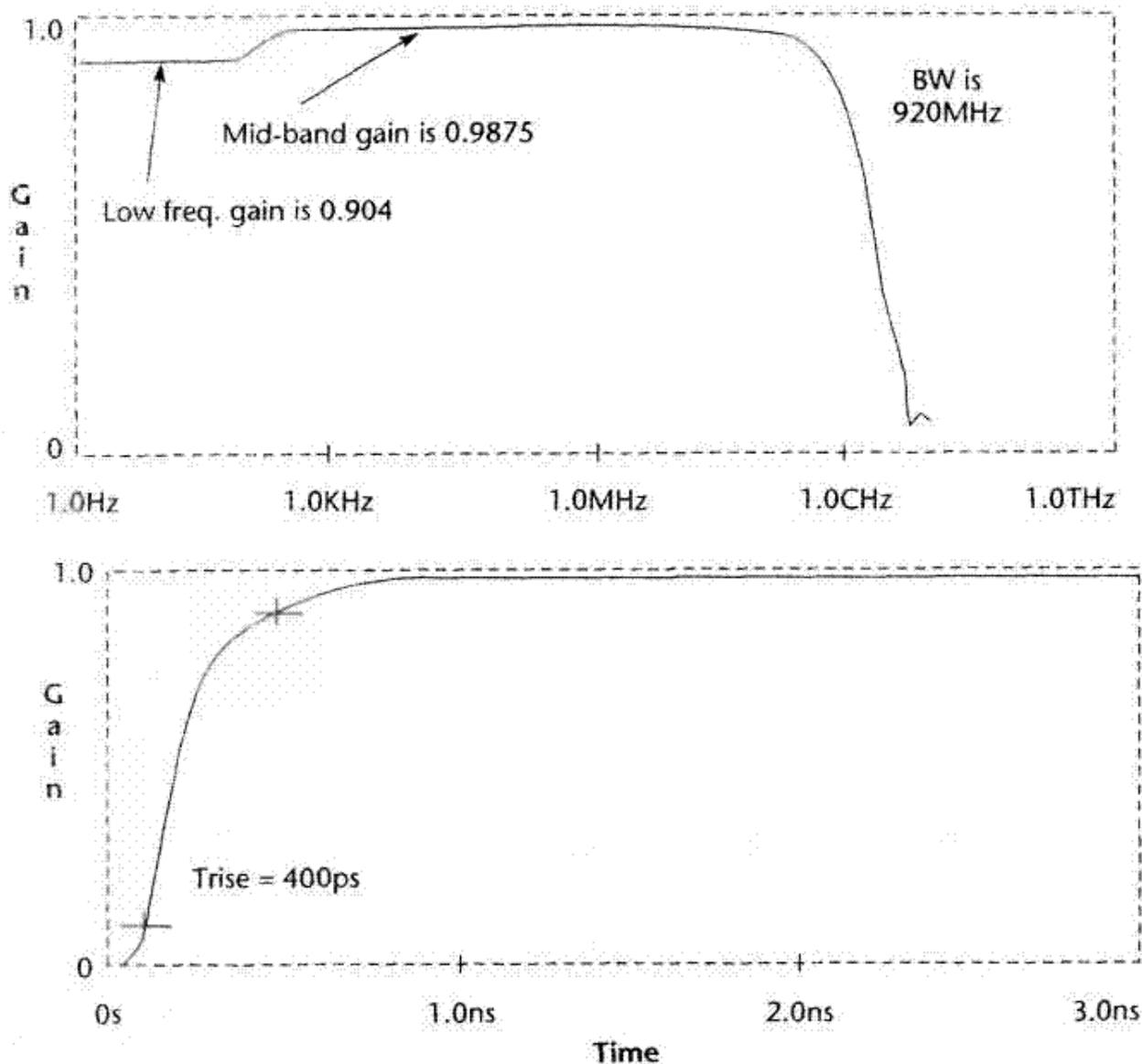


Рис 7-11 Линейная модель BF996S

На рис. 7-14 показана АЧХ двух-путевого преобразователя импеданса. Обратная связь около ОУ отвечает за ошибки усиления на НЧ. Усиление равномерно от DC до 80 МГц с ошибкой менее 0.1%. Неравномерность в усилении возникает на стыке ВЧ и НЧ частей.

В двух-путевом подходе имеются дополнительные преимущества. Он позволяет нам разрабатывать ВЧ часть включающую C1 и MOSFET без оглядки на точность на DC. Уровень DC на выходе преобразователя импеданса не зависит от входа и может быть адаптирован к нуждам предварительного усилителя. Хотя это не показано на рисунке, связь по AC легко реализуется путем блокирования DC на неинвертирующем входе ОУ.



**Рис. 7-12.** The magnitude and step responses of the bootstrapped source follower.

Таким образом мы избегаем установки реле для АС, со всеми его паразитными элементами, в ВЧ части. В двух-путевом преобразователе импеданса есть свои недостатки. Небольшая неравномерность АЧХ показанная на рис 7-14 кажется никак не может быть убрана, в не зависимости от примененной архитектуры. Также С1 формирует емкостной делитель напряжения с входной емкостью истокового повторителя. Поскольку фактически усиление истокового повторителя меньше единицы, это означает что усиление НЧ части может не соответствовать усилению на ВЧ. Разброс параметров компонентов приводит к дальнейшему усилению неравномерности. Поскольку преобразователь импеданса стоит после высокоомного аттенюатора, он должен иметь стабильное входное сопротивление, напоминающее простую параллельную RC цепь. В свете вышесказанного, обычно проблемы возникают если ОУ имеет недостаточную скорость и не в состоянии bootstrap R1 до достаточно больших частот (рис. 7-13).

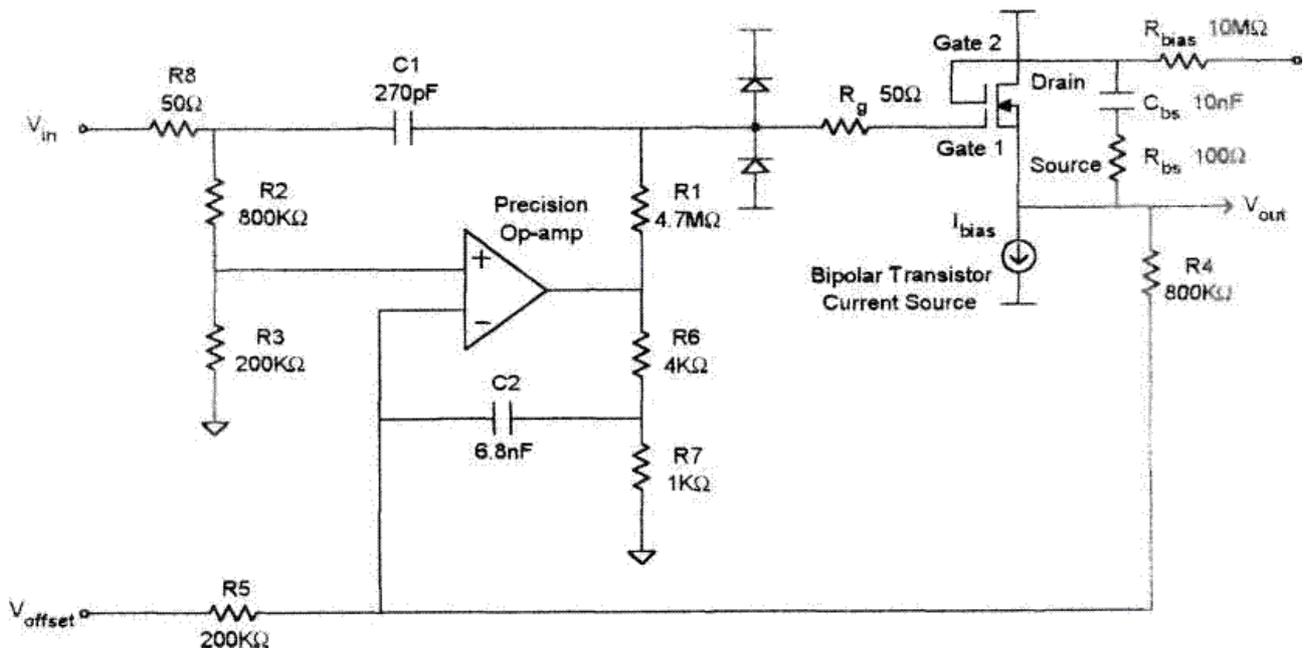


Рис. 7-13. two-path преобразователь сопротивлений.

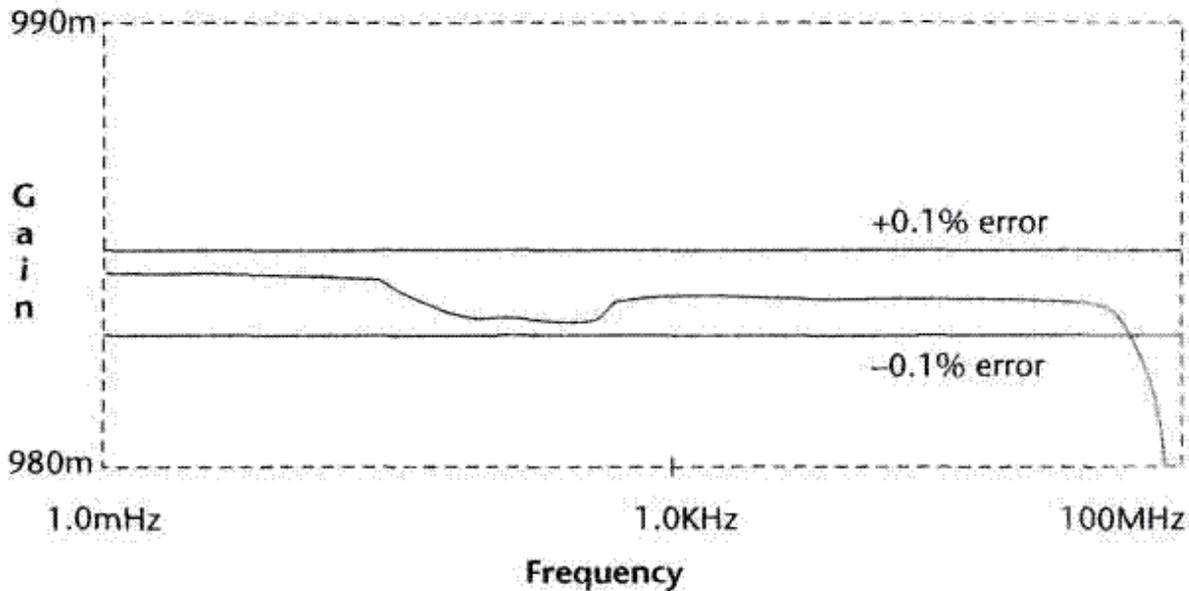


Рис. 7-14. Неравномерность АЧХ two-path преобразователя сопротивлений.

Скорость восстановления при перегрузке для two-path усилителя может быть ужасной. Есть два варианта перегрузки, вызывающие проблемы. Если сигнал достаточно большой чтобы открыть защитный диод, C1 очень быстро заряжается через низкое сопротивление диода (см рис 7-13). Если C1 имеет емкость 270 пФ, его восстановление произойдет с постоянной времени  $270\text{пФ} * 4,7\text{МОм}$ , или 1,3 мсек! Обратная связь около ОУ обычно несколько ускоряет восстановление, но восстановление все равно занимает вечность в сравнении с 400 псек времени включения! Другой механизм перегрузки это насыщение истокового повторителя. Когда происходит насыщение, ОУ интегрирует ошибку, которую он видит между выходом и входом повторителя, заряжая 6,8 нФ конденсатор в цепи ОС. Восстановление занимает миллисекунды. Серьезность этих проблем восстановления после перегрузки смягчается тем фактом, что при аккуратной разработке необходимо  $\pm 2\text{В}$  для насыщения MOSFET и  $\pm 5\text{В}$  для активации защитных диодов. Поэтому для перегрузки системы, необходим сигнал в десять раз больший чем входной диапазон предварительного усилителя.

Я прошу прощение за превращение простого и элегантного транзисторного истокового повторителя в "bootstrapped, two-path impedance converter." Но, как я говорил вначале, это набор требований приводит нас к таким крайностям. Очень тяжело простой схемой удовлетворить все требования одновременно. В следующей секции я с большой выгодой расширю two-path технику на

аттенюатор. Возможно там two-path метод полностью оправдывает свою сложность.

### Аттенюатор.

Я описал преобразователь сопротивления с использованием большого количества слов и картинок, поэтому аттенюатор я опишу более кратко. Я ограничусь лишь введением к разработке и вопросам производительности и потом проиллюстрирую некоторые альтернативы в конструировании аттенюаторов. Назначение аттенюатора — уменьшить требования к динамическому диапазону преобразователя сопротивления и предварительного усилителя. Аттенюатор должен выдерживать  $\pm 400V$ , а также электростатические разряды. Аттенюатор должен поддерживать входное сопротивление в 1 МОм на всех диапазонах и иметь полосу пропускания до ВЧ с прекрасной равномерностью. Никакие малосигнальные полупроводники не смогут выжить при высоких входных напряжениях, поэтому аттенюаторы ВЧ осциллографов строятся полностью из пассивных компонентов и электромеханических реле.

На рис. 7-15 представлена упрощенная схемотехника 1МОм-ного аттенюатора. Используются два блока по хорошо известной схеме «компенсированного делителя напряжения». Один блок делит на пять и другой на 25, поэтому доступны коэффициенты деления 1,5,25 и 125. Для аттенюатора есть два ключевых требования. Первое, как показано на рис 7-3, мы должны поддерживать  $R_1 C_1 = R_2 C_2$  для получения гладкой АЧХ. Аналогичное требования для 1/25 блока. Второе, входное сопротивление и емкость каждого блока должны соответствовать таковым преобразователя импеданса и быть очень стабильными в не зависимости от положения переключателей. Это требование гарантирует, что мы получим точность и линейность АЧХ для всех комбинаций включений реле.

Деление на столь высокий коэффициент как 125 похоже на попытку изготовить высокоизолирующий ключ; сигнал стремится пройти мимо делителя, вызывая проблемы прохождения сигнала. Если мы установим норму прохождения сигнала через закрытый ключ менее чем один бит для 8-битного осциллографа, аттенюатор должен изолировать вход от выхода более чем на  $20 \log_{10}(125 \cdot 2^8) = 90dB$ ! Однажды я потратил два месяца отлаживая такую проблему с изоляцией и нашел что причина была в волновом распространении и собственном резонансе на 2 ГГц металлического корпуса аттенюатора. Реле используются поскольку они имеют низкий импеданс, хорошую изоляцию и выдерживают высокие напряжения. Однако в мире где 1 мм провода является антенной, паразитные элементы реле ужасны. Что еще хуже, реле имеют большие размеры что приводит к росту площади аттенюатора более чем 2 x 3 см. Если предположить что скорость распространения сигнала равна половине скорости света, то прохождение трех сантиметров занимает 200 псек, что уже опасно близко к 700псек времени установления 500 МГц осциллографа. Не смотря на сказанное, мы не можем не иметь линий передач в высокоимпедансном аттенюаторе, мы будем иметь с ними дело в любом случае! Чтобы справиться с линиями передачи и паразитными элементами, настоящий аттенюатор включает много терминаторов и демпфирующих резисторов не показанных на рис.7-15.

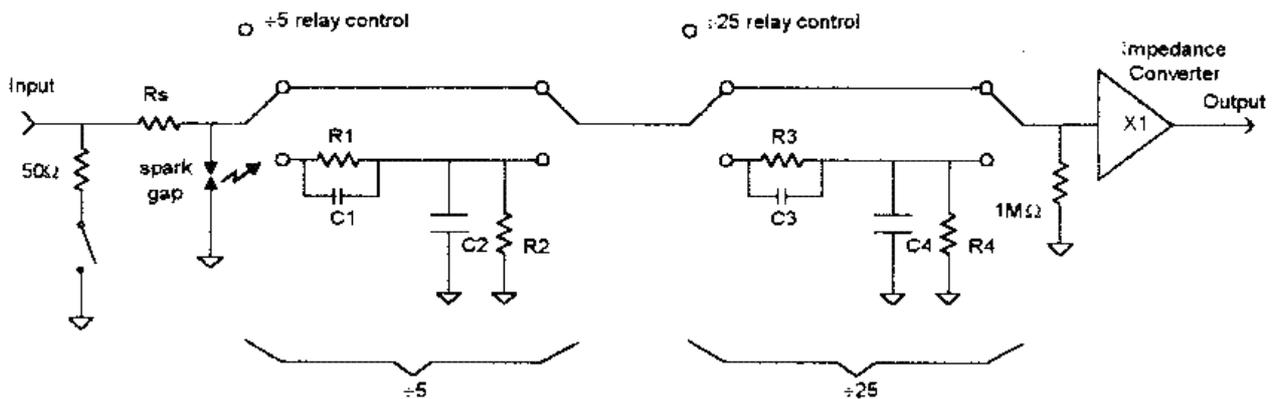


Рис 7-15.

Вместо углубления в экстремальные детали об обычном аттенюаторе с рис 7-15, будет более интересно спросить возможно ли убрать большие и ненадежные электромагнитные реле. Рассмотрим несколько иную реализацию two-path преобразователя импеданса представленную на рис 7-16. Затвор MOSFET питается через 22МОм резистор, так что он работает при нулевом уровне затворного напряжения. Если входное и выходное напряжения различаются, ОС через ОУ и биполярный источник тока уменьшают ошибку до нуля. Для понимания этой схемы, будет полезно отметить что импеданс

подключенный к истоку FET очень большой.

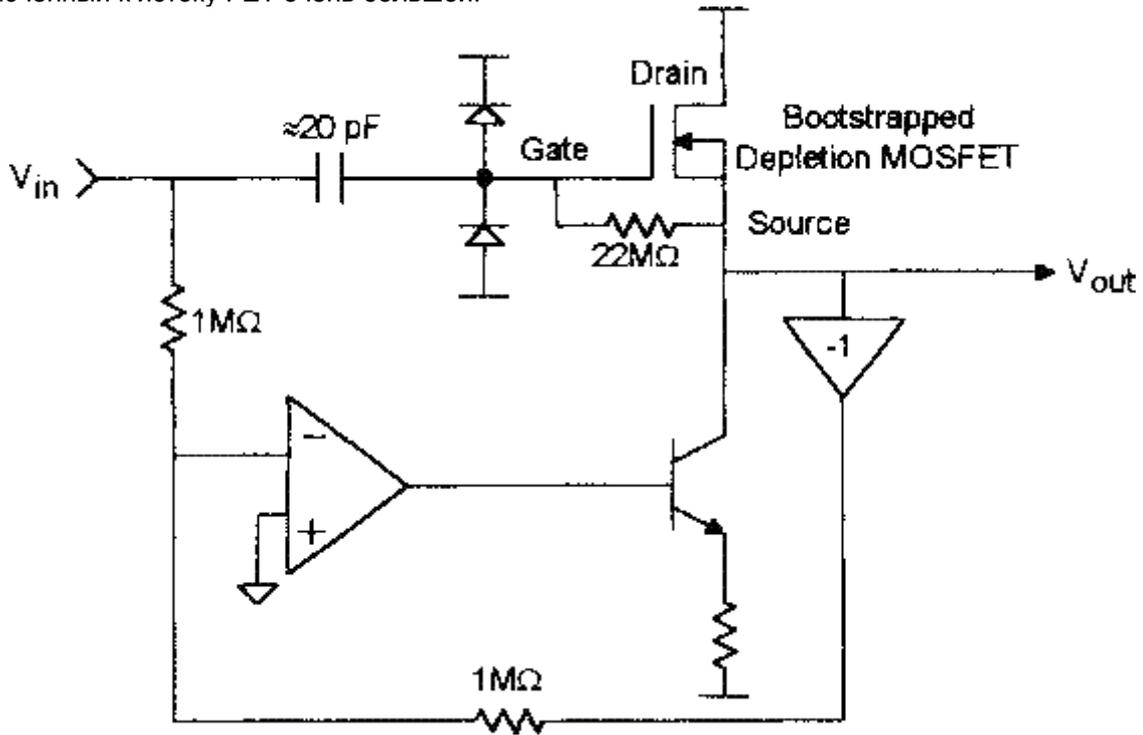


Рис. 7-16 Вариант two-path преобразователя сопротивления.

Таким образом, коллектор биполярного источника тока подключен к высокоомной нагрузке. Поэтому небольшие изменения на выходе ОУ приводят к значительным изменениям на выходе схемы. Преобразователь импеданса с рис.7-16 может быть легко превращен в фиксированный аттенюатор, как показано на рис.7-17. Как и ранее, здесь есть ВЧ и НЧ части, но теперь каждая уменьшает сигнал в 10 раз. В обратной связи присутствует аналоговый умножитель для тонкой настройки НЧ части. Умножитель настраивает ВЧ и НЧ пути для получения высокой степени равномерности АЧХ. Необходимое усиление умножителя устанавливается в процессе калибровки.

Теперь мы можем построить полный two-path аттенюатор с переключаемым коэффициентом деления, как показано на рис. 7-18 (Roach 1992). Вместо каскадирования блоков аттенюатора, мы подключаем их параллельно. Вместо двух двухгруппных переключающих реле с рис. 7-15, нам нужно только два одногруппных включающих реле. Заметим что нет нужды в реле в

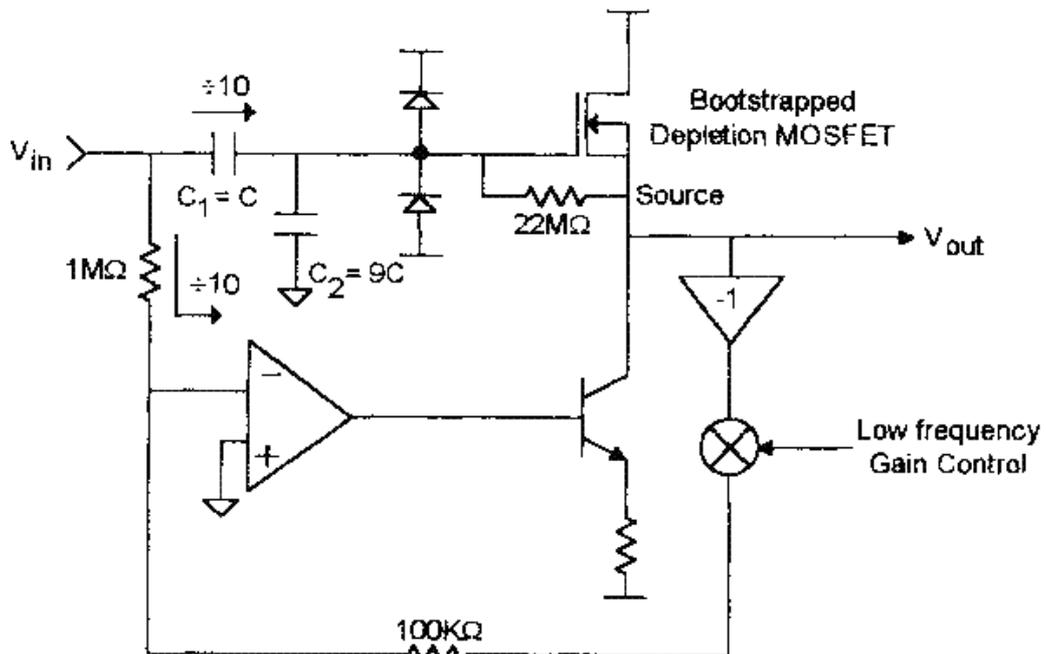
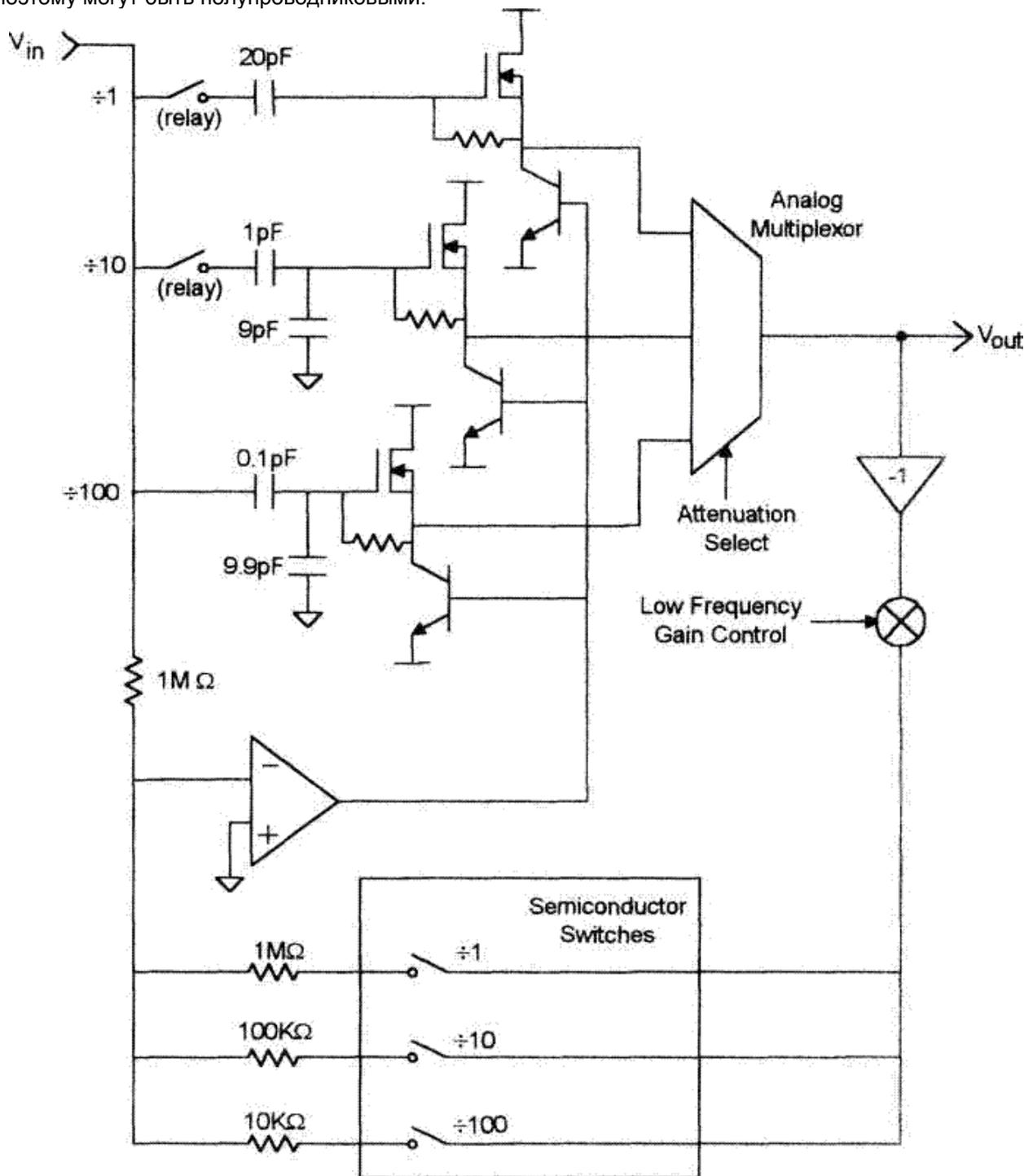


Рис. 7-17 Преобразователь импеданса или "two-path attenuator."

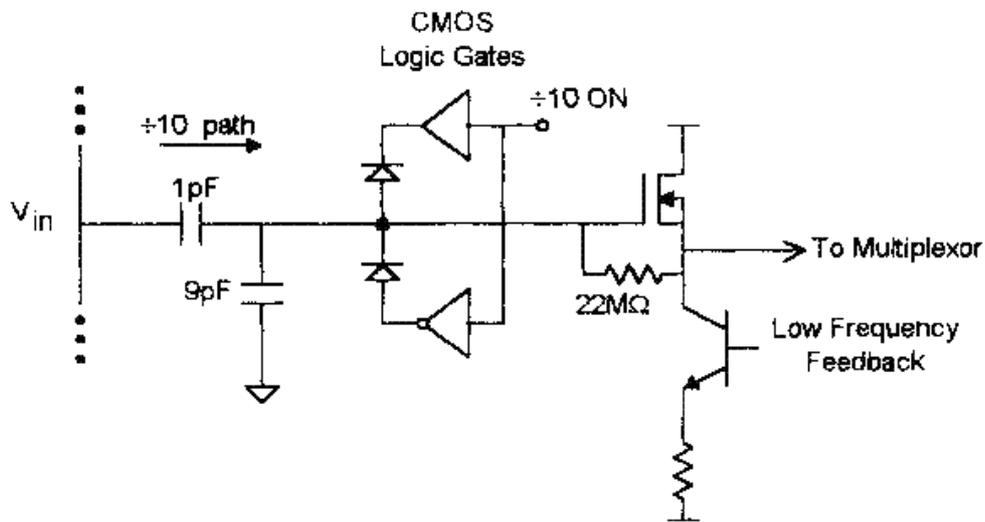
цепи «1:100», поскольку любой сигнал подходящий для диапазона «1:10» автоматически подходит и для «1:100». Реле в цепи обратной связи НЧ не испытывают высоких напряжений и поэтому могут быть полупроводниковыми.



**Рисунок 7-18.** two-path аттенюатор и преобразователь импеданса с использованием только 2 реле. Защитные диоды и некоторые резисторы опущены для ясности.

Ряд преимуществ, вытекают из two-path аттенюатора с рис. 7-18. SPST реле проще чем оригинальные реле и ВЧ путь полностью замкнут. Реле могут быть заменены на емкостные ключи, убирающие проблему надежности DC контактов. Одним из наиболее важных моментов является то, что больше нет нужды в точно подогнанных пассивных компонентах, как было на рис 7-15 для

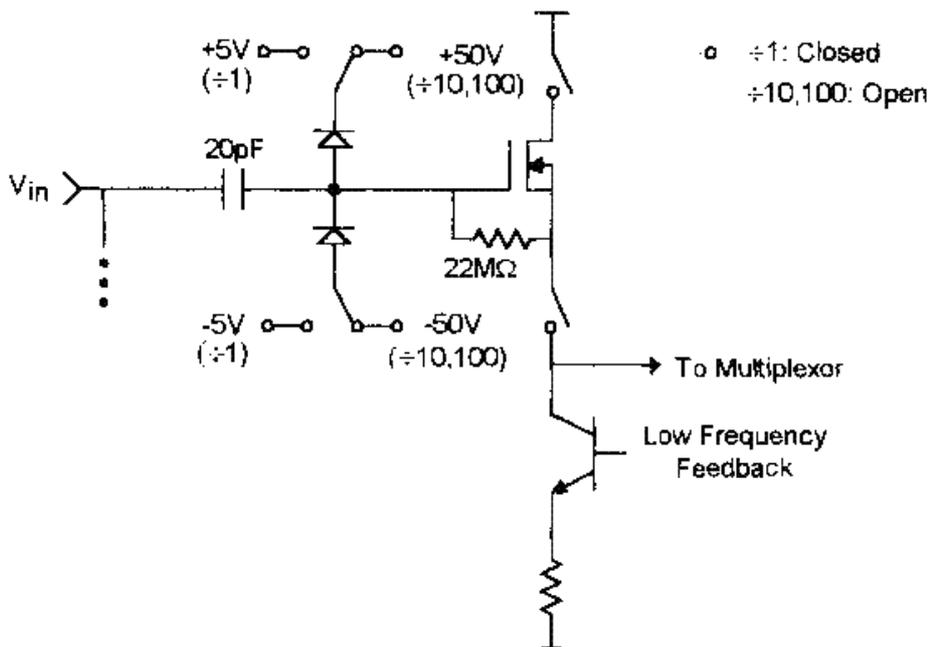
обеспечения  $R_1C_1 = R_2C_2$ . Это убирает необходимость в подстроечных конденсаторах на ПП аттенуаторов и сложную лазерную подгонку гибридных м/с. С исчезновением необходимости в лазерной подгонке, мы можем строить недорогие ПП аттенуаторов, которые ранее требовали дорогих гибридных м/с.



**Рис 7-19** Использование защитных диодов как переключателей в цепи «1:10».

От аттенуатора с рис. 7-18 мы можем пойти дальше. Во первых заметим, что можно убрать «1:10» реле, как показано на рис 7-19. Диоды запираются при включении цепей «1:10» и отпираются при их выключения. Открытые диоды закорачивают 1 пФ конденсатор на землю, тем самым шунтируя сигнал и отключая цепь «1:10». При переключении цепи «1:10» входная емкость меняется только на 0,1 пФ.

Теперь у нас только одно электромеханическое реле в цепи «1:1». Можно убрать его переместив переключатель со стороны затвора в цепь стока и истока повторителя, как показано на рис.7-20. Сделав это мы получили два



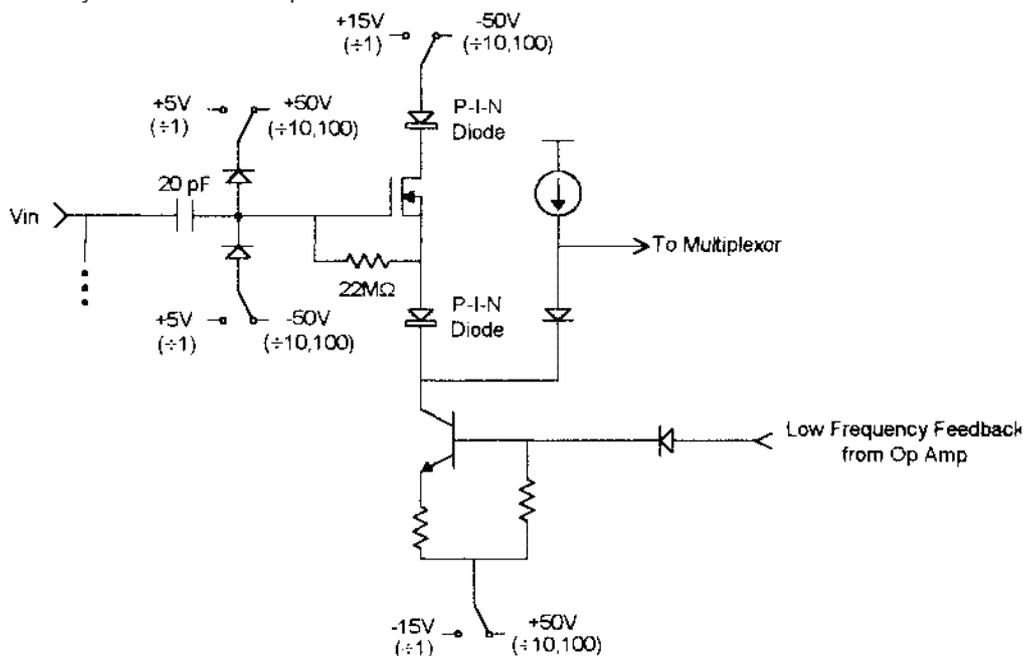
**Рис. 7-20.** Перемещение «1:1» переключателя со стороны высокоомного входа в выходную низкоомную часть.

переключателя вместо одного, но это хорошая сделка. При включенных «1:1» переключателях, сток и исток FET подключены к цепи и цепь «1:1» работает обычным образом. Защитные диоды подключены к  $\pm 5V$  для защиты полевого транзистора.

Для отключения «1:1» цепи, ключи в истоке и стоке размыкаются, оставляя эти выводы не подключенными. При разомкнутых ключах, изменения напряжения на входе через конденсатор 20 пФ и емкость затвор-сток и затвор-исток передаются на сток и исток. Поскольку все три вывода FET имеют одинаковый потенциал, FET не испытывает перенапряжения. Конечно переключатели должны иметь очень маленькую емкость в разомкнутом состоянии, иначе получится конденсаторный делитель напряжения, что приведет к совсем другим напряжениям на выводах FET.

В режиме «1:100», плавающий FET получит 40В напряжения на выходах. Поэтому «1:1» защитные диоды должны быть подключены к более высокому напряжению ( $\pm 50V$ ) при работе в режимах «1:10» «1:100». Эти переключатели, контролируемые защитные диоды, не влияют на производительность на ВЧ и поэтому могут быть реализованы на медленных высоковольтных полупроводниках.

Можем ли мы применить полупроводниковые переключатели в стоке и истоке? Ответ «да», как показано на рис.7-21. Реле в стоке и истоке заменены PIN диодами. PIN диоды содержат слой кремния р-типа, внутреннего или легированного слоя (I), и слоя n-типа. Внутренний слой относительно толстый, что дает PIN диоду высокое напряжение пробоя, очень маленький обратный ток и крайне маленькую емкость в закрытом состоянии.



**Рис 7-21** .Использование PIN диодов вместо реле.

Обычно PIN диод имеет обратное напряжение в 100В и емкость перехода в 0.08 пФ. Чтобы включить цепь «1:1» с рис.7-21, все переключатели устанавливаются в позицию «1:1». В таком случае PIN диоды открыты, биполярный транзистор подключен к ОУ и FET в проводящем состоянии. Для выключения режима «1:1», переключатели переводят в положение «10,100», подавая на PIN диоды обратное напряжение. Поскольку эти переключатели не влияют на ВЧ сигнал, они также могут быть медленными высоковольтными полупроводниками.

В настоящее время полная схема применяется и не будет показана одним куском на странице книги, поэтому используйте пожалуйста ваше воображение. Мы избавились от всех электромеханических переключателей и получили входную часть осциллографа которую можно изготовить в виде м/с. Хотя я получил много удовольствия разрабатывая эту схему, я не думаю что

будущее входных цепей осциллографов пойдет по этому пути. Уже разрабатываются микроскопические полупроводниковые реле (Hackett 1991). Эти реле созданы на поверхности кремния или арсенида-галлия с использованием фотолитографической техники и имеют максимальные размеры в 0,5 мм. Между разомкнутыми контактами только несколько микрон, но они выдерживают высокое напряжение (100s of volts ), поскольку напряжение пробоя инертных газов в большой степени нелинейно и даже не монотонно для небольших пространств. Контакты настолько малы, что межконтактная емкость всего лишь несколько фемтофард (фемтофарада — одна тысячная пикофарады). Поэтому изоляционные свойства этих реле экстраординарны! Возможно наилучшее из всего это то, что они управляются электростатически и практически не потребляют энергии. Я верю в то что такие реле это революция в построении входных цепей осциллографов. Я с нетерпением ожидая что они значительно улучшат свойства аналоговых переключателей для большинства применений. Видимо, даже такое старое устройство как электромеханическое реле остается благодатной почвой для нескольких амбициозных изобретателей.