

Keysight Technologies

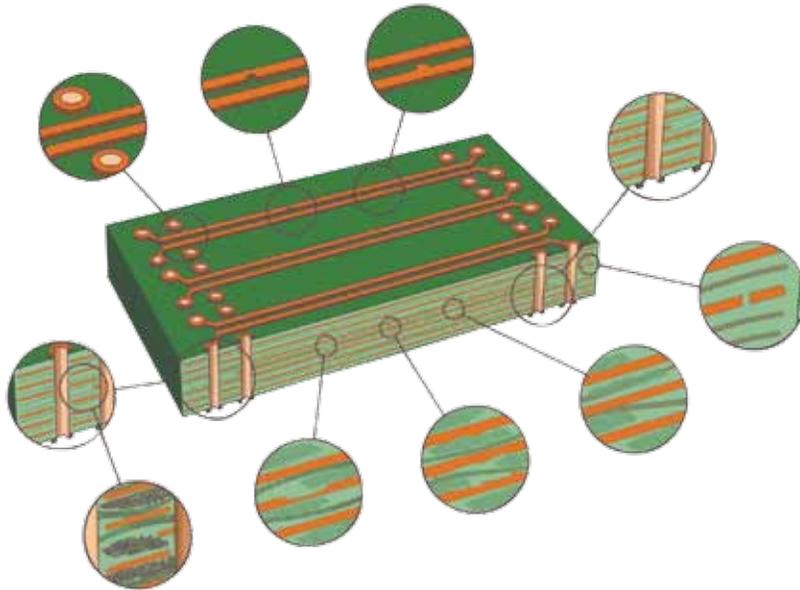
Анализ целостности сигналов

Часть 1. Однопортовые TDR-/TDT-измерения
и двухпортовые TDR-измерения

Рекомендации по применению



Введение



Анализ параметров соединительных линий сильно упрощается за счёт применения инструментов для измерения на физическом уровне

С момента, когда рефлектометрия во временной области (TDR) впервые стала применяться для поиска повреждений в кабелях, прошло очень много времени. Сейчас рефлектометрия во временной области используется более чем 40 способами для измерения параметров и моделирования компонентов, многие из которых будут описаны в этой серии статей.

Если сигналы в вашей схеме имеют время нарастания менее одной наносекунды, то важную роль в такой схеме играют свойства линий передачи, соединяющих отдельные элементы. TDR является универсальным инструментом, позволяющим оценить характеристики соединительных линий (межсоединений) и быстро ответить на три важных вопроса: отвечают ли соединительные линии требованиям спецификаций, будут ли они правильно работать в моей схеме и как можно улучшить их характеристики?

Но рефлектометр – это не просто радар, посылающий импульсы в линию и регистрирующий отражения от неоднородностей импеданса. Этот инструмент позволяет непосредственно создавать модели топологии первого порядка, поведенческие модели S-параметров с числом каналов до четырёх, измерять длительности фронтов, полосу пропускания соединительных линий, перекрёстные помехи на ближнем и дальнем конце, нечётные моды, чётные моды, дифференциальный и синфазный импеданс, преобразование режима и выполнять полное измерение параметров дифференциального канала.

Чтобы как-то упорядочить множество вариантов применения данной технологии, которые мы опишем в этой серии публикаций, мы разделили серию на три части, охватывающие четыре основные области.

Часть 1: Однопортовые TDR-/TDT-измерения и двухпортовые TDR-измерения. Часть 2: Четырёхпортовые TDR-измерения или четырёхпортовый векторный анализ цепей (VNA) в рамках системы тестирования физического уровня (PLTS). Часть 3: Расширенные методы анализа целостности сигналов и калибровки. Подробнее принципы работы TDR и VNA описаны в других рекомендациях по применению и в литературе, перечисленной в библиографии. В этой же серии рекомендаций мы сконцентрируемся на полезной информации о простых методах, которые помогут правильно спроектировать схему с первого раза.

Содержание

1	Однопортовые TDR-измерения	04
1.1	Обзор	04
1.2	Измерение волнового сопротивления и однородности линии передачи	05
1.3	Измерение задержки линии передачи	11
1.4	Точное измерение скорости прохождения сигнала по линии передачи	14
1.5	Определение диэлектрической проницаемости материала платы	15
1.6	Создание моделей неоднородностей, таких как углы, контрольные площадки, зазоры в проводнике цепи обратного тока, разъёмы SMA и резисторы согласованной нагрузки	18
1.6.1	Извлечение модели емкостной неоднородности	18
1.6.2	Извлечение модели индуктивной неоднородности	23
1.6.3	Моделирование резисторов согласованной нагрузки	25
1.7	Создание широкополосной модели компонента	29
1.8	Непосредственное моделирование влияния неоднородностей на сигналы с системными фронтами	31
2	Двухпортовые TDR-/TDT-измерения	33
2.1	Обзор	33
2.2	Знакомство с TDR/TDT	34
2.3	Измерение вносимых и обратных потерь	35
2.4	Моделирование соединительных линий для извлечения их свойств	38
2.5	Выявление конструктивных особенностей, создающих дополнительные потери	40
3	Двухпортовые TDR-измерения и перекрестные помехи	44
3.1	Обзор	44
3.2	Измерение NEXT	45
3.3	Измерение FEXT	46
3.4	Моделирование FEXT для разной длительности фронта	47
3.5	Выявление конструктивных особенностей, дающих вклад в NEXT	48
3.6	Исследование влияния терминирования на NEXT и FEXT	50
3.7	Измерение скачков потенциала земли	52
3.8	Выявление конструктивных особенностей, дающих вклад в скачки потенциала земли	54
3.9	Моделирование шума скачков потенциала земли для разной длительности фронтов	55
4	Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR)	58
4.1	Обзор	58
4.2	Измерение каждого из пяти импедансов дифференциальной пары	60
4.3	Измерение связи между линиями дифференциальной пары	64
4.4	Измерение дифференциального импеданса витой пары	65
4.5	Измерение отражённого шума дифференциального сигнала, пересекающего зазор в проводнике цепи обратного тока	68
4.6	Измерение преобразования режима в дифференциальной паре	70
4.7	Выявление конструктивных особенностей, дающих вклад в преобразование режима в дифференциальной паре	71
	Литература	73
	Интернет-ресурсы	73

1 Однопортовые TDR-измерения

1.1 Обзор

В этом разделе мы рассмотрим семь наиболее важных способов применения однопортовых TDR-измерений. Первые два из них относятся к полному измерению характеристик однородной линии передачи, извлечению волнового сопротивления и задержки.

Но если использовать специальные измерительные схемы, то можно получить значительно больше информации. Кроме того, мы можем получить фундаментальную характеристику линии передачи – скорость распространения сигнала, а на её основе рассчитать диэлектрическую проницаемость материала платы.

Если линия неоднородна, то можно построить основанную на топологии модель первого порядка прямо на экране прибора. Если полоса пропускания недостаточна, то можно перенести результаты измерений в среду моделирования, такую как САПР Keysight ADS, и создать очень широкополосные модели, которые можно использовать в последующем моделировании для оценки возможности применения данной линии передачи в том или ином приложении.

И, наконец, мы можем смоделировать длительности фронтов конечной системы с помощью TDR, чтобы непосредственно измерить шум отражения, генерируемый физическими структурами соединительной линии, и оценить, могут ли они создавать потенциальные проблемы или, что не менее ценно, можно ли ими пренебречь.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.2 Измерение волнового сопротивления и однородности линии передачи

Традиционно сложилось так, что чаще всего TDR применяется для измерения электрических параметров линий передачи. Идеальная линия передачи без потерь полностью описывается двумя параметрами: волновым сопротивлением и задержкой. Это самое простое и наиболее распространённое применение TDR.

Рефлектометр подаёт на тестируемое устройство (ТУ) калиброванный перепад напряжения (примерно 200 мВ). Любые изменения импеданса, которые встретит перепад на своём пути, вызовут некоторые отражения сигнала, величина которых будет зависеть от степени изменения импеданса. Затем постоянный падающий сигнал с напряжением 200 мВ и все отражённые сигналы отображаются на экране рефлектометра.



Рисунок 1. Измеренная рефлектограмма (осциллограмма при TDR) микрополосковой линии передачи. Синяя кривая представляет отражение от конца кабеля; жёлтая кривая представляет сигнал, отражённый от ТУ.

На рисунке 1 жёлтым цветом показана измеренная рефлектограмма (осциллограмма при TDR) микрополосковой линии. Первые 50 мм линии передачи имеют волновое сопротивление примерно 50 Ом, тогда как остальные 100 мм обладают волновым сопротивлением примерно 40 Ом. Дальний конец линии разомкнут.

Показанный на экране сигнал является суммарным: падающий постоянный сигнал 200 мВ плюс отражённый сигнал. Обратите внимание, что в нижней части экрана показан вертикальный масштаб 100 мВ/дел. Синим цветом показана рефлектограмма кабеля, не подключенного к линии передачи. Она определяет начало ненагруженного кабеля. В этот момент времени на жёлтой линии виден маленький отражённый сигнал от разъёма SMA, за которым следует участок линии передачи с волновым сопротивлением примерно 50 Ом, а на одно деление правее виден небольшой провал напряжения, вызванный снижением импеданса во втором участке линии передачи.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.2 Измерение волнового сопротивления и однородности линии передачи (продолжение)

Этот отражённый сигнал содержит в себе информацию о профиле импеданса линии передачи. Мы можем считать значения напряжений с экрана и записать импеданс линии карандашом на бумаге или воспользоваться преимуществами некоторых встроенных функций рефлектометра.

Мы можем использовать два маркера, которые автоматически выполняют расчёты мгновенного значения импеданса по измеренным данным. В данном случае хорошо видны две области с относительно однородным импедансом. Давайте установим маркеры так, чтобы каждый из них находился в одной из этих областей, как показано на рисунке 2, а затем считаем с экрана значения импеданса для каждой области.



Рисунок 2. Применение маркеров для измерения волнового сопротивления линии передачи.

Сплошной маркер показывает, что импеданс первой области равен 48,3 Ом. Пунктирный маркер показывает, что импеданс второй области равен 37,7 Ом. Номинальные волновые сопротивления этой конструкции составляют 50 и 40 Ом соответственно, таким образом вы видим, что реальные значения импедансов отличаются от расчётных примерно на 3,5 и 6 %.

Тут не следует забывать, что при использовании маркеров надо обращать внимание на маскирующие эффекты. Импеданс, считываемый маркером, можно интерпретировать как мгновенный импеданс линии передачи в точке расположения маркера только в том случае, если это первый характерный участок линии или если до места расположения маркера наблюдались лишь небольшие флуктуации импеданса. Эта функция превращает извлечение мгновенного импеданса однородной линии передачи в почти тривиальную задачу. Кроме того, можно видеть, что импеданс каждой области относительно однороден, поскольку здесь наблюдается небольшое отклонение отражённого сигнала вверх и вниз по линии.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.2 Измерение волнового сопротивления и однородности линии передачи (продолжение)

Кроме использования маркеров для измерения мгновенного импеданса линии передачи можно преобразовать вертикальную шкалу напряжения в шкалу импеданса.



Рисунок 3. Воспользовавшись расширенными настройками, можно настроить вертикальную шкалу на непосредственное отображение импеданса.

Если выбрать настройки отображения во временной области, затем сопротивление (Ω), затем новую диаграмму, то можно настроить отображение T11 в омах, чтобы наблюдать изменение импеданса по вертикальной шкале 1; 100 мВ/дел: 200,0 МОм и затем щёлкнуть на Advanced (Дополнительно), после чего откроются функции настройки шкалы, как показано на рисунке 3. Если выбрать шкалу Ом, то TDR будет конвертировать точки отражённого сигнала в эквивалентные значения мгновенного импеданса.

Фактически рефлектометр берёт измеренное напряжение в каждой точке, вычитает из него 200 мВ, чтобы получить отражённое напряжение, находит отношение этого напряжения к падающему напряжению 200 мВ (что равно коэффициенту отражения) и по этому коэффициенту отражения рассчитывает мгновенный импеданс в каждой точке по формуле $Z = 50 \text{ Ом} \times (1 + \rho)/(1 - \rho)$. И, наконец, полученные значения мгновенного импеданса выводятся на экран в виде графика. Теперь мы можем использовать в нашем приложении откалиброванные в омах смещение и масштаб шкалы.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.2 Измерение волнового сопротивления и однородности линии передачи (продолжение)

На рисунке 4 показаны те же данные TDR для той же двухсегментной линии передачи, но теперь по вертикальной шкале непосредственно откладывается мгновенный импеданс. В данном случае масштаб равен 10 Ом/дел, а центральная линия соответствует 50 Ом. По этой шкале можно сразу увидеть, что импеданс первой секции линии передачи равен примерно 48 Ом, а импеданс второй секции – примерно 38 Ом.

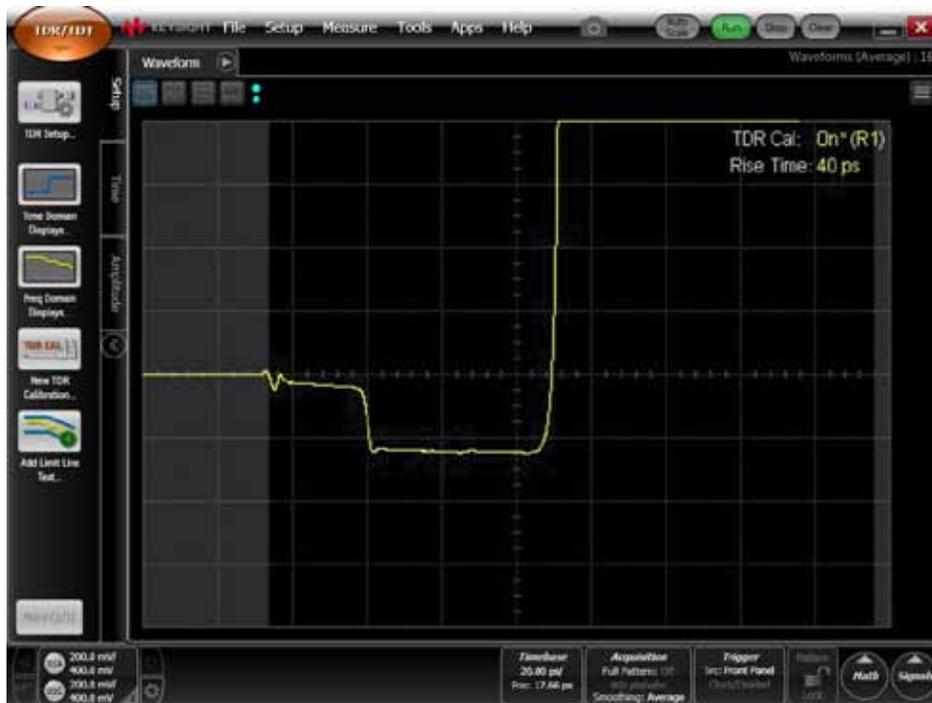


Рисунок 4. Та же линия передачи, показанная в масштабе 10 Ом/дел с центром на 50 Ом.

Такие настройки шкалы позволяют прямо и без особых усилий графически представить профиль импеданса линии передачи, но не следует забывать, что мы исходили из предположения, что измеренное напряжение отражённого сигнала полностью определяется отражением от неоднородностей импеданса. Это предположение вполне допустимо, пока изменения импеданса в каждой точке достаточно малы.

Похоже, что импеданс первой секции этой линии медленно спадает вдоль линии, а импеданс второй секции практически не меняется. Таким образом, мы можем использовать этот метод для оценки однородности импеданса линии передачи.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.2 Измерение волнового сопротивления и однородности линии передачи (продолжение)

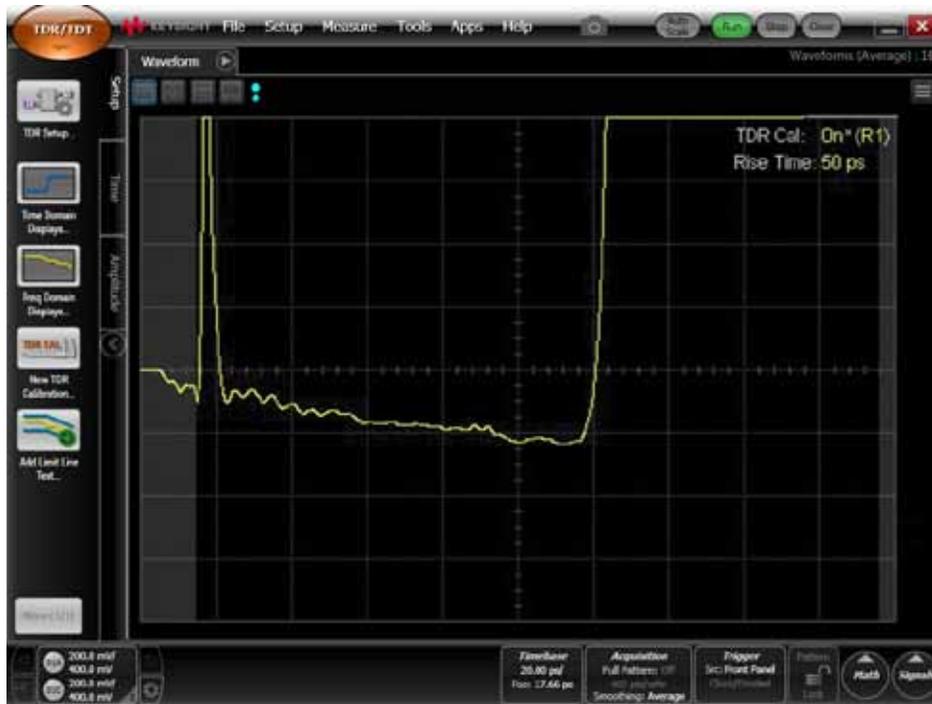


Рисунок 5. Профиль TDR высокого разрешения для номинально однородной линии передачи (2 Ом/дел., центр экрана соответствует 50 Ом).

На рисунке 5 показана измеренная рефлектограмма номинально однородной линии передачи (масштаб шкалы 2 Ом/дел.). Центр экрана соответствует импедансу 50 Ом. Информацию о шкале можно увидеть на экране рядом с кнопкой канала 1.

Большой выброс в начале линии соответствует индуктивной неоднородности разъёма SMA, который при выбранном масштабе выглядит огромным. В данном масштабе вертикальной шкалы 2 Ом/дел эта однородная линия передачи выглядит не такой уж однородной. От начала до конца линии наблюдаются флуктуации импеданса в пределах 1 Ом, что примерно равно 2 %.

Насколько реальна эта флуктуация? Может быть, это просто какое-то искажение, свойственное методу измерений? Такое поведение может быть обусловлено двумя важными причинами. Во-первых, оно может быть связано с завалом фронта падающего сигнала. Фронт может быть не абсолютно прямым, подобно фронту идеального гауссовского импульса. В конце концов, отражённый сигнал на экране рефлектометра является реальным отражением падающего сигнала. Если падающий сигнал имеет длинный хвост, то мы увидим этот длинный хвост и в отклике TDR, что можно неверно интерпретировать, как изменение профиля импеданса. Один из способов решения этой проблемы заключается в использовании функции калиброванного отклика рефлектометра на базе осциллографа DCA-X 86100D, что мы и делаем в данном случае.

Другим источником искажений может быть распределённое последовательное сопротивление дорожки печатной платы или распределённая параллельная проводимость, порождённые потерями в линии. Последовательное сопротивление приводит к росту отражённого сигнала по мере продвижения по линии, тогда как параллельная проводимость приводит к снижению уровня отражённого сигнала по мере продвижения по линии, что и наблюдается в данном случае.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.2 Измерение волнового сопротивления и однородности линии передачи (продолжение)

Один из способов понять, действительно ли профиль импеданса изменяется вдоль линии передачи, или эти изменения связаны с наличием искажений, заключается в измерении характеристики TDR с двух концов линии. Если изменения профиля реальны, то мы увидим изменение наклона характеристики в зависимости от того, с какого конца выполняется измерение. Если же изменения профиля вызваны искажениями, то характеристика будет выглядеть одинаково, независимо от того, с какого конца выполняется измерение.



Рисунок 6. Профиль TDR высокого разрешения, измеренный с двух концов однородной линии передачи и подтверждающий реальность изменения импеданса.

На рисунке 6 показаны измерения рефлектограммы, выполненные с каждого конца линии. Жёлтая кривая соответствует характеристике, измеренной с левого конца дорожки печатной платы, а синяя кривая – характеристике, измеренной с правого конца дорожки печатной платы. Масштаб шкалы в обоих случаях составляет 2 Ом/дел.

Жёлтая кривая показывает, что левая сторона линии имеет больший импеданс. Синяя кривая (рефлектограмма, измеренная с правой стороны) тоже подтверждает, что импеданс дорожки печатной платы больше с левой стороны. Это подтверждает, что изменения мгновенного импеданса реальны, а не вызваны последовательным сопротивлением, параллельной проводимостью или неидеальностью фронта импульса напряжения. Используя метод измерения с двух концов, можно однозначно выявлять реальные неоднородности импеданса в линиях передачи.

В данном примере микрополосковая линия демонстрирует отклонение на всей длине примерно в полделения, что соответствует 1 Ом или 2 % от 50 Ом. Это отклонение может порождаться флуктуациями толщины диэлектрика, небольшим несовпадением ориентации дорожки печатной платы относительно ориентации нитей стекловолокна в стеклотекстолите или изменениями геометрии линии в результате травления из-за флуктуаций свойств фоторезиста вдоль платы.

Измеряя флуктуации других линий на плате или обследуя геометрию платы, можно выявить основные причины этого явления и оптимизировать процесс изготовления печатной платы.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.3 Измерение задержки линии передачи

Вторым важным параметром линии передачи является задержка прохождения сигнала от одного конца до другого. Её тоже можно измерять непосредственно на экране рефлектометра с помощью маркеров. Однако чтобы выполнить точное измерение задержки, нужно знать начальную точку линии передачи.

Отключив тестируемое устройство, и измерив отражение от разомкнутого конца кабеля, мы можем использовать полученный результат в качестве эталона для определения начала линии. На рисунке 7 эта эталонная кривая показана синим цветом. Когда мы подключаем тестируемое устройство обратно и записываем рефлектограмму, то видим отражение от дальнего разомкнутого конца линии передачи, чётко заметное у правого края экрана.

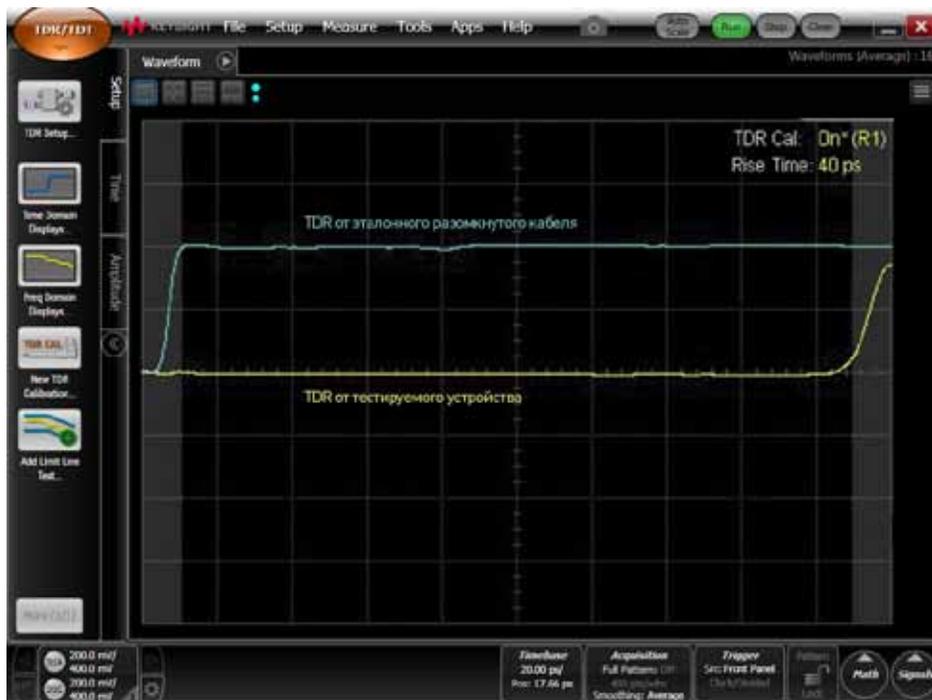


Рисунок 7. Рефлектограмма однородной 6-дюймовой линии передачи, разомкнутой на дальнем конце.

Суммарная задержка прохождения в обе стороны равна интервалу времени от начала отражения от разомкнутого конца кабеля, до отражения от дальнего разомкнутого конца тестируемого устройства. Для повышения точности мы считаем время прохождения между двумя отражениями от средней точки каждого отражения. Это время можно легко измерить с помощью вертикальных маркеров прямо на экране.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.3 Измерение задержки линии передачи (продолжение)

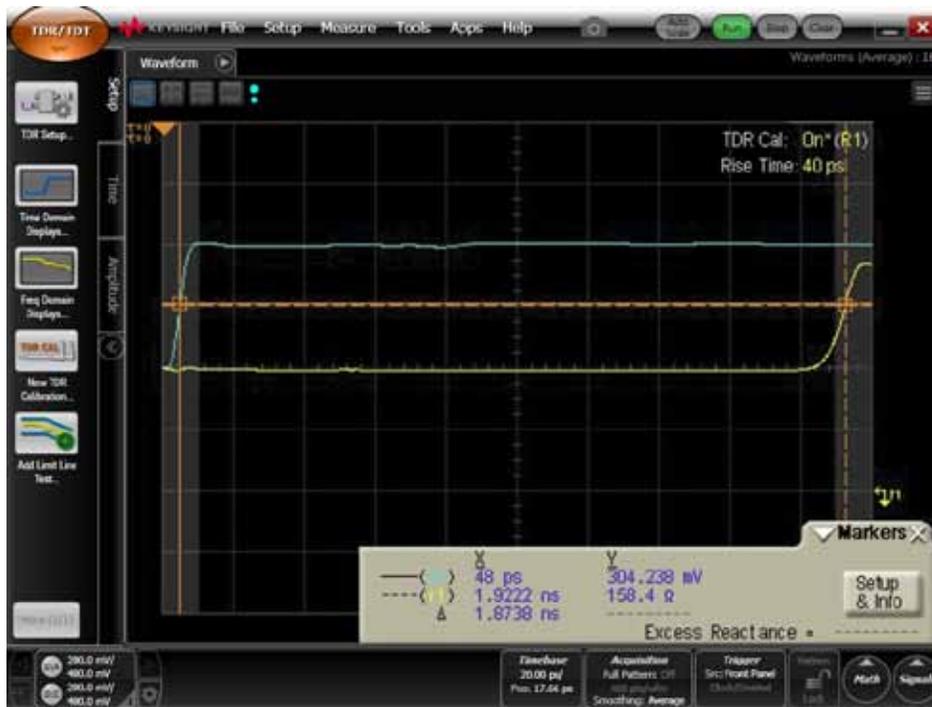


Рисунок 8. Рефлектограмма эталонного разомкнутого кабеля и однородной 6-дюймовой линии передачи с маркерами, показывающими начало и конец дорожек печатной платы.

С помощью кнопок маркеров в нижней части экрана можно установить маркеры, как на рисунке 8, так, чтобы они определяли расстояние между средними точками. Значения на экране показывают, что суммарная задержка равна 1,87 нс. Это задержка прохождения в обе стороны. Задержка прохождения в одну сторону равна половине этой величины или 0,935 нс. Это и есть задержка (time delay, TD) линии передачи.

Зная физическую длину линии передачи (6 дюймов) и задержку (0,935 нс), можно рассчитать скорость распространения сигнала по этой линии. Она равна $6 \text{ дюймов} / 0,935 \text{ нс} = 6,42 \text{ дюйма/нс}$. Это фундаментальное свойство линии передачи, и оно должно сохраняться для всех линий передачи той же ширины в этом слое платы, независимо от длины линии.

Одно из искажений в этом измерении связано с погрешностью задержки, обусловленной наличием разъёма на переднем конце линии. Соответствует ли разомкнутый эталон реальному началу линии, или некоторый вклад в задержку даёт разъём? Мы можем обойти это искажение и получить более точное значение скорости прохождения сигнала по дорожке печатной платы, воспользовавшись простой функцией сравнения с тестовой линией.

Этот приём полезен лишь в том случае, если существует возможность создания тестовой линии, помогающей измерять параметры печатной платы в каждом конкретном слое. Секрет в том, что в линию надо добавить небольшие неоднородности, например, контрольные площадки в двух местах, разнесённые на известное расстояние.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.3 Измерение задержки линии передачи (продолжение)



Рисунок 9. Рефлектограмма однородной линии передачи с двумя маленькими контрольными площадками, разнесёнными на четыре дюйма (расстояние между центрами).

На рисунке 9 приведён пример линии передачи длиной 6 дюймов с двумя контрольными площадками (показаны в увеличенном виде), с расстоянием между центрами площадок 4 дюйма. Эти площадки можно легко обнаружить с помощью TDR. Рефлектограмма (жёлтая кривая) отображается в масштабе 2 Ом/дел. Этот масштаб соответствует высокой чувствительности. В крайней левой позиции видно начало линии с несколькими пульсациями от разъёма SMA. Примерно через два деления от начала расположен провал от первой площадки, которая работает как небольшая емкостная нагрузка с малым импедансом. Немного позже сигнал TDR показывает отражение от второй контрольной площадки.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.4 Точное измерение скорости прохождения сигнала по линии передачи

Разность времени между двумя отрицательными провалами, рассмотренными в предыдущем примере (рис. 9), равна времени прохождения сигнала туда и обратно между площадками, разнесёнными на 4 дюйма. Измерив на экране эту задержку, можно получить точное значение скорости сигнала, независимо от типа подключения к линии передачи.

Задержку между провалами можно измерить с помощью экранных маркеров. Совместив маркеры с центрами провалов, можно измерить их положение с точностью до нескольких пикосекунд. На рисунке 10 видно, что время прохождения в обе стороны равно 1,238 нс. Разделив эту задержку на 2, можно вычислить время прохождения в одну сторону, которое получается равным 0,619 нс.



Рисунок 10. Рефлектограмма микрополосковой линии с двумя контрольными площадками, и применение маркеров для измерения задержки прохождения в обе стороны.

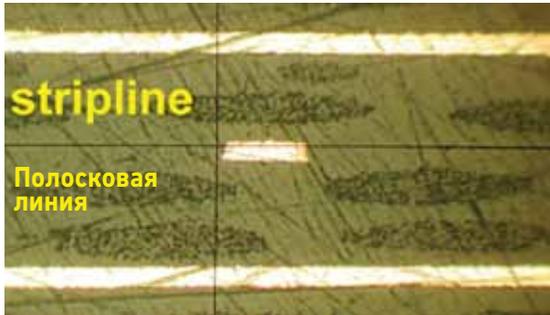
Учитывая, что физическое расстояние между контрольными площадками равно четырём дюймам, можно рассчитать скорость распространения сигнала по микрополосковой линии, которая получается равной $4 \text{ дюйма} / 0,619 \text{ нс} = 6,46 \text{ дюйма/нс}$. Это очень близко к значению $6,42 \text{ дюйма/нс}$, которое было получено в результате измерения сквозным методом.

На основании этого значения скорости сигнала можно определить диэлектрические свойства печатной платы.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.5 Определение диэлектрической проницаемости материала платы

Скорость распространения сигнала по линии передачи непосредственно связана с диэлектрической проницаемостью материала платы. В показанной на рисунке 11 полосковой структуре сигнал взаимодействует с однородным гомогенным материалом с композитной диэлектрической проницаемостью, которая складывается из диэлектрической проницаемости смолы и диэлектрической проницаемости стекловолокна. Небольшие локальные флуктуации этой комбинации могут влиять на локальное значение диэлектрической проницаемости, которая сильно влияет на сдвиг фаз между соседними линиями дифференциальной пары.



$$\epsilon = \left(\frac{11.803}{\text{Скорость}} \right)^2$$

Рисунок 11. Полосковая структура и определение диэлектрической проницаемости материала платы.

По результатам измерения скорости распространения сигнала по полосковой линии передачи можно определить эффективную диэлектрическую проницаемость ϵ по простой формуле, которая показана на рисунке. Значение 11,803 – скорость света в воздухе в дюймах/нс.

Однако для микрополосковой линии эффективная диэлектрическая проницаемость не совпадает с диэлектрической проницаемостью материала платы.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.5 Определение диэлектрической проницаемости материала платы (продолжение)

Некоторые линии электрического поля микрополосковой линии проходят через материал платы и взаимодействуют с его комплексной диэлектрической проницаемостью, тогда как другие линии поля, как показано на рисунке 12, проходят через воздух, диэлектрическая проницаемость которого равна единице. Таким образом, сигнал взаимодействует с двумя материалами, что создаёт эффективную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_{\text{эфф}}$. Именно это значение влияет на скорость распространения сигнала и определяется по измеренной скорости сигнала.



$$\epsilon_{\text{эфф}} = \left(\frac{11.803}{\text{Скорость}} \right)^2$$

Рисунок 12. Эффективная диэлектрическая проницаемость микрополосковой линии.

В этом примере скорость получилась равной 6,46 дюйма/нс, и результирующая эффективная диэлектрическая проницаемость равна 3,34. К сожалению, это значение не очень полезно. Оно не равно диэлектрической проницаемости материала платы. Это значение эффективной диэлектрической проницаемости нельзя использовать в электромагнитном анализаторе в САПР или, например, в качестве приближённого значения для расчёта импеданса других геометрических структур. Для этого нужно преобразовать эффективную диэлектрическую проницаемость в реальную диэлектрическую проницаемость материала платы.

Это преобразование зависит от распределения линий электрического поля и от того, какая их часть проходит через воздух, а какая через материал платы. Кроме того, это преобразование сильно зависит от геометрии поперечного сечения микрополосковой линии. Единственный способ преобразования полученной эффективной диэлектрической проницаемости в диэлектрическую проницаемость материала платы заключается в применении двумерного электромагнитного анализа.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.5 Определение диэлектрической проницаемости материала платы (продолжение)

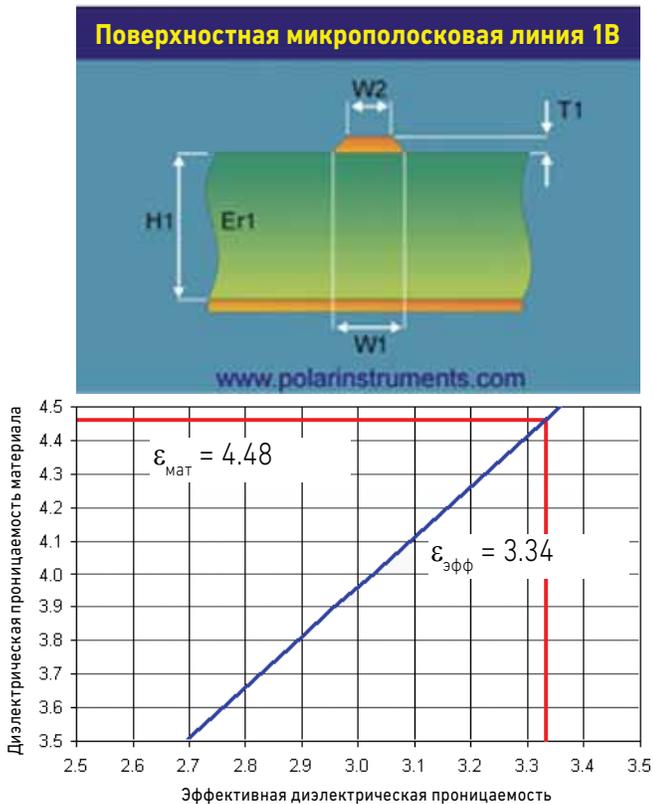


Рисунок 13. Применение электромагнитного анализа для получения диэлектрической проницаемости материала по эффективной диэлектрической проницаемости.

В этом примере мы использовали двумерный электромагнитный анализ для расчёта эффективной диэлектрической проницаемости для разных значений диэлектрической проницаемости материала, используя для этого одну ту же геометрию измеряемой дорожки печатной платы. Мы ввели в электромагнитный анализатор информацию о поперечном сечении конкретной измеряемой микрополосковой линии и использовали электромагнитный анализ для расчёта эффективной диэлектрической проницаемости для разных значений диэлектрической проницаемости материала.

Когда мы построили график зависимости диэлектрической проницаемости материала от эффективной диэлектрической проницаемости, мы получили сравнительно прямую линию, как показано на рисунке 13. Затем мы использовали эту кривую для определения диэлектрической проницаемости материала с учётом измеренного эффективного значения 3,34. В результате мы получили значение диэлектрической проницаемости материала данной платы 4,48.

TDR позволяет измерять эффективную диэлектрическую проницаемость, а двумерный электромагнитный анализ может преобразовывать эффективную диэлектрическую проницаемость в диэлектрическую проницаемость материала.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.6 Создание моделей неоднородностей, таких как углы, контрольные площадки, зазоры в проводнике цепи обратного тока, разъёмы SMA и резисторы согласованной нагрузки

1.6.1 Извлечение модели емкостной неоднородности

Не все соединительные структуры являются однородными линиями передачи. И как бы мы ни старались избежать возникновения неоднородностей, некоторое их количество неизбежно присутствует. Например, контрольные площадки, выводы компонентов, повороты дорожек печатной платы под прямыми углами, зазоры в проводнике цепи обратного тока или даже провода, используемые для доработки – все эти элементы порождают неоднородности. Эти структуры неоднородны по своей природе и зачастую их расчёт (моделирование) становится очень сложным, если не использовать трёхмерный электромагнитный анализ в САПР. Иногда самый быстрый способ узнать импеданс структуры заключается в том, чтобы создать её и измерить.

По измеренному отклику можно эмпирически оценить влияние неоднородностей на сигнал, если согласовать длительность фронта TDR с длительностью фронтов приложения. Затем можно непосредственно измерить TDR и отражённый шум на экране. Альтернативно можно использовать TDR для извлечения простой модели структуры первого порядка и использовать эту модель в моделировании системного уровня для оценки влияния неоднородности. И, наконец, если нам понадобится модель повышенной точности или с большей полосой, чем та, которую можно получить прямо с экрана, мы можем взять результаты измерения из TDR и перенести их в систему моделирования, такую как SPICE или ADS, чтобы получить более точную модель. Именно эти процессы и показаны в данном разделе.

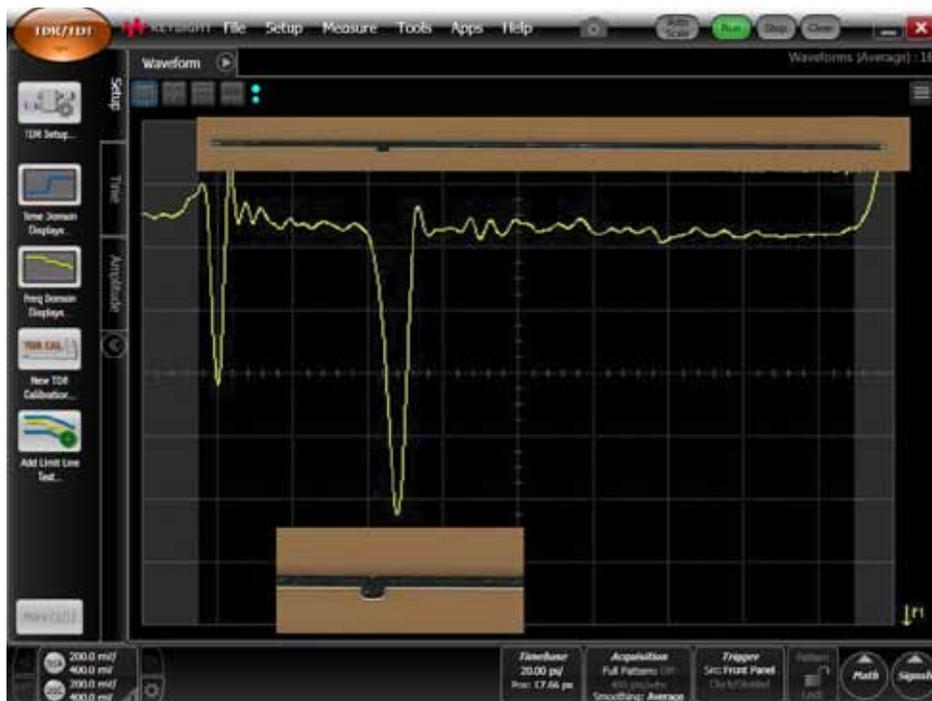


Рисунок 14. Рефлектограмма однородной линии передачи с небольшой контрольной площадкой.

Давайте начнём с простой контрольной площадки на однородной линии, как показано на рисунке 14. Рефлектограмма показана на экране жёлтым цветом. По вертикальной шкале отложено сопротивление с масштабом 2 Ом/дел. Небольшой провал в начале линии вызван разъёмом SMA. Большой провал примерно в трёх делениях от левого края порождён контрольной площадкой.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.6 Создание моделей неоднородностей, таких как углы, контрольные площадки, зазоры в проводнике цепи обратного тока, разъёмы SMA и резисторы согласованной нагрузки (продолжение)

1.6.1 Извлечение модели емкостной неоднородности (продолжение)

В этом масштабе сигнал, отражённый от контрольной площадки, выглядит огромным, но создаваемая им неоднородность занимает всего 4,5 деления или примерно 9 Ом. Это можно интерпретировать как мгновенное значение импеданса, если длительность фронта этого скачка совпадает с длительностью фронта TDR, в данном случае примерно 40 пс. Поскольку эта контрольная площадка не является однородной линией передачи, мгновенный импеданс не связан с волновым сопротивлением, и импеданс, с которым будет взаимодействовать сигнал, будет зависеть от длительности фронта сигнала. Мы можем использовать TDR для непосредственного моделирования любой длительности фронта в диапазоне от 20 пс до 1 нс для непосредственной оценки влияния неоднородности на длительность фронта системы.

С помощью встроенной функции калибровки рефлектометра на базе осциллографа DCA-X 86100D можно изменять длительность фронта воздействующего сигнала и непосредственно отображать отражение от этой небольшой неоднородности. Для четырёх значений длительности фронта 40, 100, 200 и 500 пс использована одна и та же структура и один и тот же масштаб.

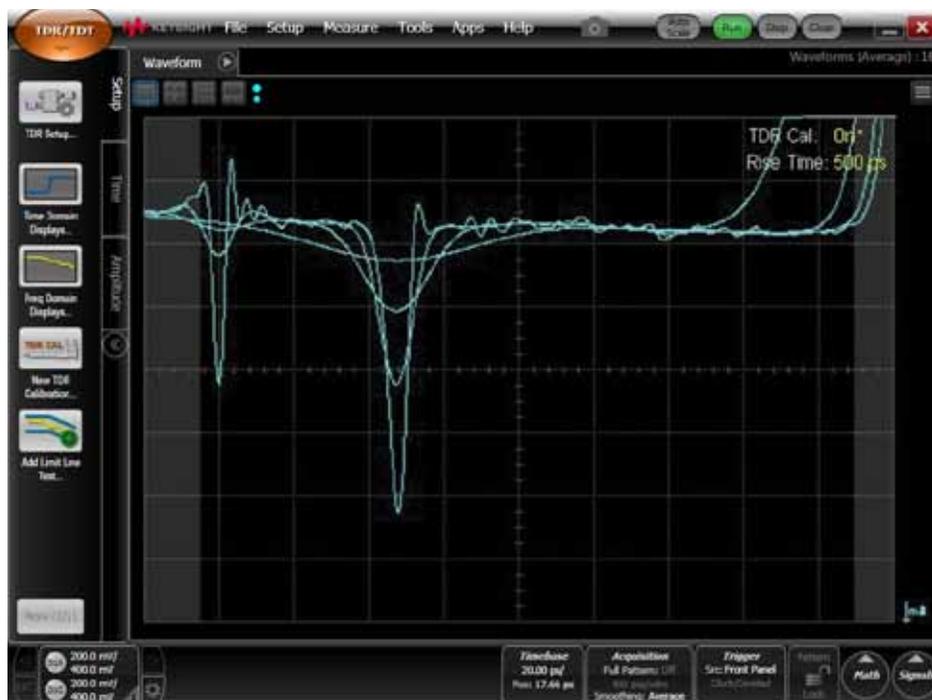


Рисунок 15. Рефлектограмма однородной линии передачи с небольшой контрольной площадкой для четырёх разных длительностей фронта: 40, 100, 200 и 500 пс

На рисунке 15 хорошо видно, что мгновенный импеданс контрольной площадки сильно зависит от длительности фронта сигнала. Если длительность фронта 40 пс, сигнал увидит неоднородность импеданса величиной около 9 Ом. При 100 пс эта неоднородность равна примерно 5 Ом, при 200 пс – 2,5 Ом и при 500 пс – менее 1 Ом, что едва заметно. Исходя из бюджета шума, зарезервированного для неоднородностей, мы можем определить минимальную длительность фронта, при которой эта неоднородность начнёт порождать проблемы или может быть проигнорирована.

Например, если допустима неоднородность величиной 3 Ом, то эту контрольную площадку можно использовать для фронтов от 250 пс. Для фронтов значительно короче этой величины может ощущаться влияние неоднородности. Наверняка это можно проверить, построив модель неоднородности и использовав её в моделировании.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.6 Создание моделей неоднородностей, таких как углы, контрольные площадки, зазоры в проводнике цепи обратного тока, разъёмы SMA и резисторы согласованной нагрузки (продолжение)

1.6.1 Извлечение модели емкостной неоднородности (продолжение)

Опыт показал, что простейшей моделью такой неоднородности является один дискретный конденсатор. При длительности фронта 40 пс рефлектограмма близка к характеристике идеального дискретного конденсатора. Мы можем использовать для построения модели встроенную функцию измерения «избыточной реактивности» и извлечь значения параметров прямо с экрана с помощью маркеров.

Встроенная в рефлектометр на базе осциллографа DCA-X 86100D функция избыточной реактивности будет моделировать ТУ, как однородную линию передачи с одной неоднородностью, в качестве которой выступает объёмная индуктивность или объёмный конденсатор. Для определения области отражения, в которой будет извлекаться конденсатор или индуктивность, программа будет использовать положения двух вертикальных маркеров.

Чтобы воспользоваться этой функцией, установите маркеры с обеих сторон неоднородности и считайте величину ёмкости или индуктивности из значения «избыточной реактивности». При использовании этой функции старайтесь установить маркеры так, чтобы они показывали примерно равные значения импеданса с обеих сторон неоднородности. Масштаб шкалы на работу функции избыточной реактивности не влияет.

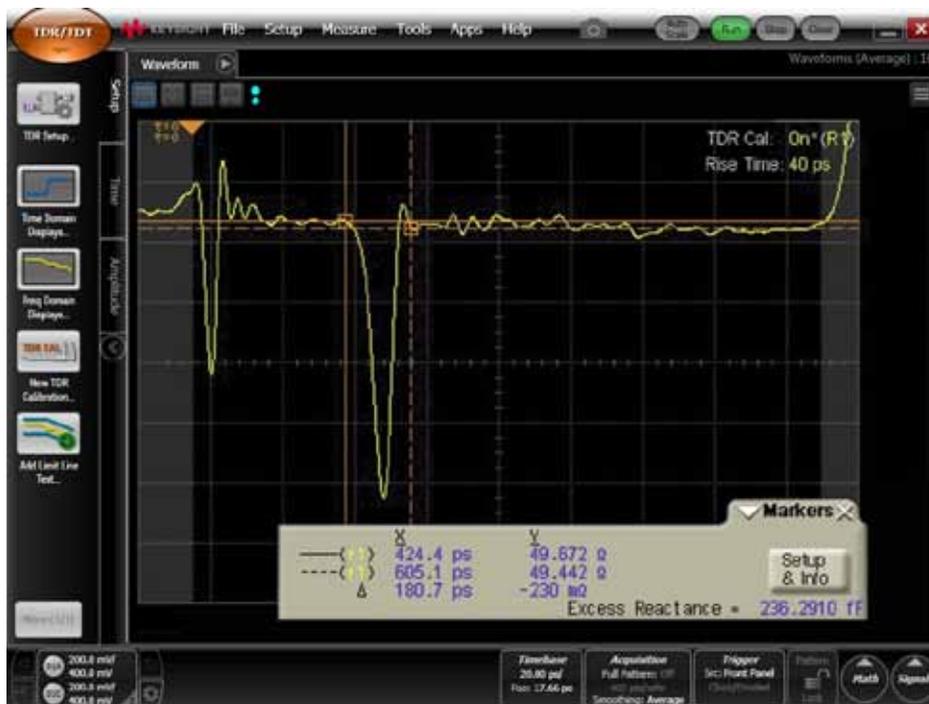


Рисунок 16. Применение функции избыточной реактивности для извлечения ёмкости контрольной площадки.

На рисунке 16 маркеры используются для извлечения ёмкости контрольной площадки. Принятая нами модель представляет собой простой объёмный конденсатор. Ёмкость этого конденсатора можно считать с экрана. Она равна 236 пФ. Эта ёмкость в сумме с импедансом однородной части линии (49 Ом) даёт полную модель для такой структуры линии передачи.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.6 Создание моделей неоднородностей, таких как углы, контрольные площадки, зазоры в проводнике цепи обратного тока, разъёмы SMA и резисторы согласованной нагрузки (продолжение)

1.6.1 Извлечение модели емкостной неоднородности (продолжение)

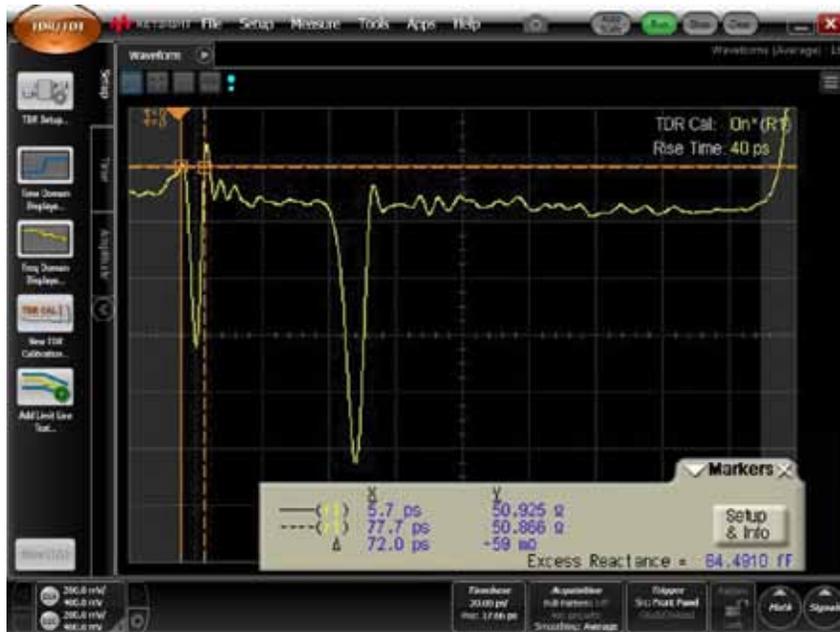


Рисунок 17. Применение маркеров для извлечения избыточной ёмкости разъёма SMA.

Чтобы не возвращаться к этому снова, можно заодно извлечь и ёмкость, связанную с площадками, используемыми в начале линии передачи для установки разъёма SMA. Используя маркеры на рисунке 17, мы получаем значение ёмкости 84 фФ. Ясно, что TDR обладает очень высокой чувствительностью для извлечения значений неоднородностей. В данном масштабе ёмкость 84 фФ выглядит очень большой и легко измеряется.

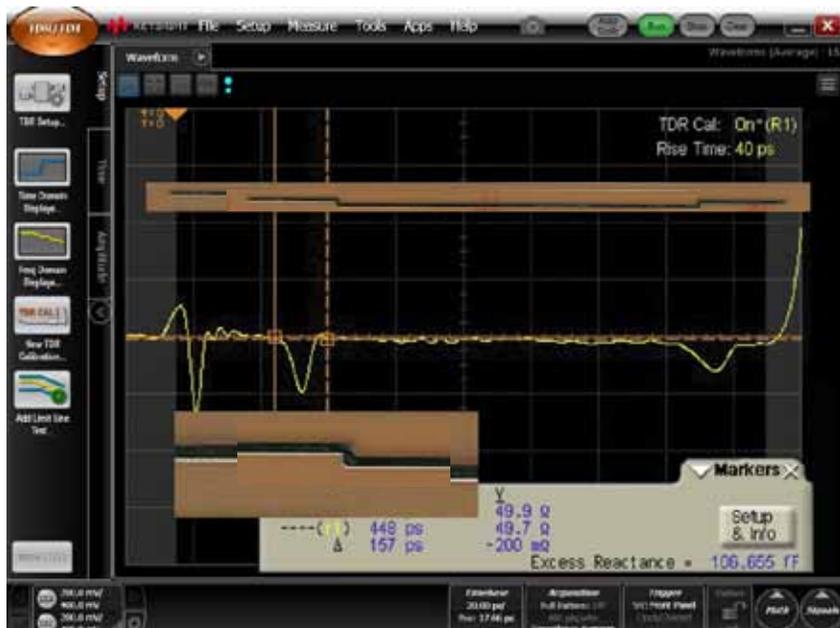


Рисунок 18. Применение маркеров для извлечения избыточной ёмкости двух углов.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.6 Создание моделей неоднородностей, таких как углы, контрольные площадки, зазоры в проводнике цепи обратного тока, разъёмы SMA и резисторы согласованной нагрузки (продолжение)

1.6.1 Извлечение модели емкостной неоднородности (продолжение)

Теперь мы можем применить этот метод для измерения ёмкости, связанной с углами. Углы (или изгибы дорожки печатной платы на 90 градусов) уже многие годы широко обсуждаются в литературе, посвящённой измерению целостности сигнала. На рисунке 18 мы видим простую однородную микрополосковую линию передачи с двумя небольшими выступами. Каждый выступ представляет собой комбинацию из двух 90-градусных изгибов.

В данном масштабе (10 мВ/дел) абсолютно ясно, что углы порождают неоднородность импеданса, которую очень легко измерить. В этом масштабе каждое деление соответствует коэффициенту отражения 5 % (10 мВ при входном сигнале 200 мВ). Два угла в каждом выступе создают суммарный отражённый сигнал около 4 %, то есть каждый угол создаёт отражение около 2 % при длительности фронта 40 пс. Это относится к линии с волновым сопротивлением 50 Ом шириной примерно 1,5 мм.

Во многих аналоговых ВЧ-цепях, где очень важна равномерность АЧХ в узкой полосе частот или иногда требуются обратные потери менее -40 дБ, углы могут создавать серьёзные проблемы. Традиционно сложилось так, что многие ВЧ-/СВЧ-цепи строились на толстых керамических подложках с шириной дорожки печатной платы 2,5 мм и шире. Это практически удваивает влияние углов. Вот почему углы снискали репутацию потенциальных источников проблем и должны исключаться из конструкции.

Используя TDR-измерение, можно создать модель угла и использовать её в моделировании системы для оценки того, может ли данный угол создать потенциальные проблемы, или им можно пренебречь. Из рефлектограммы хорошо видно, что влияние двух углов этого изгиба выглядит, как отражение от одиночного объёмного конденсатора. С помощью двух маркеров можно измерить избыточную ёмкость двух углов, которая получается равной 107 фФ. Поскольку эта ёмкость порождается двумя углами, то каждый угол обладает ёмкостью около 53 фФ. Это значение можно ввести в систему моделирования цепей, такую как SPICE или ADS, для имитации влияния конденсатора ёмкостью 53 фФ.

Важно также отметить, что ёмкость угла будет зависеть от ширины линии при том же волновом сопротивлении дорожки печатной платы. Если линия шириной 1,5 мм имеет ёмкость одного угла около 60 фФ, то линия шириной 0,125 мм будет иметь ёмкость около 5 фФ. Здесь можно применить хорошее мнемоническое правило: ёмкость угла линии с волновым сопротивлением 50 Ом примерно равна 1 фФ на 0,025 мм ширины.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.6 Создание моделей неоднородностей, таких как углы, контрольные площадки, зазоры в проводнике цепи обратного тока, разъёмы SMA и резисторы согласованной нагрузки (продолжение)

1.6.2 Извлечение модели индуктивной неоднородности

Второй тип неоднородности представляет собой индуктивную неоднородность. Он возникает, например, при сужении дорожки печатной платы, проходящей между переходными отверстиями, или при нарушении структуры проводника цепи обратного тока, например, при наличии зазора на нём, или при использовании проводов для доработки платы. Индуктивная неоднородность выглядит как повышенный импеданс и создаёт пик отражения на рефлектограмме.

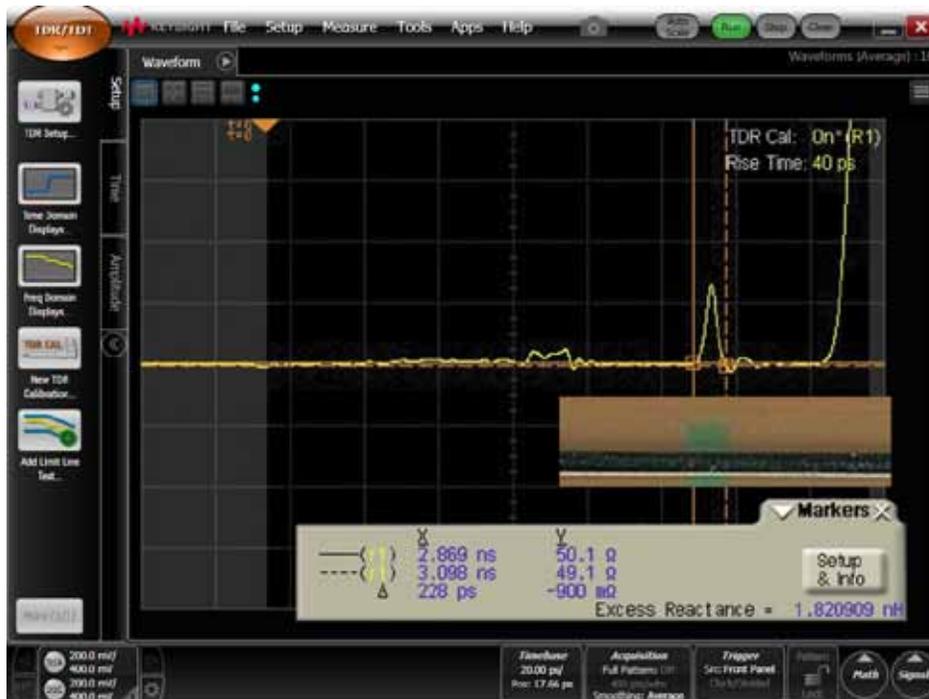


Рисунок 19. Применение маркеров для извлечения избыточной индуктивности короткого зазора в проводнике цепи обратного тока.

На рисунке 19 показан пример рефлектограммы однородной линии передачи, сигнальный проводник которой пересекает очень короткий зазор в проводнике цепи обратного тока. Такая ситуация часто встречается при прохождении через поле переходных отверстий с достаточно большими промежутками или антиплощадками (кольцевыми зазорами) или с достаточно плотно расположенными центрами, которые перекрываются и непреднамеренно порождают зазоры.

Рефлектограмма демонстрирует положительный выброс, что и следует ожидать от дискретной индуктивности. Мы можем расположить маркеры по обеим сторонам неоднородности и считать значение дискретной индуктивности прямо с экрана, которое получается равным 1,8 нГн. Для такого зазора, длиной примерно 2,5 мм, созданная индуктивность цепи равна примерно 1,8 нГн.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.6 Создание моделей неоднородностей, таких как углы, контрольные площадки, зазоры в проводнике цепи обратного тока, разъёмы SMA и резисторы согласованной нагрузки (продолжение)

1.6.2 Извлечение модели индуктивной неоднородности (продолжение)

С ростом длины зазора индуктивная неоднородность тоже увеличивается. На рисунке 20 приведён пример рефлектограммы с двумя разными зазорами в проводнике цепи обратного тока. Синяя кривая соответствует отклику, полученному ранее от зазора длиной 2,5 мм. Индуктивность в этом случае равнялась примерно 1,8 нГн.

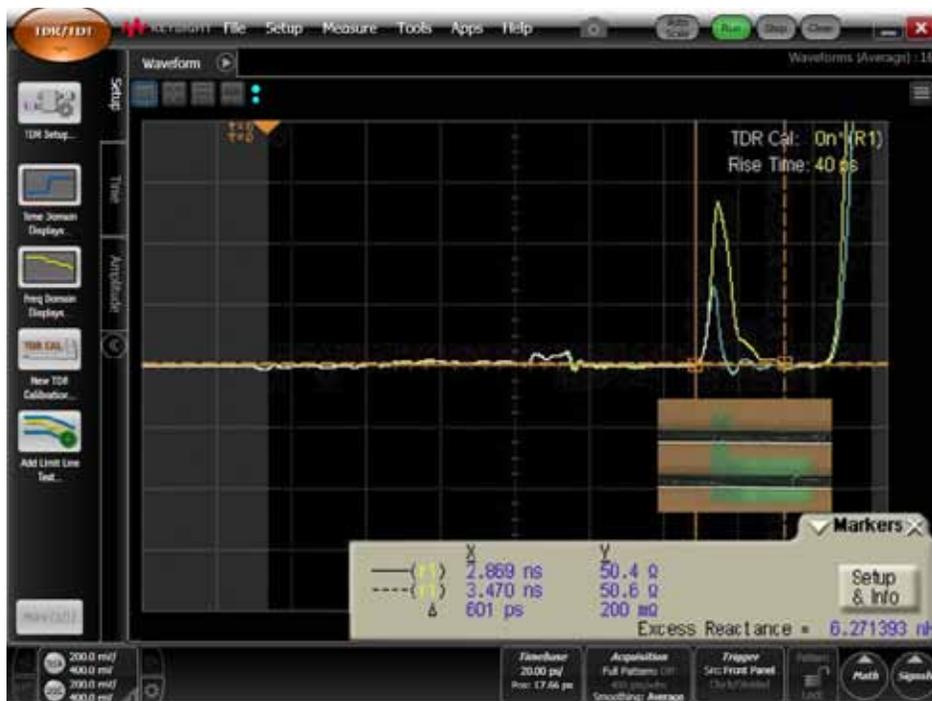


Рисунок 20. Применение маркеров для извлечения избыточной индуктивности большого зазора в проводнике цепи обратного тока.

Жёлтая кривая на рисунке 20 представляет отражение от длинного зазора длиной 12,5 мм. Применив маркеры, мы получаем значение этой индуктивной неоднородности 6,3 нГн. Если нас интересует влияние этой индуктивности, то мы можем использовать модель однородной линии передачи с последовательными дискретными индуктивностями для оценки их влияния на дополнительный шум и на временные характеристики.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.6 Создание моделей неоднородностей, таких как углы, контрольные площадки, зазоры в проводнике цепи обратного тока, разъёмы SMA и резисторы согласованной нагрузки (продолжение)

1.6.3 Моделирование резисторов согласованной нагрузки

Однако TDR позволяет измерять и моделировать не только соединительные линии. TDR можно использовать для построения моделей дискретных компонентов, таких как резисторы согласованной нагрузки. На рисунке 21 показано отражение от резистора согласованной нагрузки 50 Ом с аксиальными выводами, подключенного к концу линии передачи с волновым сопротивлением 50 Ом.

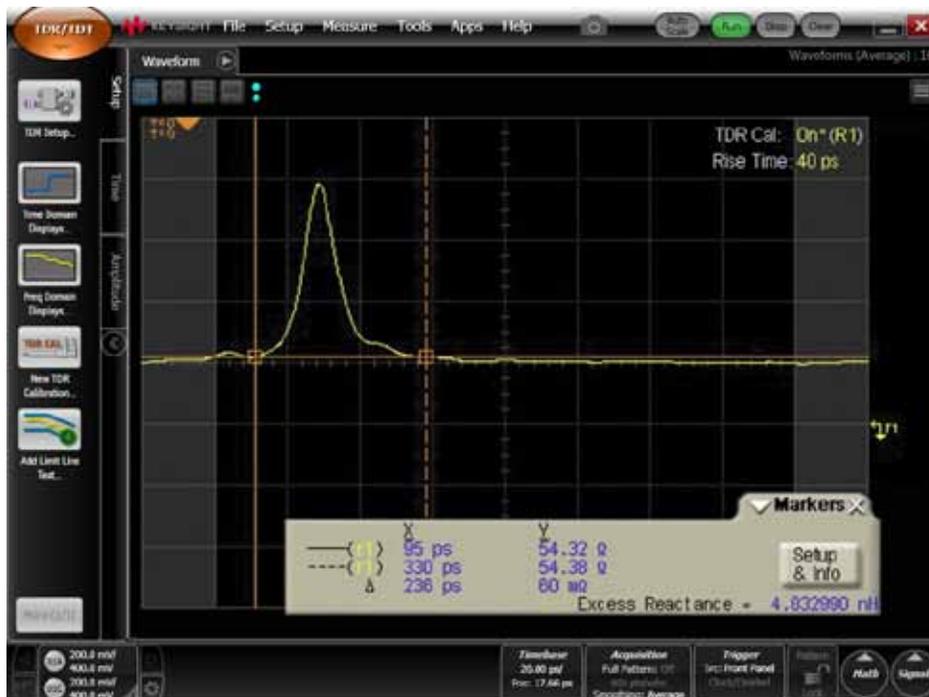


Рисунок 21. Применение маркеров для извлечения избыточной индуктивности резистора согласованной нагрузки с аксиальными выводами.

С левой стороны выброса линия передачи подходит к резистору, и её импеданс можно считать с экрана, что при выбранном масштабе 50 Ом/дел даёт значение около 50 Ом. Сам резистор обладает сопротивлением около 50 Ом. Это видно справа от выброса. Но из полученной характеристики можно заключить, что резистор обладает и некоторой индуктивностью. Эта последовательная индуктивность порождается длинным корпусом резистора и проводниками, соединяющими сигнал с цепью обратного тока.

Используя функцию избыточной реактивности, мы можем считать значение избыточной индуктивности резистора, установив маркеры с обеих сторон неоднородности, и считав значение последовательной индуктивности с экрана, которое получается равным примерно 4,8 нГн. Предполагаемая эквивалентная цепь представляет собой однородную линию передачи с идеальной последовательной индуктивностью 4,8 нГн, за которой включен идеальный резистор сопротивлением 50 Ом.

При длительности фронта 40 пс, сигнал будет взаимодействовать с пиковым импедансом около 200 Ом. Что соответствует неоднородности 150 Ом вдобавок к 50 Ом волновому сопротивлению линии. Конечно, как мы уже видели раньше, импеданс, который увидит сигнал при взаимодействии с индуктивностью, будет зависеть от длительности фронта сигнала. Чем длиннее фронт, тем меньше индуктивность, однако избыточная индуктивность этого резистора не зависит от длительности фронта. Она зависит только от геометрии компонента.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.6 Создание моделей неоднородностей, таких как углы, контрольные площадки, зазоры в проводнике цепи обратного тока, разъёмы SMA и резисторы согласованной нагрузки (продолжение)

1.6.3 Моделирование резисторов согласованной нагрузки (продолжение)

Эта индуктивность очень велика и, вероятно, может ограничить работоспособность любой цепи, в которой она используется, длительностью фронтов больше 1 нс. При длительности фронта 1 нс индуктивность 5 нГн создаст уровень шума около 10 %.

Конечно, в высокоскоростных схемах резисторы с аксиальными выводами не применяются. В этих случаях используются резисторы для поверхностного монтажа (SMT), которые обладают меньшими размерами и, будучи смонтированными, обеспечивают значительно меньшую эквивалентную последовательную индуктивность. На рисунке 22 показан резистор для поверхностного монтажа типоразмера 0603, припаянный между сигнальным и обратным проводниками на плате для тестирования целостности сигнала, которую можно приобрести на сайте BeTheSignal.com. На верхней стороне платы установлен разъём SMA для поверхностного монтажа, который подключен к рефлектометру.

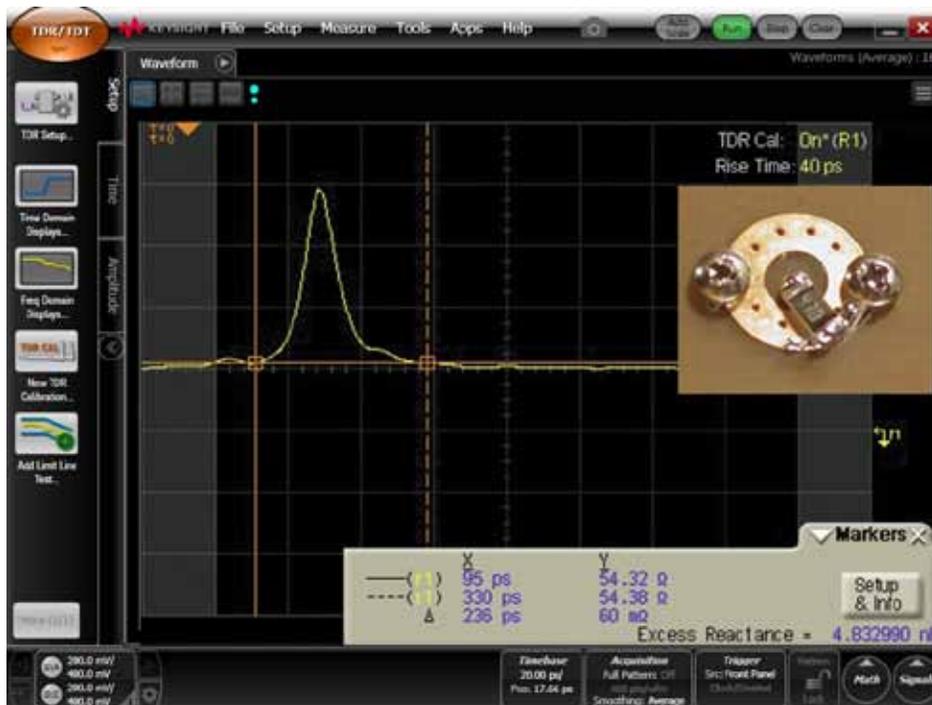


Рисунок 22. Применение маркеров для извлечения избыточной индуктивности SMT резистора согласованной нагрузки, установленного на тестовой плате MCW620.

Рефлектограмма этого компонента тоже показана на рисунке 22 в масштабе 10 Ом/дел, что даёт большую чувствительность, чем в примере с компонентом с аксиальными выводами.

Слева от выброса расположена линия передачи и точка подключения к резистору, которые имеют импеданс (который можно считать с экрана) около 50 Ом. Резистор тоже обладает импедансом около 50 Ом с погрешностью около 1 %. Эта величина видна справа от выброса. Небольшой выброс представляет собой отражение от последовательной индуктивности, порождаемой корпусом резистора, дорожкой печатной платы и переходным отверстием на верхний слой. Способ подключения этого конкретного резистора был оптимизирован с целью достижения минимальной индуктивности монтажа.

Используя функцию маркера, можно считать значение избыточной индуктивности этого резистора, которое получается равным примерно 480 пГн. Это примерно на порядок меньше последовательной индуктивности резистора с аксиальными выводами, и примерно соответствует типичной индуктивности, которую можно получить при оптимальной установке резистора с корпусом типоразмера 0603. Сказанное выше применимо как к резисторам, так и к конденсаторам.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.6 Создание моделей неоднородностей, таких как углы, контрольные площадки, зазоры в проводнике цепи обратного тока, разъёмы SMA и резисторы согласованной нагрузки (продолжение)

1.6.3 Моделирование резисторов согласованной нагрузки (продолжение)

При длительности фронта 50 пс эта индуктивность представляет собой последовательный импеданс величиной около 11 Ом. Конечно, как мы уже говорили раньше, импеданс, который «увидит» сигнал при взаимодействии с индуктивностью, будет зависеть от длительности фронта сигнала. Чем короче фронт, тем больше индуктивность. Однако избыточная индуктивность этого резистора не зависит от длительности фронта. Она зависит только от геометрии компонента.

Применение маркеров для считывания избыточной индуктивности с экрана предполагает простую модель тестируемого устройства. Для данного резистора согласованной нагрузки мы предполагаем, что модель представляет собой дискретную последовательную индуктивность с сосредоточенными параметрами. Считанная нами с экрана избыточная индуктивность представляет собой последовательную индуктивность этого резистора. Однако глядя на экран, нельзя сделать чётких выводов о полосе пропускания этой простой модели, как и нельзя построить более сложные модели компонентов. В этом случае лучший ответ можно получить, перейдя в частотную область.

Во время TDR-измерения, которое выполняется во временной области, на тестируемое устройство подаётся перепад напряжения с коротким фронтом, и измеряется результирующий отражённый сигнал. Кроме того, можно измерить сигнал, прошедший через ТУ. Этот называется измерением прошедшего сигнала во временной области (TDT).

Если взглянуть на сигнал, поступающий на ТУ, то его можно представить суммой нескольких синусоидальных сигналов с разной частотой, амплитудой и фазой. Каждая синусоидальная составляющая будет независимо взаимодействовать с ТУ. Когда синусоидальный сигнал отражается от ТУ, амплитуда и фаза могут по-разному меняться в зависимости от его частоты. Эти вариации сказываются на конкретном отражённом сигнале. Аналогичным образом прошедший сигнал тоже имеет частотные составляющие с разной амплитудой и фазой.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.6 Создание моделей неоднородностей, таких как углы, контрольные площадки, зазоры в проводнике цепи обратного тока, разъёмы SMA и резисторы согласованной нагрузки (продолжение)

1.6.3 Моделирование резисторов согласованной нагрузки (продолжение)

Нет никакой разницы между информационным наполнением сигналов TDR и TDT во временной или в частотной области. С помощью преобразования Фурье можно математически преобразовать сигнал из временной области в частотную и обратно, без искажений и потерь информации. Обе эти области расскажут нам одну и ту же историю, но заострят внимание на разных её частях.

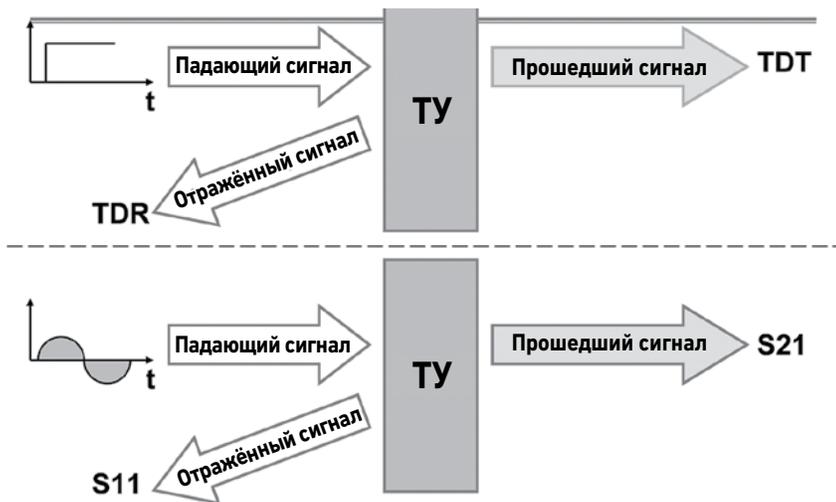


Рисунок 23. Методы TDR и векторного анализа цепей.

TDR-измерения более чувствительны к мгновенному профилю импеданса соединительных линий, тогда как измерения во временной области более чувствительны к суммарному входному импедансу со стороны тестируемого устройства. Чтобы различать эти две области, мы будем описывать их разными словами. Во временной области выполняется измерение характеристик TDR и TDT, а в частотной области отражение и пропускание описывается S-параметрами (параметрами рассеяния). S11 представляет отражённый сигнал, а S21 – прошедший сигнал. Кроме того, эти параметры часто называют обратными потерями и вносимыми потерями. Всё это показано на рисунке 23.

В зависимости от поставленного вопроса, ответ можно получить быстрее в одной или в другой области. Если вопрос заключается в том, чему равно волновое сопротивление линии, то быстрее получить ответ позволит представление информации во временной области. Если же вопрос заключается в том, какова полоса пропускания модели, то более быстрый ответ даст нам представление информации в частотной области.

Например, в осциллографе DCA-X 86100D отобразить результаты TDR-/TDT-измерений в частотной области, как S-параметры, можно мгновенно, просто добавив новое окно.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.7 Создание широкополосной модели компонента

Чтобы оценить полосу пропускания модели SMT резистора, можно перенести измеренное значение S11 тестируемого устройства в систему моделирования, такую как САПР ADS компании Keysight Technologies, и выполнить более сложное моделирование. Соответствующей характеристикой в частотной области будет S11 или обратные потери. Это один из элементов матрицы S-параметров.

Выбрав вкладку S-Param (S-параметры) в верхнем правом углу экрана, мы можем преобразовать отклик из временной области в частотную, получив значение S11. Это всё тот же коэффициент отражения, но отображаемый теперь в частотной области, и связанный с отражением не от мгновенных импедансов, а от общего интегрального импеданса всего тестируемого устройства со стороны его входа.

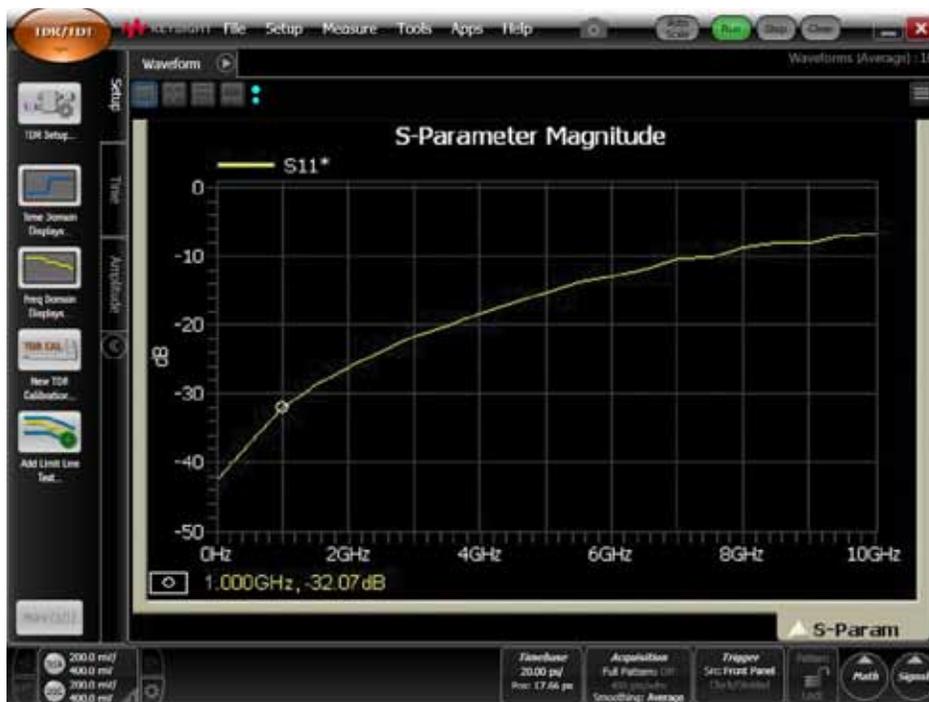


Рисунок 24. Преобразованное значение S11 SMT резистора согласованной нагрузки.

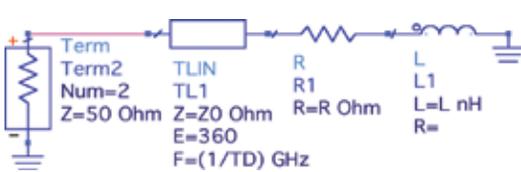
На рисунке 24 показано измеренное значение S11 для этого резистора в полосе примерно до 10 ГГц. На низких частотах величина S11 очень мала; отражение сигнала мало, поскольку TDR видит весьма хорошее согласование с 50 Ом. С ростом частоты импеданс резистора согласованной нагрузки растёт из-за роста импеданса последовательной индуктивности, что вызывает большее отражение сигнала, которое проявляется в уменьшении отрицательных значений дБ.

Мы можем сохранить эти данные в форматированном файле Touchstone .s1p и перенести их в САПР ADS для дальнейшего анализа.

САПР ADS является мощным средством анализа и моделирования. В данном примере нас интересует, насколько точно эта простая модель SMT резистора (состоящая из последовательно включённых резистора и индуктивности) соответствует реальному измеренному отклику и до какой частоты она сохраняет свою точность.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.7 Создание широкополосной модели компонента (продолжение)



$$Z_0 = 48,8 \text{ Ом}$$

$$TD = 0,06 \text{ нс}$$

$$R = 48,5 \text{ Ом}$$

$$L = 0,489 \text{ нГн}$$

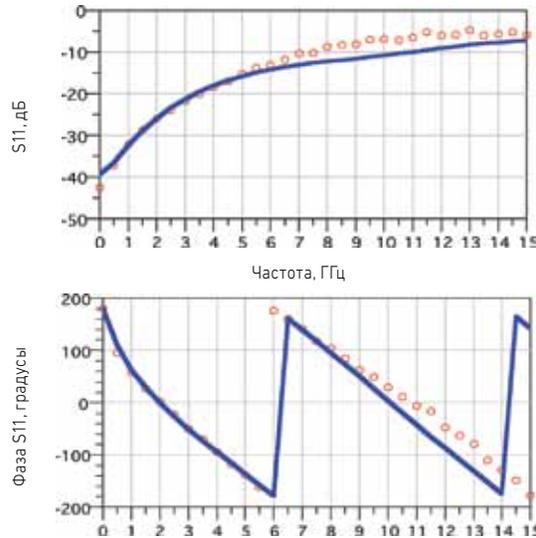


Рисунок 25. Модель резистора в САПР ADS, измеренные (красные круги) и смоделированные (синие линии) S-параметры.

В САПР ADS мы строим принципиальную схему, соответствующую нашим представлениям о тестируемом устройстве. Эта простая схема показана на рисунке 25. Начали мы с идеальной однородной линии передачи без потерь с идеальным резистором, который согласует конец линии передачи, и включенной последовательно идеальной индуктивности. Эта схема полностью описывается четырьмя параметрами – волновым сопротивлением и задержкой линии, сопротивлением резистора и индуктивностью. Мы только не знаем, чему они равны.

Однако мы можем воспользоваться мощной встроенной функцией оптимизации ADS для поиска лучшего набора параметров, обеспечивающих максимальное соответствие между реально измеренными значениями S_{11} , полученными из TDR, и смоделированными значениями S_{11} , используемыми в этой модели. Мы выполнили оптимизацию измеренных данных на частоте 4 ГГц и ниже, и установили, что лучшими значениями являются следующие: волновое сопротивление 48,8 Ом, задержка 0,06 нс, сопротивление 48,5 Ом и индуктивность 0,489 нГн.

Кроме того, на рисунке 25 выполнено сравнение измеренных (красные круглые точки) и смоделированных (сплошные синие линии) обратных потерь в диапазоне до 15 ГГц. Видно, что смоделированные обратные потери этой простой модели очень точно согласуются с реальными измеренными обратными потерями компонента в диапазоне до 7 ГГц. Полоса этой модели равна 7 ГГц.

Также мы обнаружили, что извлечённое значение эквивалентной последовательной индуктивности SMT резистора равно 0,489 нГн. С помощью экраных маркеров мы оценили это значение, как 0,481 нГн. Эта оценка по избыточной реактивности всего на 2 % отличается от той, которая получена с помощью широкополосного метода моделирования.

Важно также отметить, что реальные значения частоты, на которых выполняются TDR-измерения, весьма немногочисленны. Во временной области масштаб шкалы составлял 200 пс на деление. Этот масштаб позволяет хорошо разглядеть индуктивный выброс при длительности фронта 50 пс. Поскольку вся шкала содержит 10 горизонтальных делений, общее время свипирования равно 2 нс. Если преобразовать эти измеренные данные из временной области в частотную, то 2 нс окно преобразуется в частоту первой гармоники $1/(2 \text{ нс})$ или 500 МГц. Именно этот шаг и используется для всех значений частоты.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.7 Создание широкополосной модели компонента (продолжение)

На дисплее измеренных данных на рисунке 25 видно, что красные круглые точки расположены с шагом 500 МГц. Это и есть разрешение по частоте TDR-измерения. Если мы хотим получить более высокое разрешение по частоте, то должны использовать более широкое временное окно и большее число пикосекунд на деление. Например, если использовать масштаб 1 нс/дел, что соответствует полной шкале 10 нс, то разрешение по частоте будет равно $1/(10 \text{ нс})$ или 100 МГц.

1.8 Непосредственное моделирование влияния неоднородностей на сигналы с системными фронтами

Короткая неоднородность будет выглядеть, как дискретный конденсатор или индуктивность. Влияние отражённого сигнала будет зависеть от длительности фронта падающего сигнала. Более короткий фронт будет создавать большее отражение. Это значит, что мгновенный импеданс неоднородности, измеренный с экрана TDR, будет зависеть от длительности фронта. Поэтому нет никакого смысла в описании импеданса неоднородности, если не указать, какой длительности фронта он соответствует. Но даже в таком случае эта информация не очень полезна.

Один из способов оценки влияния неоднородности в конкретном приложении заключается в создании модели с помощью избыточной реактивности и применения этой модели в симуляторе цепей. Затем мы можем использовать модели формирователей для моделирования системной длительности фронтов и по этой модели соединения рассчитать шум отражения.

Другой способ оценки ожидаемого шума отражения заключается в использовании TDR для имитации системной длительности фронта. После калибровки воздействующего сигнала TDR мы можем изменить длительность фронта воздействующего сигнала так, чтобы она соответствовала любому заданному значению в диапазоне от 20 пс до более чем 1 нс. Затем мы можем непосредственно измерить шум отражения при разных длительностях фронтов и измерить влияние, оказываемое на сигнал той или иной неоднородностью соединительной линии.

На рисунке 26 приведён пример однородной линии передачи с волновым сопротивлением 50 Ом, которая имеет сужающуюся область длиной около 5 мм. Такая ситуация часто встречается, когда линия проходит через поле переходных отверстий, связанных с установленным на плате разъёмом. Импеданс такой линии может меняться от 50 Ом примерно до 70 Ом и затем возвращаться обратно к 50 Ом.

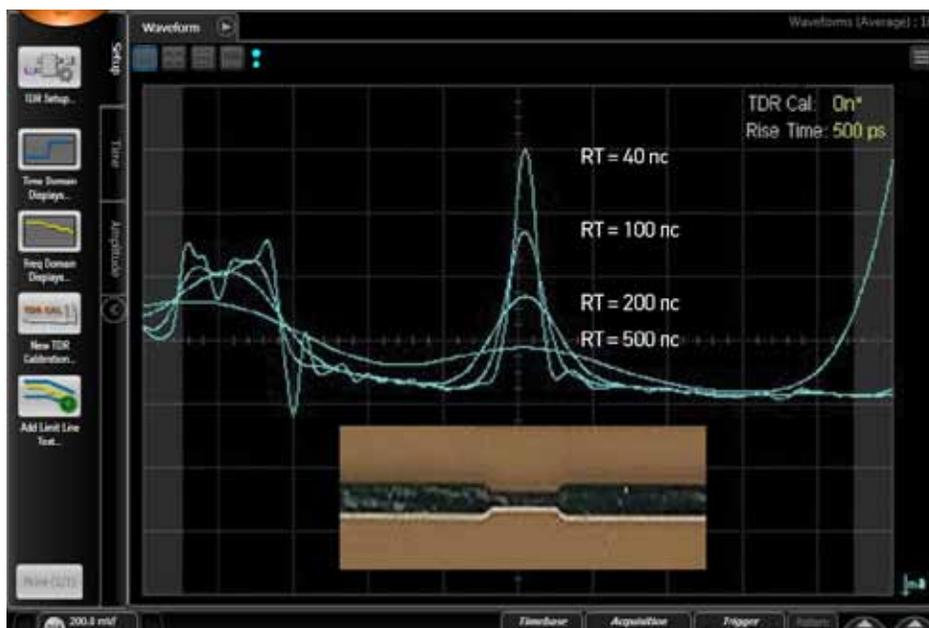


Рисунок 26. Реакция моделирующей системы на разные длительности фронта для узкой области длиной 5 мм при длительности фронта $RT = 40, 100, 200$ и 500 пс.

1 Однопортовые TDR-измерения (продолжение)

1.8 Непосредственное моделирование влияния неоднородностей на сигналы с системными фронтами (продолжение)

Изменяя длительность фронта воздействующего сигнала, можно непосредственно измерить шум отражения при длительности фронта 40, 100, 200 и 500 пс. Вертикальный масштаб равен 10 мВ/дел. В районе неоднородности пиковый шум отражения равен примерно 37, 22, 11 и 5 мВ соответственно. Поскольку падающий сигнал имеет величину 200 мВ, это соответствует коэффициенту отражения 18, 11, 5,5 и 2,5 %. Амплитуда отражённого сигнала падает непропорционально длительности фронта, из-за конечного размера неоднородности и длительности фронта сигнала. Эта проблема автоматически учитывается в TDR-измерении.

Например, если по этому сужению длиной 5 мм пройдёт сигнал с длительностью фронта 500 пс, то его отражение составит всего 2,5 %, что может оказаться вполне приемлемым. Это показывает, что сужение линии при прохождении через поле переходных отверстий является приемлемым компромиссом по сравнению с добавлением дополнительных слоёв на печатную плату для сохранения однородной ширины линий.

Но если системная длительность фронта равна 100 пс, мы увидим коэффициент отражения 11 %, что превышает типичные 5 % бюджета шума, зарезервированные для шума отражения. В результате сужение дорожки печатной платы может оказаться неприемлемым, и потребуются провести её в обход поля переходных отверстий.

Используя встроенную функцию настройки длительности фронта воздействующего сигнала, можно имитировать фронт реальной системы для конкретного приложения и непосредственно измерить параметры соединительной линии в конкретном приложении, не создавая модель и не выполняя моделирования. Это может сэкономить массу времени и ускорить получение приемлемого ответа.

2 Двухпортовые TDR/TDT-измерения

2.1 Обзор

Как было показано в предыдущем разделе, рефлектометр генерирует воздействующий сигнал, который взаимодействует с соединительной линией. С помощью одного порта мы могли измерить отражение от точки подключения к соединительной линии. Это ограничивало нас возможностью измерения сигнала, который отражался назад в источник. Измерения такого типа дают информацию о профиле импеданса и свойствах соединительной линии, и позволяют извлекать значения параметров однородных линий передачи с дискретными неоднородностями.

Добавив в рефлектометр второй порт, можно существенно расширить спектр возможных измерений и данных, которые можно извлечь. Дополнительный порт позволяет выполнять три новых важных измерения: прошедший сигнал, шум связи и дифференциальный или синфазный сигнал дифференциальной пары. В данной главе иллюстрируются наиболее важные приложения, в которых может пригодиться этот метод, и приводятся примеры каждого такого приложения.

2 Двухпортовые TDR/TDT-измерения (продолжение)

2.2 Знакомство с TDR/TDT

Когда второй порт подключен к дальнему концу той же линии передачи и является приёмником, мы называем это прохождением во временной области, или TDT. Схема такой конфигурации показана на рисунке 27. Измерение характеристик TDR и TDT соединительной линии позволяет точно определить профиль её импеданса, скорость передачи сигнала, ослабление сигнала, диэлектрическую постоянную, тангенс угла потерь материала подложки и полосу пропускания соединительной линии.



Рисунок 27. Схема TDR/TDT-измерения.

Рефлектометр можно настроить на работу в режиме TDT, войдя в режим настроек, выбрав несимметричный воздействующий сигнал и изменив тип тестируемого устройства на двухпортовый. Вы можете назначить любой доступный канал в качестве Порты 2 и щелкнуть «Auto-Connect». Это показано на рисунке 28.



Рисунок 28. Экран настройки рефлектометра для TDR/TDT-измерения.

2 Двухпортовые TDR/TDT-измерения (продолжение)

2.3 Измерение вносимых и обратных потерь

В простейшем случае порты рефлектометра подключаются к обоим концам несимметричной линии передачи. Порт 1 представляет собой отклик TDR, с которым мы уже знакомы, а канал 2 содержит прошедший сигнал. В рефлектограмме однородной 8-дюймовой микрополосковой линии, показанной на рисунке 29, конец линии имеет импеданс 50 Ом. Это кабель, подключенный к концу тестируемого устройства, и затем схема согласования источника внутри второго канала рефлектометра.

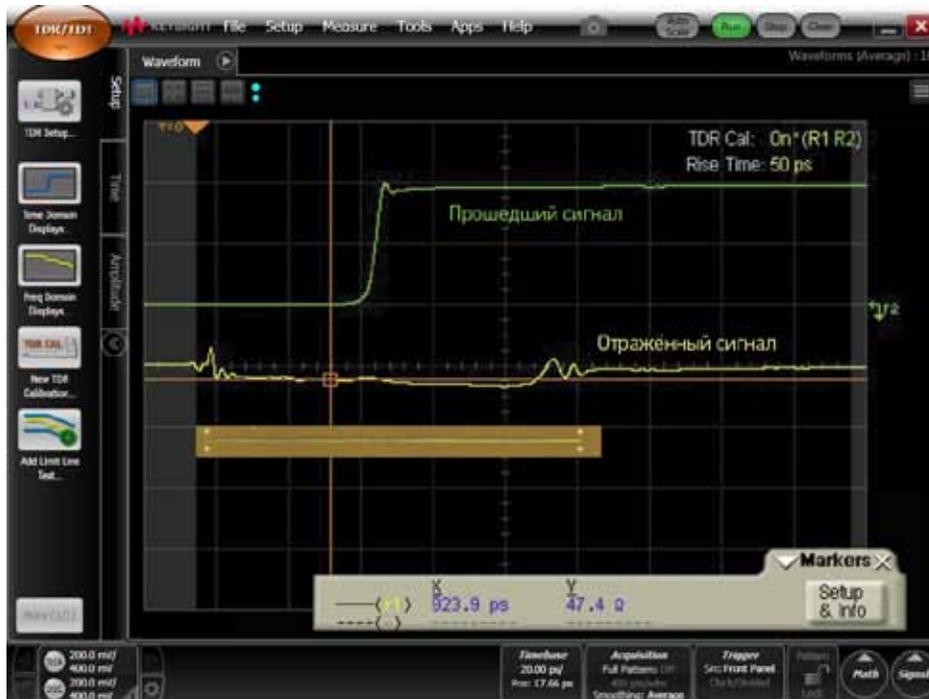


Рисунок 29. Пример характеристики TDR/TDT для 8-дюймовой микрополосковой линии передачи в масштабе 20 мВ/дел и 500 пс/дел.

Скорость развёртки в этом случае равна 500 пс/дел, а вертикальный масштаб 20 мВ/дел. Для извлечения волнового сопротивления линии используется маркер, который показывает значение 47,4 Ом. Обратите внимание, что зелёная кривая (сигнал, прошедший по соединительной линии в масштабе 100 мВ/дел) показывает прошедший сигнал ровно посередине между сигналом, вошедшим в передний конец линии, и сигналом, отражённым от заднего конца линии и принятым в источнике.

Измеритель TDR наблюдает сигнал, прошедший по линии в две стороны, тогда как измеритель TDT видит сигнал, прошедший по линии в одну сторону. Во временной области мы наблюдаем неоднородность импеданса разъёмов SMA на обоих концах линии и видим, что линия не является идеально однородной линией передачи. В масштабе 20 мВ/дел (что соответствует коэффициенту отражения 10 %/дел), изменение импеданса вдоль линии равно примерно 1 Ом.

Прошедший сигнал обладает сравнительно крутым фронтом, но извлечь из него много информации довольно трудно. И хотя мы можем измерить фронты по уровню 10–90 % или 20–80 % прямо на экране, не ясно, что делать с этой информацией, поскольку соединительная линия искажает фронт, нарушая его гауссовскую форму. В этом случае мы можем взять ту же информацию, но изменить способ её представления, чтобы её можно было интерпретировать проще и быстрее.

2 Двухпортовые TDR/TDT-измерения (продолжение)

2.3 Измерение вносимых и обратных потерь (продолжение)

На рисунке 30 показана та же измеренная характеристика, которую мы рассматривали во временной области, но теперь она преобразована в частотную область. Чтобы открыть этот экран, нужно перейти на вкладку S-Param в правом верхнем углу экрана TDR. В частотной области мы называем сигнал TDR параметром S11, а сигнал TDT параметром S21. Эти два S-параметра описывают потери сигнала в частотной области. S11 называют также обратными потерями, а S21 – вносимыми потерями. По вертикальной шкале отложена величина S-параметра в дБ.

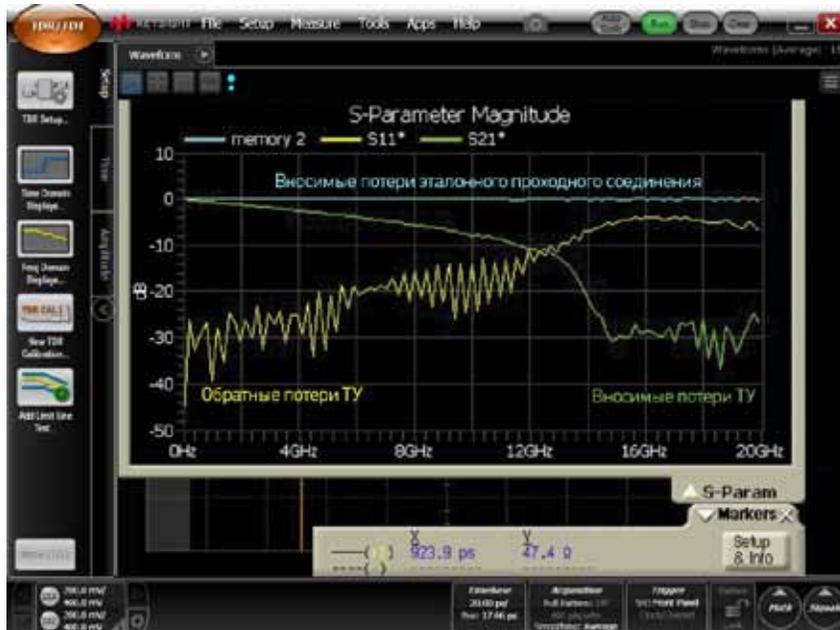


Рисунок 30. Характеристика TDR/TDT, преобразованная в частотную область: обратные потери/вносимые потери.

Синяя кривая соответствует вносимым потерям эталонного проходного соединения. Конечно, идеальное проходное соединение пропускает все частотные составляющие без ослабления, и амплитуда принятого сигнала равна амплитуде переданного сигнала. Вносимые потери такого соединения всегда равны 1 или 0 дБ. Эта характеристика сохраняет равномерность в диапазоне до 20 ГГц.

Жёлтая кривая, начинающаяся примерно с -30 дБ на нижних частотах, соответствует обратным потерям линии передачи, которые в частотной области представлены параметром S11. Зелёная кривая соответствует вносимым потерям этой линии передачи или параметру S21. На этом экране мы показали только амплитуду S-параметров. Информация о фазе тоже имеется, но она для нас не столь важна.

Обратные потери начинаются с относительно небольшой величины, порядка -30 дБ, а затем идут вверх, достигая в конце концов значения -10 дБ на частотах выше 12 ГГц. Они демонстрируют рассогласование импеданса линии передачи и 50 Ом соединения на обоих концах.

Вносимые потери несут очень полезную информацию. В высокоскоростных последовательных каналах приёмник и передатчик работают совместно, обеспечивая передачу и приём сигналов с высокими битовыми скоростями. В простых КМОП формирователях вносимые потери -3 дБ могут быть вполне приемлемыми и не приводят к возникновению высокого коэффициента битовых ошибок. В простых микросхемах последовательно-параллельных преобразователей приемлемыми могут быть вносимые потери -10 дБ, тогда как в высококачественных преобразователях приемлемые вносимые потери могут составлять -20 дБ. Если нам известны приемлемые вносимые потери для конкретной технологии последовательно-параллельного преобразователя, мы можем непосредственно с экрана измерить максимальную битовую скорость, которую может обеспечить данная линия передачи.

2 Двухпортовые TDR/TDT-измерения (продолжение)

2.3 Измерение вносимых и обратных потерь (продолжение)

Здесь можно предложить простое правило: если битовая скорость в Гбит/с равна BR, а полоса сигнала в ГГц равна BW, то частота наивысшей синусоидальной составляющей примерно равна $BW = 0,5 \times BR$ или $BR = 2 \times BW$. BW определяется максимальной частотой сигнала, которую можно передать по соединительной линии, и при этом всё ещё получить меньшее ослабление, чем то, которое способен скомпенсировать последовательно-параллельный преобразователь. При использовании низкокачественных последовательно-параллельных преобразователей приемлемые вносимые потери могут составлять -10 дБ, а полоса такой 8-дюймовой микрополосковой линии, которую можно прочесть прямо с экрана на рисунке 30, будет равна примерно 12 ГГц. Это позволяет достичь скоростей передачи значительно выше 20 Гбит/с. Но это справедливо лишь для широкого проводника длиной всего 8 дюймов. На длинных объединительных или материнских платах с разъёмами, дочерними платами и переходными отверстиями свойства линии передачи будут не столь хорошими.

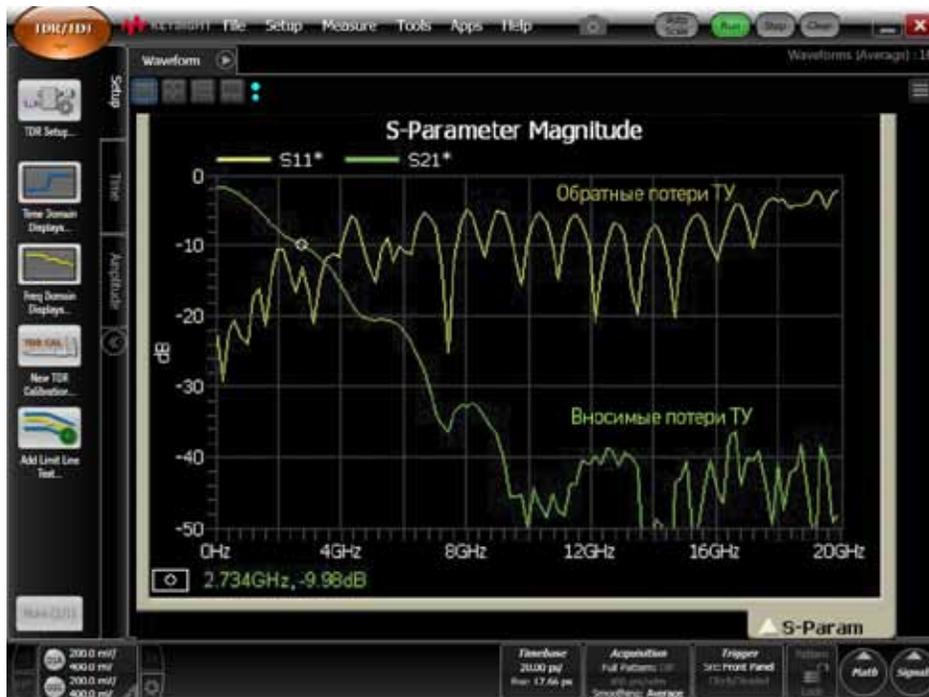


Рисунок 31. Обратные и вносимые потери 24-дюймовой соединительной линии на материнской плате с двумя дочерними платами.

На рисунке 31 показана характеристика TDR/TDT 24-дюймовой микрополосковой соединительной линии типичной материнской платы. В этом примере разъём SMA соединяет кабель рефлектометра с небольшой платой через разъём, от которого идёт линия через поле переходных отверстий, затем снова через разъём и ко второму каналу рефлектометра.

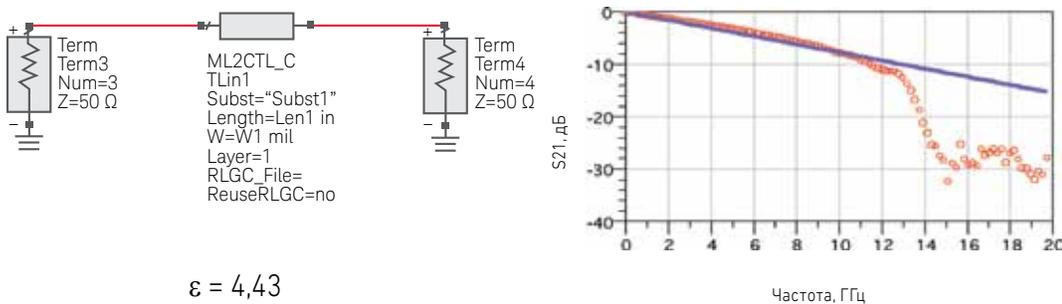
Зелёная кривая соответствует вносимым потерям, обозначенным как S21. Для этой соединительной линии вносимые потери -10 дБ наблюдаются в полосе 2,7 ГГц. При использовании низкокачественных формирователей и приёмников последовательно-параллельного преобразователя максимальная скорость передачи такой линии будет равна примерно 5 Гбит/с.

2 Двухпортовые TDR/TDT-измерения (продолжение)

2.4 Моделирование соединительных линий для экстракции их свойств

Возможность брать данные измерений и отображать их во временной или частотной области означает, что мы можем извлечь больше информации, чем это можно было бы сделать только в одной области. И более того, экспортировав выполненные в частотной области измерения вносимых и обратных потерь в виде форматированного файла Touchstone, мы можем использовать расширенные средства моделирования, такие как Keysight ADS, для извлечения большей информации, чем можно получить с экрана.

В этом примере мы рассмотрим однородную 203-миллиметровую микрополосковую линию передачи и расскажем, как можно использовать моделирование и симуляторы для извлечения свойств материала. Простейшая модель, которую можно использовать для описания этой соединительной линии, представляет собой идеальную линию передачи. Мы можем использовать встроенную библиотеку многослойных соединений (MIL) из САПР ADS для построения физической модели этой конкретной микрополосковой линии с параметризованными свойствами материалов и затем извлечь их значения из результатов измерений.



$\epsilon = 4,43$
 $H1 = 1,5 \text{ мм}$
 $\text{tg}D = 0,025$
 $\text{Len} = 203 \text{ мм}$
 $W1 = 3,125 \text{ мм}$

Полоса модели примерно равна 12 ГГц

Рисунок 32. Моделирование однородной 203-миллиметровой микрополосковой линии в САПР ADS, показывающее полосу простой модели около 12 ГГц.

На рисунке 32 показана простейшая модель линии передачи, представляющая собой одну дорожку печатной платы длиной 203 мм и шириной 3,125 мм на подложке с диэлектрической толщиной 1,5 мм. Эти параметры измерялись непосредственно на физическом соединении. Единственное, чего мы не знали заранее, так это диэлектрическую постоянную и тангенс угла потерь материала подложки. Однако мы имеем измеренное значение вносимых потерь. Измеренные вносимые потери линии передачи показаны на рисунке 32 красными круглыми точками. Это те же самые данные, что были показаны ранее на экране рефлектометра. Фазовая характеристика тоже учитывалась при анализе, но на этом рисунке не показана.

2 Двухпортовые TDR/TDT-измерения (продолжение)

2.4 Моделирование соединительных линий для извлечения их свойств (продолжение)

Взяв эту простую модель с двумя неизвестными параметрами – диэлектрической проницаемостью и тангенсом угла потерь, мы использовали встроенный в САПР ADS оптимизатор для поиска наилучших значений этих двух параметров во всём пространстве параметров, которые обеспечивают максимальное соответствие измеренных характеристик и вносимых потерь с их моделью. Синяя линия на рисунке 32 соответствует конечному значению смоделированных вносимых потерь, для построения которых использовалось значение диэлектрической проницаемости 4,43 и значение тангенса угла потерь 0,025. На рисунке видно, что наблюдается превосходное соответствие измеренных и смоделированных вносимых потерь в диапазоне примерно до 12 ГГц. Это и есть полоса нашей модели. Причём фаза согласуется ещё лучше, но на этом рисунке она не показана.

Создав простую модель, подогнав значения параметров к модели и воспользовавшись встроенным двухмерным электромагнитным анализатором граничных элементов и средствами оптимизации САПР ADS, мы смогли извлечь очень точные значения свойств материала подложки из измерений TDR/TDT. Кроме того, мы убедились в том, что эта соединительная линия ведёт себя очень хорошо. Она не демонстрирует никаких необычных и необъяснимых свойств. Никаких сюрпризов, по крайней мере, в диапазоне до 12 ГГц, не наблюдается.

2 Двухпортовые TDR/TDT-измерения (продолжение)

2.5 Выявление конструктивных особенностей, создающих дополнительные потери

Возможность быстрого переноса измеренных данных TDR/TDT из рефлектометра прямо в систему моделирования может сократить время отладки от дней до минут, помогая выявлять исходные причины странного или аномального поведения. На рисунке 33 приведён пример измеренной характеристики TDT для трёх структур. Верхняя горизонтальная линия соответствует вносимым потерям эталонного проходного соединения и демонстрирует очень равномерную характеристику практически прозрачного соединения. Эта кривая непосредственно демонстрирует возможности самого измерительного прибора.

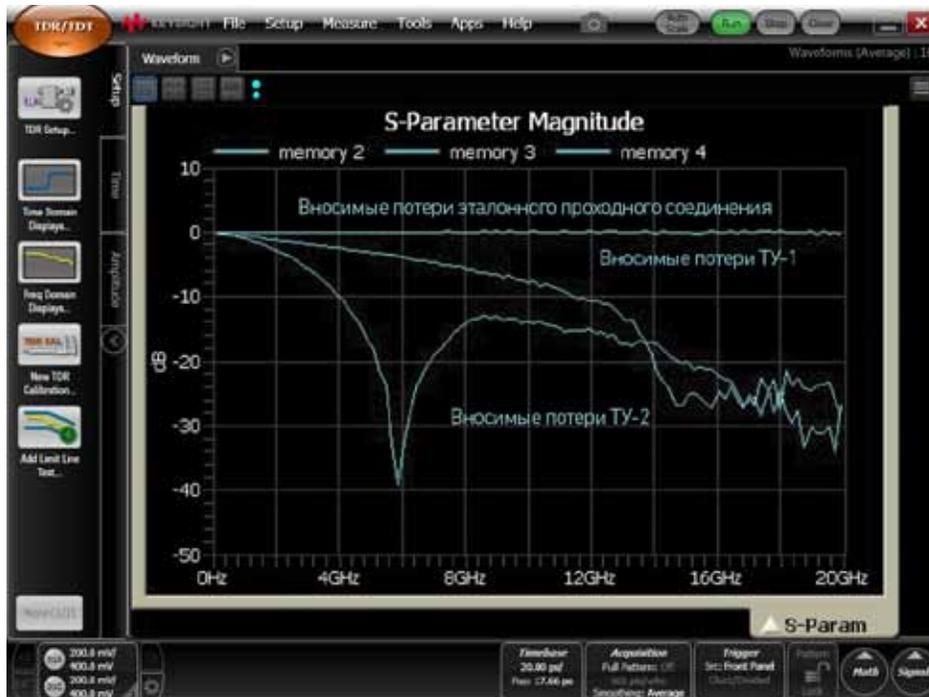


Рисунок 33. Измеренные вносимые потери эталонного проходного соединения, однородной линии (ТУ-1) и однородной линии, входящей в состав дифференциальной пары (ТУ-2).

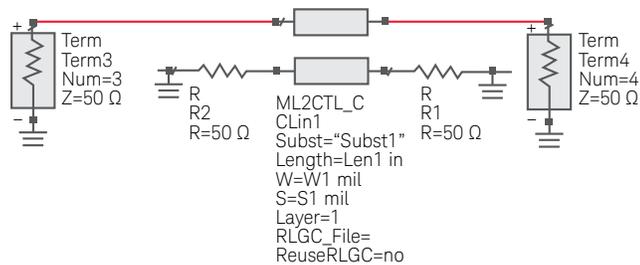
Вторая сверху линия показывает вносимые потери 203-миллиметровой несимметричной микрополосковой линии, которую мы рассматривали раньше. Третья линия соответствует измеренным вносимым потерям другой однородной 228-миллиметровой микрополосковой линии передачи. Однако эта линия передачи имеет очень большой провал вносимых потерь на частоте около 6 ГГц. Этот провал может сильно ограничить полезную полосу этой линии. Полоса первой линии передачи по уровню -10 дБ равна примерно 12 ГГц, тогда как второй линии – примерно 4 ГГц. Другими словами, полезная полоса сократилась втрое. Первым шагом на пути к оптимизации этой соединительной линии будет выяснение причины возникновения такого провала. Что может породить столь глубокий провал?

Во второй линии передачи нет никаких переходных отверстий. Она представляет собой однородную микрополосковую линию. Разъём SMA идентичен тому, который используется в первой линии передачи. Но получилось так, что хотя это измерение выполняется по несимметричной схеме, рядом на небольшом расстоянии и параллельно этой линии проходит другая линия передачи, причём расстояние между этими линиями примерно равно ширине линии. Эта соседняя линия тоже нагружена с обоих концов резисторами сопротивлением 50 Ом. Может быть, близость другой дорожки печатной платы каким-то образом вызвала появление такого глубокого провала? Если так, то какая особенность этой второй линии определяет частоту провала?

Для ответа на этот вопрос можно построить параметризованную модель физической структуры двух связанных линий, убедиться в том, что смоделированные вносимые потери соответствуют измеренным вносимым потерям, а затем исследовать пространство проектирования, изменяя параметры модели.

2 Двухпортовые TDR/TDT-измерения (продолжение)

2.5 Выявление конструктивных особенностей, создающих дополнительные потери (продолжение)



$$\begin{aligned} \varepsilon &= 4,43 \\ H1 &= 1,5 \text{ мм} \\ tgD &= 0,025 \\ Len &= 228 \text{ мм} \\ W1 &= 3,125 \text{ мм} \\ S1 &= 2,875 \text{ мм} \end{aligned}$$

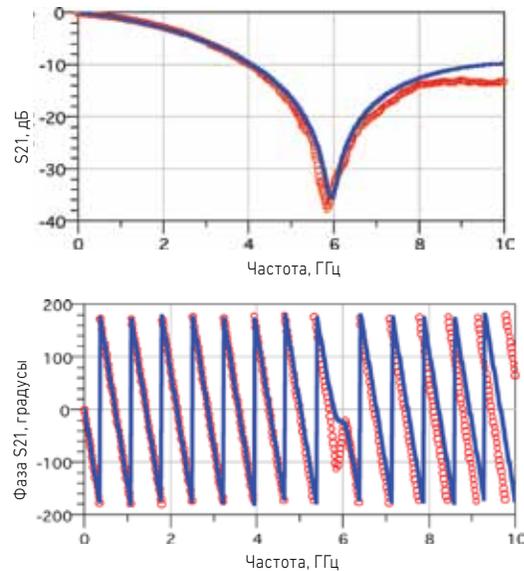


Рисунок 34. Модель ADS 228 мм дорожки печатной платы, моделирующая связь с соседней пассивной линией и демонстрирующая полосу модели около 8 ГГц.

На рисунке 34 показана простая модель двух связанных линий передачи, созданная с помощью структур MIL в САПР ADS. Все физические свойства и свойства материала параметризованы так, чтобы их можно было впоследствии изменять. Эта модель представляет собой простую модель двух однородных линий равной ширины с промежутком, длиной, диэлектрической толщиной, диэлектрической проницаемостью и тангенсом угла потерь. Все геометрические размеры были измерены микрометром на реальной структуре, а диэлектрическая проницаемость и тангенс угла потерь получены путём измерения однородной линии передачи.

Интегрированный в ADS двухмерный электромагнитный анализатор автоматически берёт эти геометрические параметры, рассчитывает комплексные значения импеданса и коэффициента передачи линии и моделирует в частотной области величину вносимых и обратных потерь в такой же конфигурации, как и в реальном измерении.

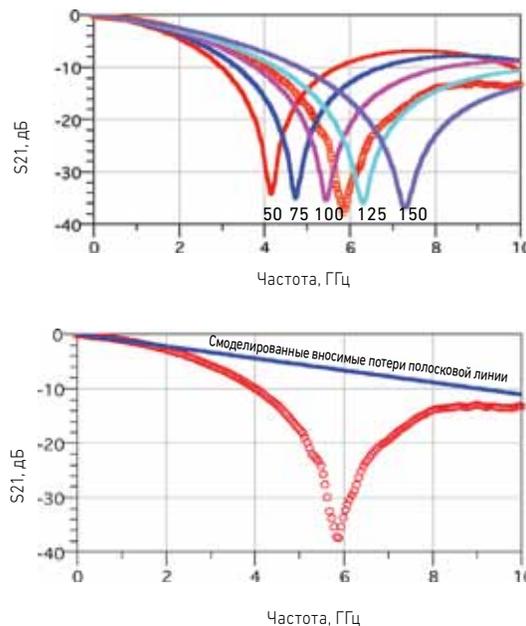
Мы перенесли измеренные вносимые потери в формате Touchstone из рефлектометра в САПР ADS и сравнили смоделированную характеристику с измеренной. На рисунке 24 показаны вносимые потери в дБ и фаза вносимых потерь. Красными круглыми точками показаны результаты измерения, те же, которые видны на экране рефлектометра. Синие линии представляют смоделированную характеристику, полученную на этой простой модели без подгонки параметров.

Соответствие оказалось на удивление высоким в диапазоне примерно до 8 ГГц. Это говорит о том, что ничего странного здесь не происходит. Здесь нет ничего, что отличалось бы от обычного поведения двух связанных линий с потерями. В данном случае вторая линия, на которую сигнал не подаётся, нагружена с обоих концов резисторами 50 Ом. Модель продемонстрировала такое же поведение. Мы наблюдаем этот аномальный провал вносимых потерь на одиночной линии, когда она является частью пары линий, но не тогда, когда она изолирована, и это мы подтвердили с помощью электромагнитного анализа, исходя из предположения, что именно близость соседней линии порождает этот провал.

2 Двухпортовые TDR/TDT-измерения (продолжение)

2.5 Выявление конструктивных особенностей, создающих дополнительные потери (продолжение)

Эффект, породивший это губительное поведение, вовсе не аномальный, он просто плохо заметен. Можно потратить недели, подвергая новые платы испытаниям то на один эффект, то на другой, в поисках выступа, влияющего на такое поведение. Например, в поисках причин появления этой резонансной частоты можно изменять длину связи, ширину линии, промежуток между линиями, диэлектрическую толщину и даже диэлектрическую проницаемость и тангенс угла потерь. Или можно провести эти же эксперименты в виртуальной среде с помощью таких средств моделирования, как САПР ADS, но только после того, как мы убедимся, что инструмент точно прогнозирует такое поведение, мы можем использовать его для исследования пространства проектирования.



Одинаковые, связанные между собой полосковые линии
 $w = 3,125$ мм, $s = 2,875$ мм

Рисунок 35. Меняя разнесение двух линий передачи, можно показать его влияние на провал вносимых потерь.

Один из очевидных виртуальных экспериментов заключается в изменении ширины линии. Что случится с резонансным провалом вносимых потерь одной линии, если сдвинуть дорожки печатной платы ближе или наоборот раздвинуть их дальше? На рисунке 35 показаны смоделированные вносимые потери одной линии в модели из двух простых связанных линий с разнесением линий на 1,25, 1,875, 2,5, 3,125 и 3,75 мм. Красными круглыми точками показаны вносимые потери несимметричной линии. Для каждой линии смоделирована характеристика вносимых потерь при разном разнесении дорожек печатной платы. Дорожка печатной платы с минимальной частотой резонанса имеет разнесение 1,25 мм, за ним идёт дорожка с разнесением 1,875 мм и, наконец, 3,75 мм.

С ростом разнесения частота резонанса растёт. Это кажется неестественным. Большинство резонансных эффектов снижает частоту с увеличением размеров. И всё же в этом случае резонансная частота растёт с увеличением промежутка. Если бы мы не имели подтверждения очень точного соответствия модели с экспериментом на предыдущем рисунке, то, вероятно, могли бы усомниться в результатах моделирования.

Ясно, что этот провал не связан с резонансом. Причина его возникновения не столь очевидна, но тесно связана с перекрёстными помехами на дальнем конце. В частотной области, когда синусоидальный сигнал поступает на вход первой линии, он будет наводиться на вторую линию. По мере его распространения по линии, существует частота, на которой вся энергия передаётся с первой линии на соседнюю, ничего не оставляя в первой линии и, следовательно, порождая большой провал.

2 Двухпортовые TDR/TDT-измерения (продолжение)

2.5 Выявление конструктивных особенностей, создающих дополнительные потери (продолжение)

С дальнейшим повышением частоты энергия начинает передаваться обратно на первую линию. Этот процесс повторяется. Это фундаментальное свойство мод и тесно связанных систем. В конечном итоге это явление сопряжено с тем фактом, что две моды, распространяющиеся по паре линий (чётная и нечётная мода), распространяются в микрополосковой линии с разными скоростями. Если это объяснение верно, и если бы две связанные линии были спроектированы так, чтобы чётная и нечётная моды распространялись с равными скоростями, провал бы не наблюдался.

Кроме того на рисунке 35 показаны смоделированные вносимые потери одной полосковой линии передачи той же ширины, имеющей по соседству терминированную дорожку печатной платы, проходящую на расстоянии 2,875 мм. В этом случае провала на 6 ГГц не наблюдается, и вносимые потери плавно спадают с ростом частоты из-за диэлектрических потерь в подложке.

Отсюда вытекает важное правило проектирования: чтобы получить максимальную полосу пропускания несимметричной линии передачи, нужно избегать её соседства с другими линиями, по крайней мере, с терминированными.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи

3.1 Обзор

До сих пор мы рассматривали электрические характеристики несимметричных линий передачи. В присутствии соседней линии передачи часть энергии линии может перейти во вторую линию, создавая в ней шум. Чтобы отличить эти две линии, мы иногда называем сигнальную линию активной или линией-источником помехи. Вторая линия называется пассивной линией или линией, подверженной воздействию помехи. Эта ситуация показана на рисунке 36.

На один конец активной линии подаётся воздействующий сигнал рефлектометра. Мы без всяких проблем получаем рефлектограмму активной линии. Подключив второй порт к дальнему концу активной линии, можно измерить характеристику TDT. Если подключить второй порт к концу соседней пассивной линии, то можно измерить шум, наведённый в этой пассивной линии. Чтобы различать два конца пассивной линии, мы будем называть конец, ближний к точке входа воздействующего сигнала, ближним концом, а другой её конец – дальним концом.

Отношение шумового напряжения на ближнем конце пассивной линии к воздействию сигнала, входящему в активную линию, называется перекрёстной помехой на ближнем конце (NEXT). Отношение шумового напряжения на дальнем конце пассивной линии к воздействию сигнала, входящему в активную линию, называется перекрёстной помехой на дальнем конце (FEXT). Эти два параметра описывают уровень перекрёстных помех между двумя параллельными, однородными линиями передачи. Их можно непосредственно измерить с помощью двухпортового TDR-измерения.

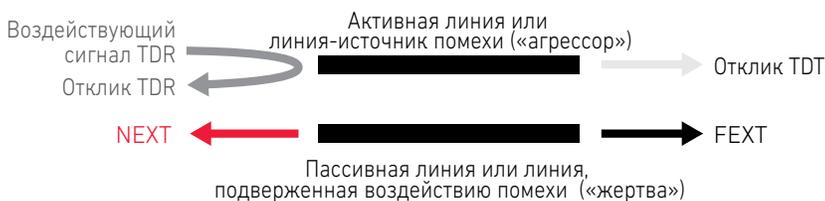


Рисунок 36. Схема двухпортового TDR-измерения.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи (продолжение)

3.2 Измерение NEXT

В качестве простого примера на рисунке 37 показано измерение перекрёстных помех на ближнем конце в паре тесно связанных микрополосковых линий. Эти линии представляют собой микрополосковые линии с волновым сопротивлением примерно 50 Ом, длиной 228 мм и промежутком, примерно равным ширине линии. Жёлтая кривая показывает измеренную рефлектограмму одной из линий пары. Вертикальный масштаб 5 Ом/дел. Большой пик в левой части кривой соответствует высокому импедансу разъёма SMA, а на дальнем конце, на разъёме наблюдается меньшая неоднородность.



Рисунок 37. Измерение NEXT в пассивной линии с помощью маркера.

Зелёная кривая соответствует измеренному напряжению на ближнем конце, при этом дальний конец согласован резистором 50 Ом. Для считывания шума на ближнем конце линии прямо с экрана можно воспользоваться маркерами, которые показывают значение 5,22 мВ. При этом уровень падающего сигнала на входе активной линии равен 200 мВ. Следовательно, NEXT равен $5,22 \text{ мВ} / 200 \text{ мВ} = 2,6 \%$. Он появляется с передним фронтом сигнала и совпадает по длительности с откликом TDR – время прохода в оба конца.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи (продолжение)

3.3 Измерение FEXT

Подключив второй канал рефлектометра к дальнему концу пассивной линии, можно измерить шум на дальнем конце. Одновременно к ближнему концу подключается резистор согласованной нагрузки 50 Ом. Измеренный шум на дальнем и ближнем концах пассивной линии показан на рисунке 38. Оба шума показаны в одном масштабе 20 мВ/дел. Это соответствует 10 % перекрёстных помех на деление. Белая линия соответствует шуму на ближнем конце, а синяя линия – на дальнем.



Рисунок 38. Измерение NEXT и FEXT с помощью второго канала рефлектометра.

В этом примере NEXT равен всего 2,6 %, а вот FEXT достигает огромной величины 30 %. Он появляется в пассивной линии в момент, соответствующий половине времени прохождения в обе стороны, то есть, через время прохода в одну сторону, за которое сигнал проходит от входа до выхода.

Длительность шума на дальнем конце соответствует длительности фронта сигнала. На самом деле, форма шума на дальнем конце грубо определяется производной переднего фронта сигнала.

Эти значения NEXT и FEXT получены для особого случая, когда все концы обеих линий терминированы, и отражения сигнала и шума отсутствуют. Обычно для измерения значений NEXT и FEXT приходится подключать второй порт рефлектометра к каждому из двух концов пассивной линии, а к неиспользуемому концу подключать резистор согласованной нагрузки. Однако воспользовавшись отражением, мы можем выполнить оба измерения с одного конца. Только нужно учесть, что изменение согласования меняет и регистрируемое значение шума.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи (продолжение)

3.4 Моделирование FEXT для разной длительности фронта

Если мы измеряем шум на ближнем конце линии, мы со всей очевидностью должны измерить напряжение на ближнем конце. Однако если оставить дальний конец пассивной линии разомкнутым, то распространяющийся по линии шум отразится от разомкнутого дальнего конца и вернётся к ближнему концу, где его можно измерить.

Кроме того, если оставить разомкнутым и дальний конец активной линии, то сигнал отразится и от него. Вернувшись к входному концу активной линии, он создаст дополнительный шум на дальнем конце пассивной линии, который будет распространяться в обратном направлении в сторону ближнего конца. Это увеличит шум дальнего конца пассивной линии, регистрируемый на ближнем конце.

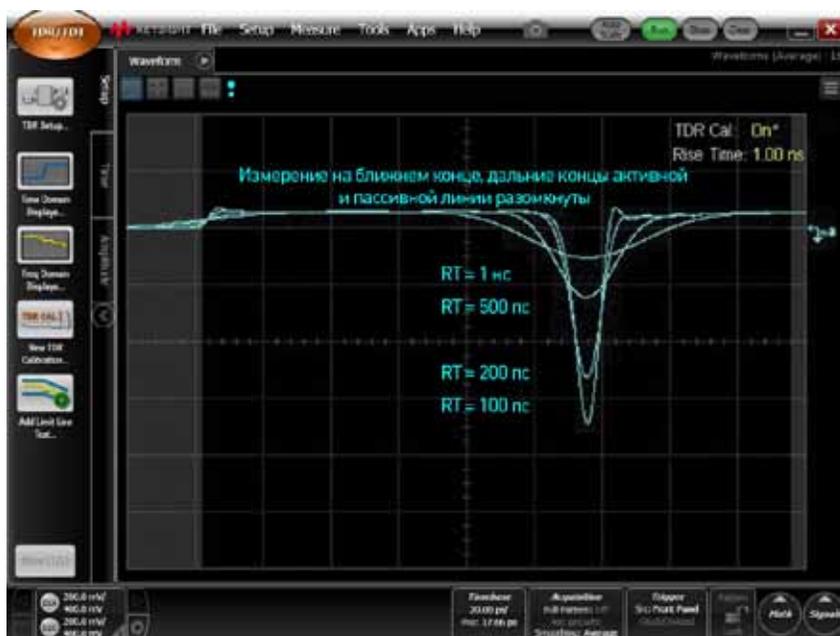


Рисунок 39. Моделирование FEXT для разной длительности системных фронтов: RT = 100, 200, 500 и 1000 пс.

На рисунке 39 показан измеренный шум на ближнем конце пассивной линии. Хорошо виден начальный шум ближнего конца, за которым, через время прохождения в оба конца, следует отражённый шум дальнего конца.

Форма шума дальнего конца определяется производной от переднего фронта сигнала. Это значит, что с изменением длительности переднего фронта пиковое значение шума дальнего конца будет изменяться. Однако площадь под кривой шума дальнего конца будет оставаться постоянной, если уровень напряжения сигнала останется неизменным.

На рисунке 39 показан пример шума ближнего и дальнего концов, измеренного на ближнем конце, для разной длительности фронта сигнала. Обратите внимание на две важные особенности. Амплитуда шума ближнего конца не зависит от длительности фронта. И второе, пиковое значение шума дальнего конца уменьшается с ростом длительности фронта, но площадь под кривой шума дальнего конца остаётся неизменной. С уменьшением длительности фронта пик уменьшается, но шум дальнего конца расширяется, поскольку производная от фронта расширяется с ростом длительности фронта.

Понимание влияния согласования на измеренный шум одного или другого конца пассивной линии часто может помочь в интерпретации наблюдаемого шума.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи (продолжение)

3.5 Выявление конструктивных особенностей, дающих вклад в NEXT

В этом примере мы рассмотрим шум, измеренный между двумя параллельными соединительными линиями материнской платы с двумя подключаемыми картами. В данном случае линии являются полосковыми, но распределение диэлектрика неравномерно, поэтому на дальнем конце возникает некоторый шум. Суммарная длина параллельного участка, включая прохождение по материнской плате, равна примерно 610 мм.

Рефлектограмма одной из несимметричных линий показана на рисунке 40. Масштаб равен 10 Ом/дел. Самый первый выброс наблюдается на разъёме SMA. Область постоянного импеданса, значение которого 56,8 Ом можно считать с первого сплошного маркера, представляет собой соединительную линию на дочерней карте.

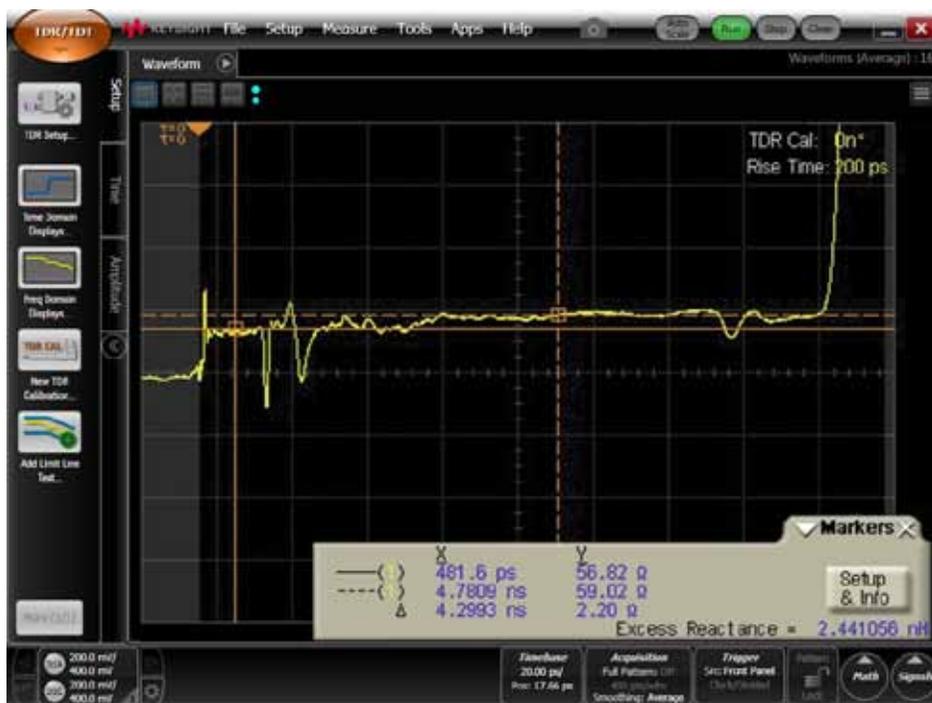


Рисунок 40. Измеренная рефлектограмма 610-миллиметровой дорожки материнской печатной платы. Для измерения импеданса дочерней и материнской плат использовались маркеры.

Первый провал соответствует полю переходных отверстий в месте установки разъёма на дочерней плате. Короткая однородная область расположена внутри разъёма, и за ней следует второй провал в поле переходных отверстий материнской платы. Длинная область однородного импеданса со значением примерно 59 Ом, которое показывает второй пунктирный маркер, соответствует соединительной линии на материнской плате. В конце дорожки материнской печатной платы располагается вторая дочерняя карта. Из-за ослабления в соединительных линиях начальный фронт воздействующего сигнала TDR был увеличен на время прохождения до дальнего конца активной линии, и пространственное разрешение было уменьшено.

В качестве активного сигнала использовался входной сигнал от рефлектометра, и выполнялось измерение шума на ближнем и дальнем конце соседней пассивной линии.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи (продолжение)

3.5 Выявление конструктивных особенностей, дающих вклад в NEXT (продолжение)

Шум на ближнем конце пассивной линии показан на рисунке 41 синим цветом в масштабе 10 мВ/дел. При этом входной сигнал имеет амплитуду 200 мВ, поэтому масштаб равен 5 % на деление. В этом случае видно, что шум ближнего конца имеет пик величиной около 11 %. С учётом типичной доли шума перекрёстных помех в общем бюджете шума – 5 %, шум на ближнем конце 11 % можно считать большим. И первое, что нужно сделать на пути к его снижению, это выяснить, откуда он происходит.



Рисунок 41. Измеренные NEXT и FEXT в 610-миллиметровой дорожке материнской печатной платы с терминированными концами.

Исследуя положение шума ближнего конца в отклике TDR, можно быстро определить, в каком месте соединительной линии он возникает. По мере прохождения активного сигнала по активной линии, отклик TDR подхватывает отражения от изменений импеданса. Время, когда эти отражения регистрируются у ближнего конца активной линии, определяется временем прохождения сигнала от источника до неоднородности и обратно.

Аналогичным образом время регистрации шума ближнего конца на ближнем конце пассивной линии равно времени прохождения сигнала до этой точки, плюс времени прохождения возникшего шума обратно к ближнему концу пассивной линии. Это значит, что сравнивая время отклика шума на ближнем конце с откликом TDR, можно определить, какая именно особенность активной соединительной линии могла создать этот шум.

Взглянув на синюю кривую на рисунке 41 и сравнив её с жёлтой кривой отклика TDR, можно увидеть, что шум ближнего конца в дорожке дочерней платы мал – всего 4 %. Очень большой пик соответствует разъёму между дочерней картой и материнской платой. Кроме того, мы наблюдаем двойной пик, соответствующий полю переходных отверстий на двух платах, и большой вклад от самого разъёма.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи (продолжение)

3.5 Выявление конструктивных особенностей, дающих вклад в NEXT (продолжение)

Шум ближнего конца от линий материнской платы тоже высок – около 5 %, а за ним следует пик шума ближнего конца, порождённый разъемом на другом конце соединительной линии. Это говорит о том, что для минимизации шума ближнего конца на этой материнской плате нужно обратить внимание на конструкцию разъёма. Для несимметричных сигналов нужно использовать разъём с меньшей связью, чем у этого конкретного разъёма. Связь между сигнальными линиями материнской платы достаточно высока, но, вероятно, будет укладываться в типичный бюджет шума.

Кроме того, зелёная линия на рисунке 41 соответствует измеренному шуму дальнего конца пассивной линии. В данном масштабе видно, что шум дальнего конца примерно равен 4 %. И хотя соединительные линии являются полосковыми, любые неоднородности диэлектрического распределения будут создавать шум на дальнем конце. Впрочем, он достаточно мал и проблем не создаёт.

3.6 Исследование влияния терминирования на NEXT и FEXT

Зная уровни шумов пассивной линии с терминированными концами, мы можем рассчитать уровень шумов для нетерминированных концов, что соответствует случаю применения приёмников с тремя состояниями. В связи с высоким значением импеданса, любой сигнал, достигший этих разомкнутых концов, будет отражаться, и существует одна конкретная ситуация, в которой это может породить серьёзные проблемы.

Если дальний конец активной линии может иметь три состояния и разомкнут, и дальний конец пассивной линии является приёмником, а ближний конец пассивной линии может иметь три состояния и разомкнут, как показано на рисунке 42, то шум, регистрируемый на дальнем конце пассивной линии, может превысить 15 %, что очень много. В этой конфигурации сигнал, проходящий по активной линии, будет генерировать шум на ближнем конце пассивной линии, который будет возвращаться обратно к началу пассивной линии. Но если этот конец пассивной линии может иметь три состояния и разомкнут, то шум ближнего конца отразится и вернётся к дальнему концу пассивной линии.

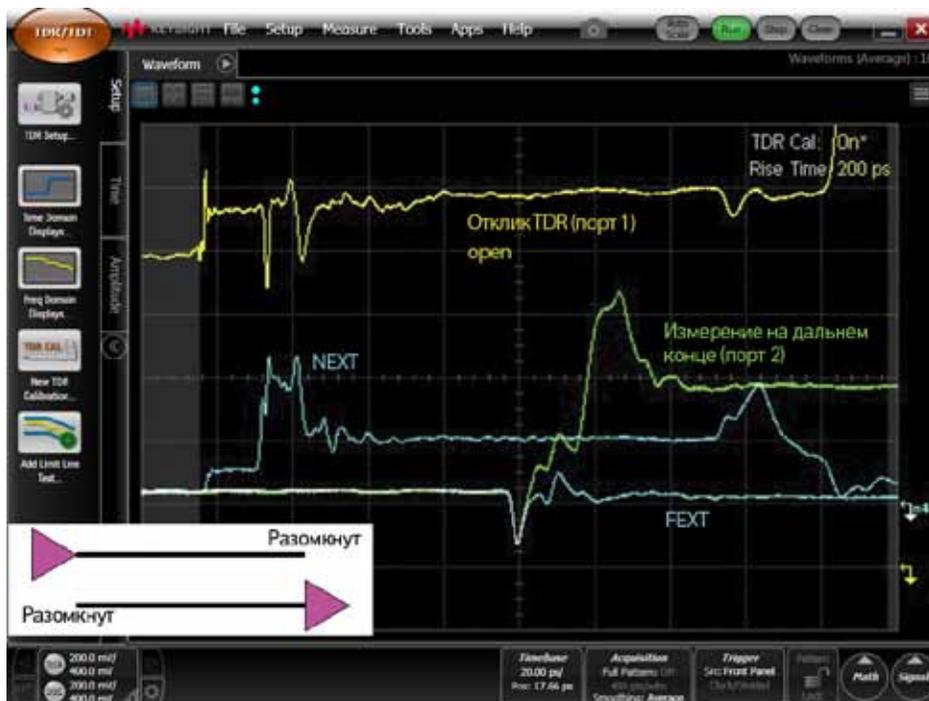


Рисунок 42. Измерение перекрёстных помех в пассивной линии с наихудшим случаем терминирования.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи (продолжение)

3.6 Исследование влияния терминирования на NEXT и FEXT (продолжение)

Передний фронт отражённого шума ближнего конца совпадёт с передним фронтом сигнала, идущего по активной линии к приёмнику. Когда этот сигнал достигнет дальнего конца активной линии, и расположенный здесь приёмник всё ещё будет находиться в третьем состоянии, сигнал отразится от этого разрыва. Отражённый сигнал вернётся к источнику и создаст шум ближнего конца в пассивной линии, который направится к приёмнику на дальнем конце.

Отражённый шум ближнего конца, возникший в пассивной линии, достигнет дальнего конца пассивной линии в тот самый момент, когда активный сигнал достигнет дальнего конца и отразится, что создаст ещё один круг прохождения шума ближнего конца. Это значит, что шум ближнего конца, регистрируемый приёмником на дальнем конце пассивной линии, практически удвоится.

Зелёная кривая на рисунке 42 соответствует шуму, измеренному на дальнем конце пассивной линии, когда дальний конец активной линии разомнут, и ближний конец пассивной линии разомнут. Это значение шума имеет пик величиной 15 %. Он не достигает удвоенного значения NEXT (20 %) в основном из-за распределения шума ближнего конца по малой длине разъёма, по сравнению с длительностью фронта сигнала.

Этот пример показывает, что реальный измеренный шум зависит не только от связи между линиями, но и от способа терминирования этих линий. Измеряя перекрёстные помехи, нужно тщательно учитывать конфигурацию терминирования для наихудшего случая.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи (продолжение)

3.7 Измерение скачков потенциала земли

Перекрёстные помехи порождаются емкостной и индуктивной связью. В однородных близко расположенных линиях передачи емкостная и индуктивная связь равномерно распределена вдоль их длины. Кроме того, связь может быть сосредоточена в одном месте. В частности, любые неоднородности в проводнике цепи обратного тока под сигнальными проводниками, могут существенно увеличивать индуктивную связь. Шум, порождённый индуктивной связью, называется шумом коммутации. Особый тип шума коммутации возникает тогда, когда обратные токи нескольких сигнальных трактов проходят по одним и тем же обратным цепям. Такие шумы называются скачками потенциала земли.

Чаще всего скачки потенциала земли возникают в разъёмах и корпусах ИС, где несколько сигнальных линий используют один общий обратный контакт. Кроме того, скачки потенциала земли могут появляться в межплатных соединениях, если в проводнике цепи обратного тока присутствуют неоднородности, порождающие перекрытие обратных токов. Это случается при наличии зазоров в слое обратного тока, в результате чего обратные токи вынуждены протекать по узким дорожкам печатной платы.

На рисунке 43 приведён пример двух зазоров в проводнике цепи обратного тока, расположенных под двумя связанными микрополосковыми линиями на плате из FR4. Каждая линия передачи обладает волновым сопротивлением около 50 Ом, а промежуток между линиями примерно равен их ширине. Темно-зелёный цвет возле медных дорожек печатной платы – это цвет печатной платы при наличии под ней сплошной заземляющей пластины. В двух областях, помеченных стрелками, медная поверхность была удалена, в результате чего эти области приобрели светло-зелёный оттенок.



Короткий зазор
в проводнике цепи
обратного тока

Длинный зазор
в проводнике цепи
обратного тока

Рисунок 43. Тесно связанная пара линий передачи с небольшими зазорами в проводнике цепи обратного тока, которые генерируют скачки потенциала земли.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи (продолжение)

3.7 Измерение скачков потенциала земли (продолжение)

В этой конфигурации шум ближнего конца равен примерно 2,5 %, что вполне приемлемо для большинства приложений. Однако при наличии под дорожками печатной платы зазора, обратные токи будут вынуждены его огигать. Это может повысить индуктивность этого участка линии передачи и взаимную индуктивность между двумя линиями. Шум, возникающий в пассивной линии из-за большей взаимной индуктивности этой области, называется скачком потенциала земли, и его можно измерить на ближнем конце пассивной линии.

Одна из линий пары выступает в роли источника помехи. Рефлектограмма этой линии показана на рисунке 44. Здесь наблюдается начальный выброс от разъёма SMA, второй пик отражения от первого зазора, однородная область и затем ещё один пик от второго зазора, однородная область и затем разомкнутый дальний конец линии.



Рисунок 44. Рефлектограмма несимметричной линии передачи, пересекающей зазоры в проводнике цепи обратного тока, демонстрирует индуктивные неоднородности.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи (продолжение)

3.8 Выявление конструктивных особенностей, дающих вклад в скачки потенциала земли

Когда сигнал проходит по активной линии, в пассивной линии генерируется шум, вызванный емкостной и индуктивной связью. На рисунке 45 показан измеренный шум на ближнем конце пассивной линии, когда дальний конец пассивной линии разомнут. Шум на ближнем конце показан в масштабе 20 мВ/дел или 10 процентов на деление.

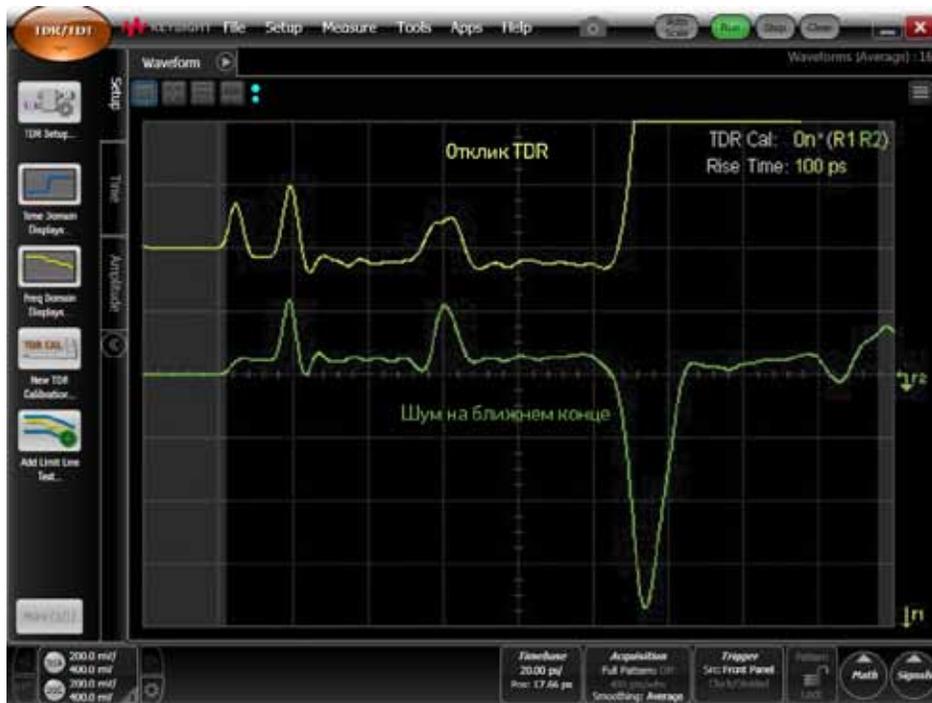


Рисунок 45. Измеренный скачок потенциала земли в пассивной линии, связанный с зазором в проводнике цепи обратного тока.

В начале небольшой шум ближнего конца (примерно 2,5 %) порождается однородной секцией линии передачи. Первый пик шума ближнего конца (примерно 11 %) порождён небольшим зазором в проводнике цепи обратного тока. Он непосредственно определяет скачок потенциала земли, генерируемый в области зазора и наводящийся на соседнюю пассивную линию.

На другой стороне этого зазора шум ближнего конца равен 2,5 % и связан с однородной областью, после чего следует второй 11-процентный пик шума ближнего конца, генерируемый вторым зазором. Затем наблюдается шум ближнего конца от однородной секции и, наконец, отражённый шум дальнего конца в конце пассивной линии. Кроме того, скачок потенциала земли даёт вклад в повышение шума дальнего конца.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи (продолжение)

3.9 Моделирование шума скачков потенциала земли для разной длительности фронтов

Весь шум коммутации создаётся из-за тока коммутации, протекающего через взаимную индуктивность. Пиковое значение шума коммутации связано с взаимной индуктивностью коэффициентом dI/dt . Эта величина зависит от длительности фронта сигнала. Если уменьшить крутизну фронта, то амплитуда шума коммутации снизится. Если длительность фронта можно в достаточной степени увеличить путём регулировки выходного каскада в тех пределах, пока это не сказывается на синхронизации, то шум коммутации можно снизить до приемлемого уровня.

Используя регулятор длительности фронта в рефлектометре на базе осциллографа DCA-X 86100D, можно изменять длительность фронта воздействующего сигнала и измерять результирующие скачки потенциала земли. На рисунке 46 показана рефлектограмма и перекрёстные помехи на ближнем конце для двух связанных линий с двумя зазорами в проводнике цепи обратного тока. Синим цветом показан отклик, который мы наблюдали ранее при длительности фронта 100 пс. Жёлтым цветом показан отклик TDR для длительности фронта 500 пс, а зелёным цветом показан шум, измеренный на ближнем конце при длительности фронта 500 пс.

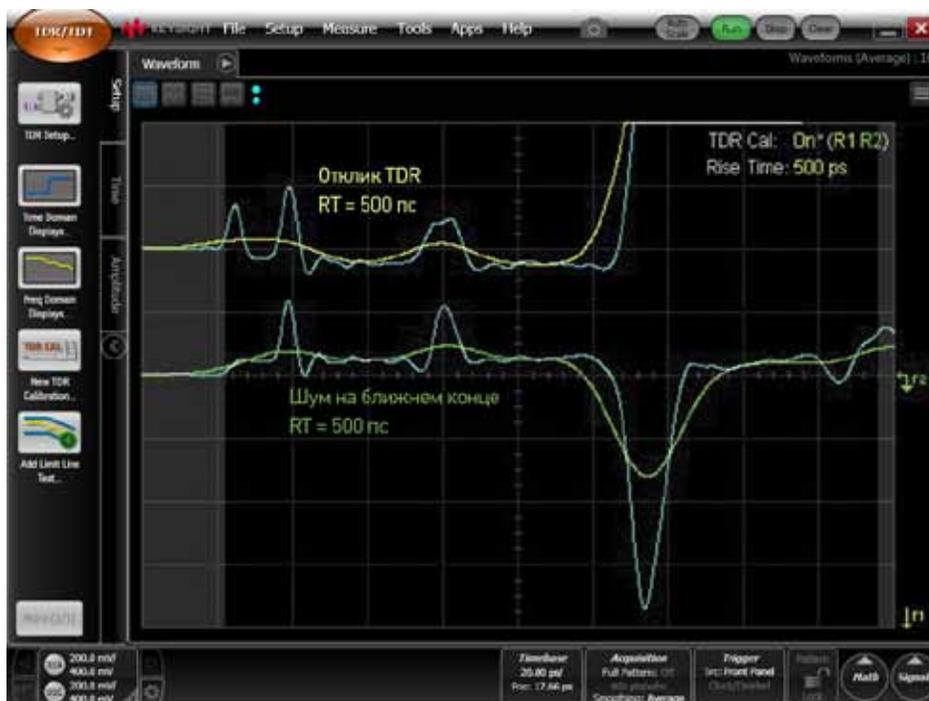


Рисунок 46. Смоделированное влияние длительности фронта на скачок потенциала земли в паре связанных линий с длительностью фронта 500 пс.

Видно, что в каждом случае величина шумового пика существенно уменьшилась. Скачок потенциала земли распределен по большой площади и снизился до совершенно приемлемого уровня. Шум на дальнем конце значительно снизился за счёт увеличения системной длительности фронта, но он всё ещё остаётся большим (примерно 15 %). Однако мы измеряем шум дальнего конца со стороны ближнего конца. В этой конфигурации величина измеренного шума дальнего конца удваивает реальное значение, которое появилось бы на дальнем конце, если бы там присутствовал приёмник, поэтому на самом деле при длительности фронта 500 пс шум дальнего конца тоже может быть приемлемым. Если нам известна конечная длительность фронта системы, то мы можем смоделировать системный сигнал и эмпирически определить, будет ли возникающий шум коммутации приемлем, или надо принимать меры по его снижению.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи (продолжение)

3.9 Моделирование шума скачков потенциала земли для разной длительности фронтов (продолжение)

В предыдущем примере зазор в проводнике цепи обратного тока был очень маленьким, и генерируемый скачок потенциала земли был небольшим. Такой уровень скачка может оказаться вполне приемлемым. Но зачастую зазор в проводнике цепи обратного тока бывает большим. В следующем примере зазор был увеличен до размера большой широкой прорези. На рисунке 47 показан вид сверху на пару 50 Ом микрополосковых линий передачи со сплошной пластиной, создающей область тёмного оттенка. В середине платы часть медного слоя была удалена в области размером примерно дюйм на дюйм. Область без медного слоя имеет жёлтый оттенок.

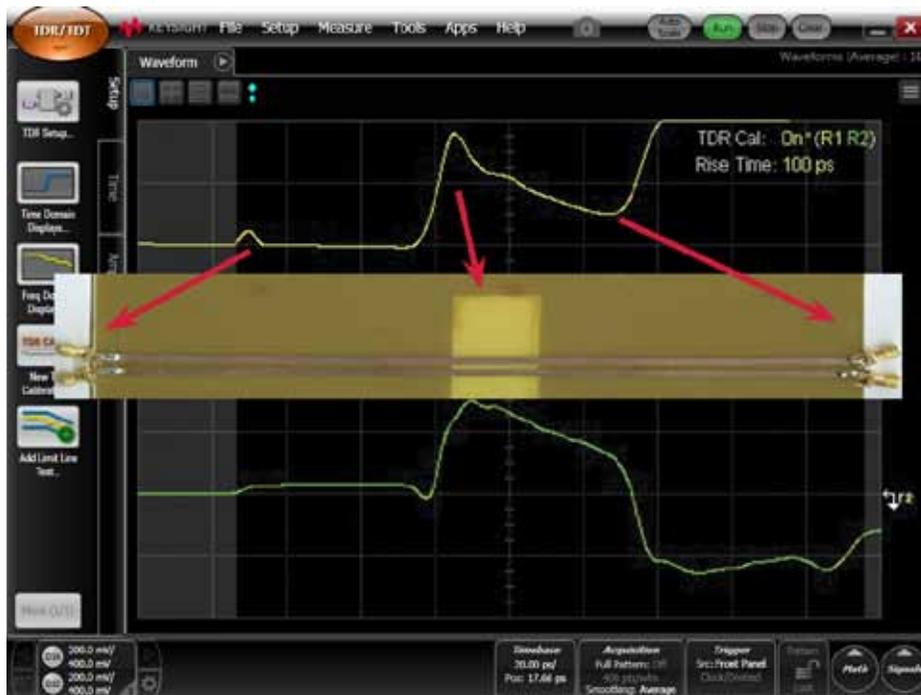


Рисунок 47. Измеренная рефлектограмма одиночной линии, пересекающей большой зазор в проводнике цепи обратного тока, и шум скачка потенциала земли в пассивной линии.

Воздействующий сигнал TDR подаётся в одну из линий, а второй канал используется для измерения шума на ближнем конце дорожки печатной платы. Два дальних конца линий передачи оставлены разомкнутыми. По мере прохождения сигнала TDR по линии, он встречает на своём пути неоднородности импеданса. Измеренная рефлектограмма (жёлтая кривая в масштабе 50 мВ/дел на рисунке 47) показывает небольшой индуктивный пик в начале линии от разъёма SMA. Очень большой пик в середине линии порождён зазором в проводнике цепи обратного тока. Зазор существенно увеличивает индуктивность сигнального тракта, поскольку обратный ток вынужден теперь проходить большой путь в обход зазора. Этот дополнительный путь повышает последовательную индуктивность сигнального тракта, и прежде чем отражённый сигнал успеет установиться, он достигает разомкнутого конца линии.

В то время, пока воздействующий сигнал TDR распространяется по активной линии, второй канал измеряет шум ближнего конца пассивной линии (зелёная кривая) в том же масштабе 50 мВ/дел. Вначале мы видим здесь очень малый шум ближнего конца, порождённый тесной связью между однородными сегментами линий передачи. В этом масштабе он едва заметен. Но как только сигнал TDR достигает индуктивной неоднородности и генерирует скачок потенциала земли в двух областях печатной платы, это напряжение наводится на пассивную линию. На самом деле мы видим, что скачок потенциала земли в пассивной линии имеет примерно ту же величину, что и отражённый сигнал в активной линии. В сущности, весь отражённый сигнал является скачком потенциала земли, общим с пассивной линией.

3 Двухпортовые TDR-измерения и перекрёстные помехи (продолжение)

3.9 Моделирование шума скачков потенциала земли для разной длительности фронтов (продолжение)

Такой уровень шума в пассивной линии – примерно 75 мВ из 200 мВ или 37 % от падающего сигнала, значительно превышает любой разумный бюджет шума и может считаться просто катастрофическим. На самом деле все печатные проводники шины имеют общую цепь обратного тока и, обходя зазор, будут испытывать этот скачок потенциала земли. Чем больше линий будут одновременно менять своё состояние, тем больше будет генерироваться скачок потенциала земли dI/dt , и тем больше будет шум коммутации в пассивных линиях.

Один из способов выявления шума коммутации заключается в поиске узких, изолированных областей, в которых резко повышается шум ближнего конца. Для поиска мест, в которых генерируется шум ближнего конца, можно использовать рефлектограмму активной линии.

Хотя увеличение длительности фронта снижает уровень шума коммутации, в некоторых случаях он всё же остаётся слишком большим. На рисунке 48 выполнено сравнение фронта 100 пс с фронтом 1 нс для большого зазора.

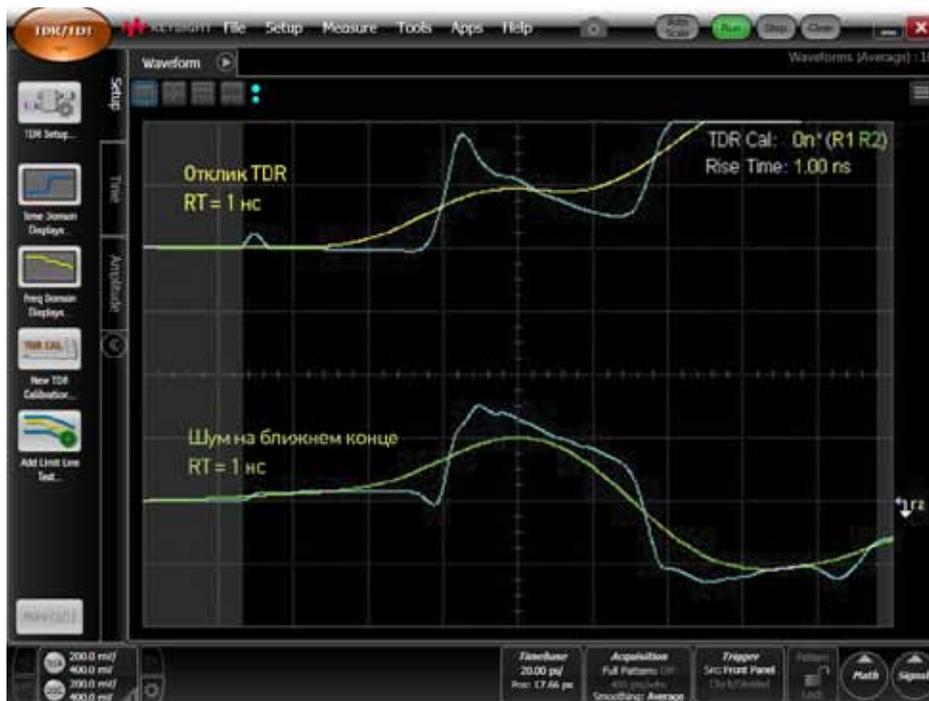


Рисунок 48. Моделирование скачка потенциала земли для большого зазора при длительности фронта 100 пс и 1 нс.

Хотя с увеличением длительности фронта на порядок скачок потенциала земли немного уменьшился, он всё ещё остаётся большим. Этот пример демонстрирует применение TDR для моделирования длительности системного фронта и оценки влияния неоднородности на уровень возникающих перекрёстных помех. Это показывает, что никакая регулировка времени нарастания эту проблему не устранил. Вместо этого нужно выявить источник скачка потенциала земли и устранить зазор, либо обвести сигналы вокруг зазора так, чтобы они его не пересекали.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR)

4.1 Обзор

Ранее мы исследовали две связанные между собой несимметричные линии. Каждая из них обладала своим профилем импеданса и задержкой, и в каждой из них возникал шум ближнего и дальнего конца при пропускании сигнала по другой линии. Но это лишь один из возможных способов описания этих двух линий.

Эквивалентный способ описания этих же двух линий заключается в том, чтобы представить их в виде дифференциальной пары. По дифференциальной паре могут распространяться два типа сигналов: дифференциальный и синфазный. В дифференциальном сигнале напряжение одной линии представляет собой инвертированное напряжение в другой линии. Дифференциальная составляющая сигнала дифференциальной пары определяется разностью напряжений между двумя линиями. Это значит, что в дифференциальной паре напряжение одной линии, измеренное относительно цепи обратного тока, равно напряжению в другой линии с противоположным знаком. Большинство высокоскоростных последовательных шин использует для передачи информации дифференциальные сигналы. Благодаря конструкции приёмников, дифференциальный сигнал имеет значительно меньший уровень шумов и лучшую помехоустойчивость по сравнению с несимметричными сигналами.

Синфазная составляющая сигнала представляет собой среднее значение сигналов в линиях дифференциальной пары. Это значит, что синфазный сигнал является мерой совпадения напряжений в двух линиях. И хотя синфазный сигнал редко используется для передачи информации, иногда он может порождать проблемы, если становится слишком большим и доводит дифференциальные приёмники до насыщения, или если он генерируется сигналами на внешних кабелях, внося вклад в электромагнитные помехи.

Когда дифференциальный сигнал проходит по соединительной линии, он возбуждает в дифференциальной паре нечётную моду и взаимодействует с дифференциальным импедансом соединительной линии. Когда по соединительной линии проходит синфазный сигнал, он возбуждает в дифференциальной паре чётную моду и взаимодействует с синфазным импедансом дифференциальной пары.

Для измерения параметров дифференциальной пары рефлектометр должен подать в неё дифференциальный или синфазный сигнал и измерить отклик в виде отражённого дифференциального или синфазного сигнала. Для этого нужно подключить к одному концу дифференциальной пары два канала и подать в неё два одновременных дифференциальных или синфазных воздействия. Это делается с помощью дифференциального измерителя TDR (DTDR).

Если используются дифференциальные воздействия, как показано на рисунке 49, то воздействующие сигналы двух каналов строго противоположны друг другу, а если используются синфазные воздействия, то выходные напряжения строго одинаковы.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.1 Обзор (продолжение)

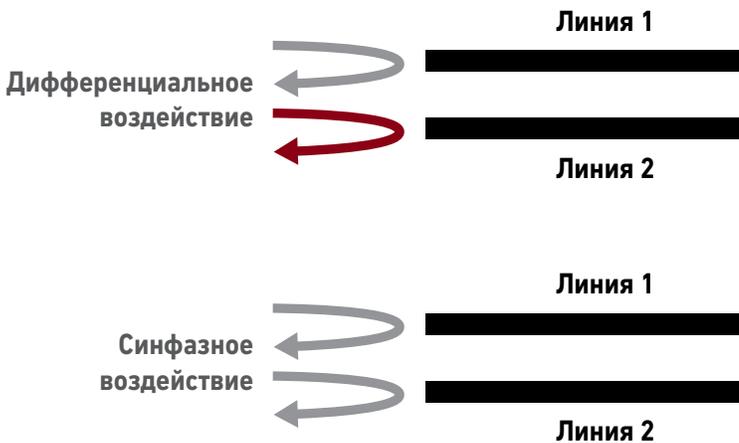


Рисунок 49. Схема измерения дифференциальной пары.

В процессе DTDR-измерения настраивается либо на один режим работы, либо на другой. Для перевода DTDR в режим дифференциального воздействия нужно открыть окно настройки TDR, щёлкнув на «TDR Setup», а затем выбрать дифференциальный режим для воздействующего сигнала TDR.



Рисунок 50. Экран настройки DTDR для дифференциальных измерений.

На рисунке 50 показан экран настройки, на котором выбран дифференциальный режим работы. Важно отметить, что не следует путать синфазный режим работы с чётной модой, в которой можно возбудить дифференциальную пару. На экране выбора режима слово «mode» означает режим работы, а не моду, в которой возбуждается дифференциальная пара.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.2 Измерение каждого из пяти импедансов дифференциальной пары

Если мы имеем несимметричную линию передачи, которая является частью дифференциальной пары, то она описывается тремя разными импедансами. Она обладает несимметричным импедансом – мгновенным импедансом, соответствующим ситуации, в которой в другой линии пары присутствует постоянное напряжение; импедансом нечётной моды – мгновенным импедансом линии, соответствующим ситуации, в которой пара возбуждается нечётной модой; и импедансом чётной моды – мгновенным импедансом линии, соответствующим ситуации, в которой пара возбуждается чётной модой.

На рисунке 51 показан измеренный отклик TDR одной линии дифференциальной пары. Эти микрополосковые линии имеют длину 228 мм, обладают волновым сопротивлением примерно 50 Ом и разнесены на расстояние, равное их ширине. В данном масштабе (20 мВ/дел) одно деление соответствует отражённому напряжению 10 %.

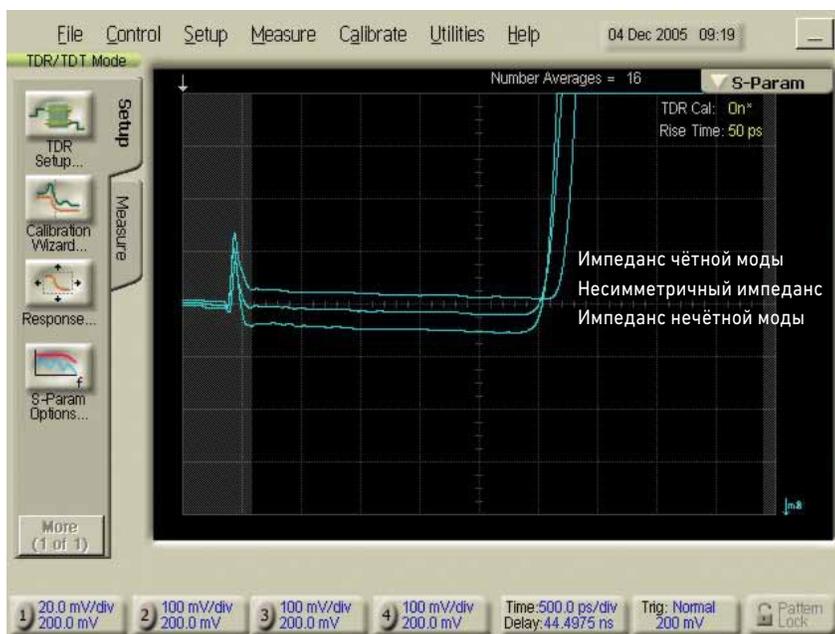


Рисунок 51. Измеренный отклик TDR одной линии передачи, настроенной на работу с чётной модой.

Если DTDR настраивается на несимметричный режим, то мы получаем отклик в виде несимметричного импеданса. Если он настраивается на дифференциальный режим, то отклик TDR каждого канала представляет собой импеданс нечётной моды, а когда DTDR настраивается на синфазный режим, то отклик TDR каждого канала представляет собой импеданс чётной моды. И хотя мы можем взять измеренные отражённые напряжения и рассчитать соответствующие импедансы, значительно проще заставить рефлектометр сделать это самостоятельно.

Вертикальную шкалу можно переключить на омы, чтобы непосредственно отображать импеданс первого порядка. На рисунке 52 показан тот же измеренный отклик, что и раньше, но отражённое напряжение было преобразовано в мгновенный импеданс. Масштаб был увеличен до 2 Ом/дел, причём центр экрана соответствует 50 Ом.

Теперь мы можем прочесть все три импеданса этой линии прямо с экрана. В каждом случае импеданс начинается с большого значения на одном конце и спадает примерно на 1-2 Ом на другом конце. Чётная мода теряет 2 Ом, тогда как импеданс нечётной моды меняется всего на 1 Ом. Отсюда можно предположить, что вероятной причиной малого изменения импеданса вдоль платы является изменение диэлектрической толщины, поскольку импеданс чётной моды более чувствителен к изменению диэлектрической толщины, чем импеданс нечётной моды.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.2 Измерение каждого из пяти импедансов дифференциальной пары (продолжение)

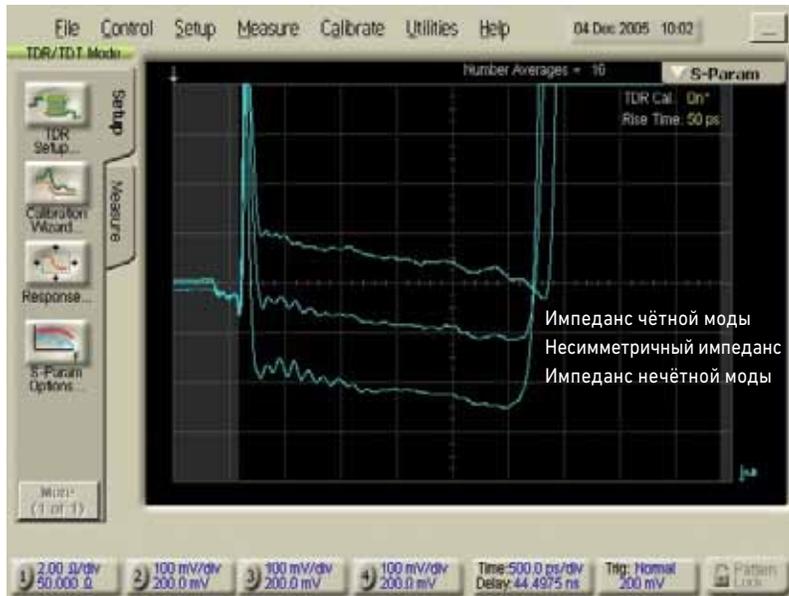


Рисунок 52. Три импеданса одной линии, показанные прямо на шкале импеданса.

Эти три значения импеданса каждой линии содержат всю информацию о свойствах импеданса дифференциальной пары, которая может нам понадобиться.

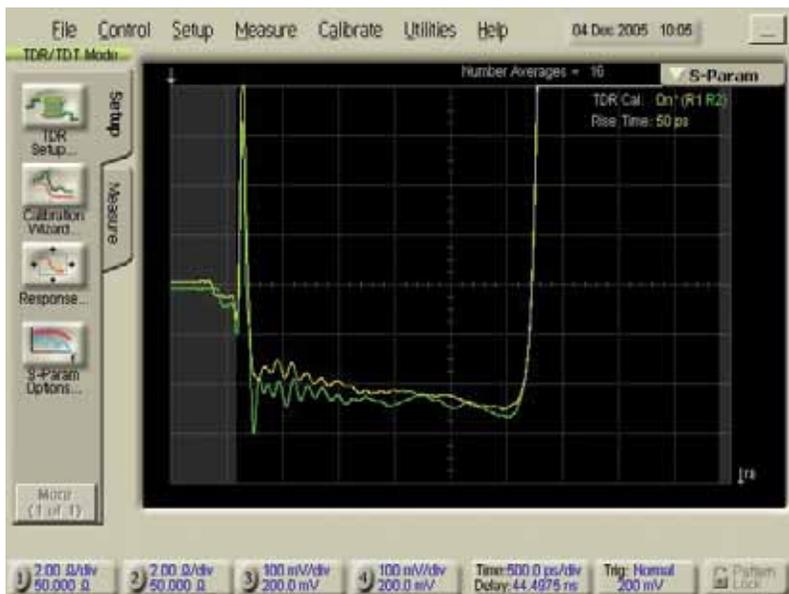


Рисунок 53. Измеренный импеданс нечётной моды каждой линии дифференциальной пары, отображаемый непосредственно на шкале импеданса.

В DTDR-измерениях дифференциальной пары, импедансы нечётной моды обеих линий измеряются одновременно. Ранее мы показали импеданс только одной линии. На рисунке 53 показан отклик нечётной моды обеих линий в масштабе 2 Ом/дел. Это индивидуальные отклики каждого канала. В данном случае мы видим, что дифференциальные импедансы двух линий совпадают с точностью до долей ома.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.2 Измерение каждого из пяти импедансов дифференциальной пары (продолжение)

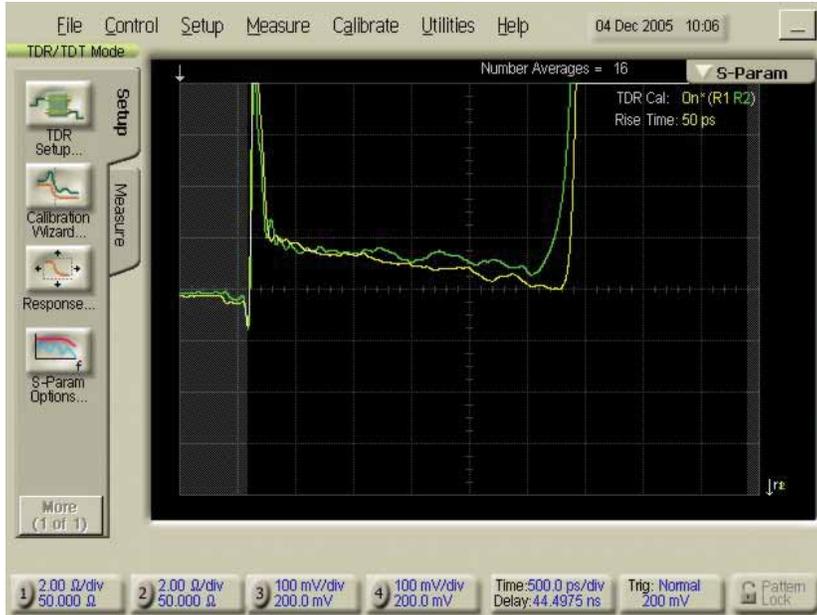


Рисунок 54. Измеренный импеданс чётной моды каждой линии дифференциальной пары, отображаемый непосредственно на шкале импеданса.

Аналогичным образом, если воздействующий сигнал настроен на синфазный режим работы, то отклик двух каналов показывает импеданс чётной моды. И снова, из рисунка 54 видно, что для этой дифференциальной пары импедансы чётной моды совпадают с точностью до долей ома.

Но импедансы чётной и нечётной моды – это ещё не всё. Хотя каждая линия может иметь импеданс нечётной моды при распространении дифференциального сигнала по дифференциальной паре, сам дифференциальный сигнал видит дифференциальный импеданс. Численно он равен сумме импедансов нечётной моды обеих линий. Если импедансы нечётной моды обеих линий совпадают, то дифференциальный импеданс пары равен удвоенному импедансу нечётной моды любой из линий.

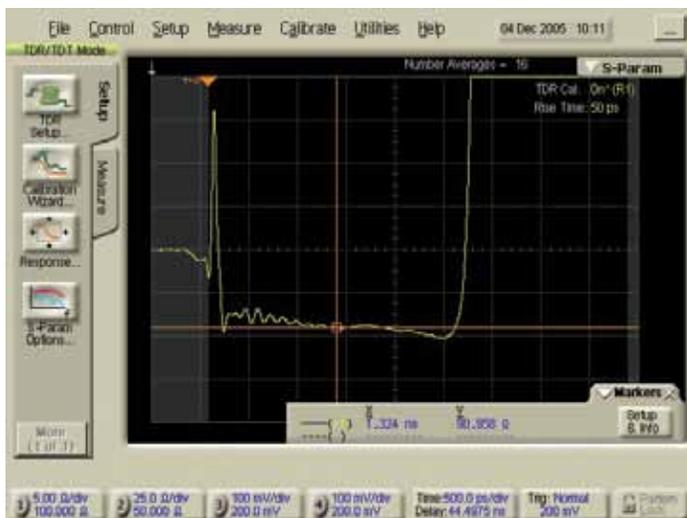


Рисунок 55. Измеренный дифференциальный импеданс пары микрополосковых линий, отображаемый непосредственно на шкале импеданса.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.2 Измерение каждого из пяти импедансов дифференциальной пары (продолжение)

DTDR может просто и легко отобразить профиль дифференциального импеданса пары линий. Для этого нужно перевести воздействующий сигнал в дифференциальный режим и выбрать в настройке Response 2 (Отклик 2) дифференциальный импеданс. Как показано на рисунке 55, профиль дифференциального импеданса можно построить прямо на экране. В данном случае он построен в масштабе 5 Ом/дел, причём центру экрана соответствует значение 100 Ом. Для считывания дифференциального импеданса можно воспользоваться маркером, который в данном случае показывает значение 91 Ом.

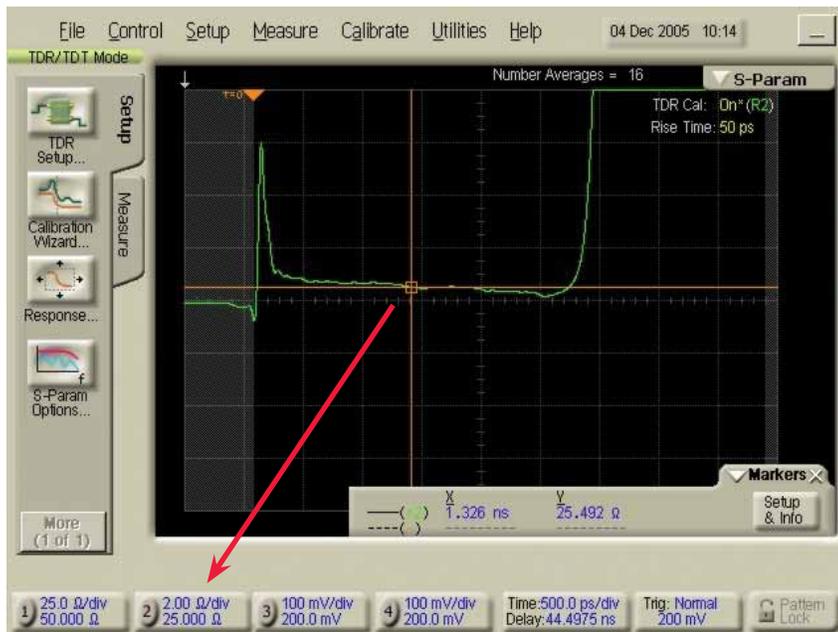


Рисунок 56. Измеренный синфазный импеданс пары микрополосковых линий, отображаемый непосредственно на шкале импеданса.

Таким же способом можно вывести на экран профиль синфазного импеданса. Для воздействующего сигнала выбирается синфазный режим, а для Response 2 выбирается синфазный импеданс. На рисунке 56 показан профиль синфазного импеданса в масштабе 2 Ом/дел. Маркер установлен так, чтобы считывать с экрана синфазный импеданс, он показывает значение 25,5 Ом. Таким образом, мы можем извлечь профиль синфазного импеданса любой линии или обеих линий дифференциальной пары.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.3 Измерение связи между линиями дифференциальной пары

Дифференциальный импеданс пары линий равен удвоенному импедансу нечётной моды. Если связь между линиями очень мала, несимметричный импеданс одной линии совпадает с импедансом нечётной моды этой линии, а дифференциальный импеданс равен удвоенному значению несимметричного импеданса.

Однако если между линиями имеется связь, то несимметричный импеданс не совпадает с импедансом нечётной моды. Импеданс нечётной моды такой линии снизится из-за связи линий. Мы не можем просто и точно измерить импеданс нечётной моды или дифференциальный импеданс пары линий, если не возбудим пару нечётной модой с помощью дифференциального сигнала.

Разность между импедансом нечётной моды и несимметричным импедансом типичной дорожки материнской печатной платы показана на рисунке 57. Синяя кривая соответствует несимметричному отклику TDR одной линии материнской платы. Несимметричный импеданс дорожки дочерней и материнской платы показан в масштабе 5 Ом/дел и равен примерно 58 Ом.

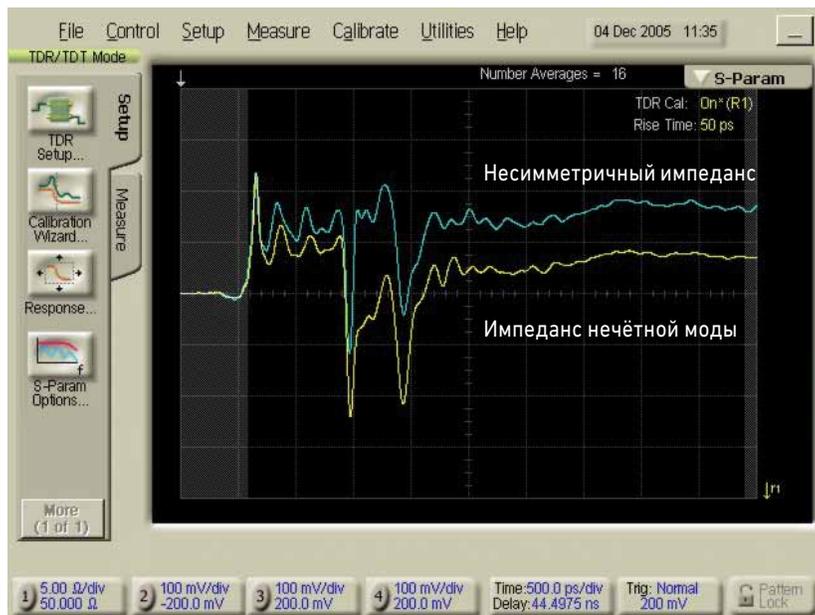


Рисунок 57. Сравнение измеренного несимметричного импеданса с импедансом нечётной моды одной длинной линии на материнской плате.

Если пара возбуждается дифференциальным сигналом, импеданс нечётной моды линии несколько падает, в некоторых случаях на 5 Ом. Дорожка дочерней карты по-прежнему имеет высокий импеданс (примерно 55 Ом), а импеданс разъёма очень близок к 50 Ом, хотя в поле переходных отверстий по-прежнему наблюдаются большие емкостные провалы. Длинная линия на материнской плате имеет импеданс около 53 Ом.

Если импеданс нечётной моды равен 53 Ом, то дифференциальный импеданс пары будет равен 106 Ом, что близко к заданному значению 100 Ом.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.4 Измерение дифференциального импеданса витой пары

Во многих случаях приходится передавать дифференциальный сигнал с одной платы на другую по витой паре. DTDR можно использовать не только для измерения дифференциального импеданса дифференциальной пары на печатной плате, но и для измерения дифференциального импеданса витой пары.

В этом случае проводника цепи обратного тока поблизости нет. Но поскольку связь между двумя линиями витой пары значительно сильнее, чем связь любой из линий с соседним слоем, обратные токи каждой линии, при возбуждении их дифференциальным сигналом, будут полностью перекрываться в соседнем слое, и присутствием слоя можно пренебречь. В витой паре любой слой или, в буквальном смысле, земля, которая может выступать в роли проводника цепи обратного тока, не передаёт тока и не влияет на дифференциальный импеданс пары или на измерение дифференциального импеданса.

Чтобы измерить дифференциальный импеданс витой пары, нужно подключить каждую линию витой пары к сигнальным линиям кабеля. Это обеспечит входное сопротивление витой пары 100 Ом. В данном примере мы рассматриваем измеренный дифференциальный импеданс двух разных типов витой пары. Первый случай представляет собой недорогую витую пару длиной 610 мм, взятую из обычного недорогого телефонного кабеля. Второй случай представляет собой витую пару длиной 610 мм, взятую из кабеля Ethernet пятой категории.

На рисунке 58 показана характеристика DTDR этих двух витых пар. Синим цветом показана характеристика DTDR витой пары, взятой из недорогого телефонного кабеля. В выбранном масштабе (20 Ом/дел) дифференциальный импеданс кабеля выглядит сравнительно постоянным, он равен примерно 125 Ом. Этот импеданс определяется диаметром провода и диэлектрической толщиной изоляции. Обычно для такого кабеля указывается волновое сопротивление 120 Ом, и он не предназначен для передачи данных на высоких скоростях. Как видите, импеданс контролируется достаточно хорошо.



Рисунок 58. Измеренный дифференциальный импеданс двух разных витых пар, подключенных к коаксиальному разъёму.

Жёлтым цветом показан измеренный дифференциальный импеданс витой пары пятой категории. Его номинальное значение равно 100 Ом, и мы можем прочесть его значения с маркера, как 94 Ом. Он тоже выглядит очень постоянным и контролируемым.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.4 Измерение дифференциального импеданса витой пары (продолжение)

Большой пик в начале отклика DTDR связан с плохим разъёмом витой пары. В обоих случаях провода были раздвинуты, чтобы припаять два отдельных разъёма SMA, которые подключены к коаксиальному кабелю от измерителя DTDR. Со стороны витой пары этот разъём оптимизирован так, чтобы минимизировать неоднородность.

В данном примере мы измеряем отражённый дифференциальный сигнал. Как только он проходит через разъём, дифференциальный импеданс витой пары становится очень близким к дифференциальному импедансу двух коаксиальных кабелей. А что происходит с синфазным импедансом? Когда сигнал проходит по двум коаксиальным кабелям, синфазный импеданс равен половине импеданса чётной моды любого кабеля, что примерно равно 25 Ом. А чему равен синфазный импеданс витой пары?

Синфазный импеданс равен импедансу между двумя сигнальными линиями по отношению к проводнику цепи обратного тока, в качестве которой для витой пары буквально выступает пол. Как можно себе представить, если обратная цепь очень далека, то этот синфазный импеданс может быть весьма большим, скажем, несколько сотен ом. Для TDR это будет выглядеть как обрыв.

Кроме измерения профиля дифференциального импеданса витой пары, мы можем измерить профиль синфазного импеданса при прохождении синфазного сигнала от коаксиального кабеля к витой паре. На рисунке 59 измеренный профиль дифференциального импеданса в масштабе 25 Ом/деление показан синим цветом.

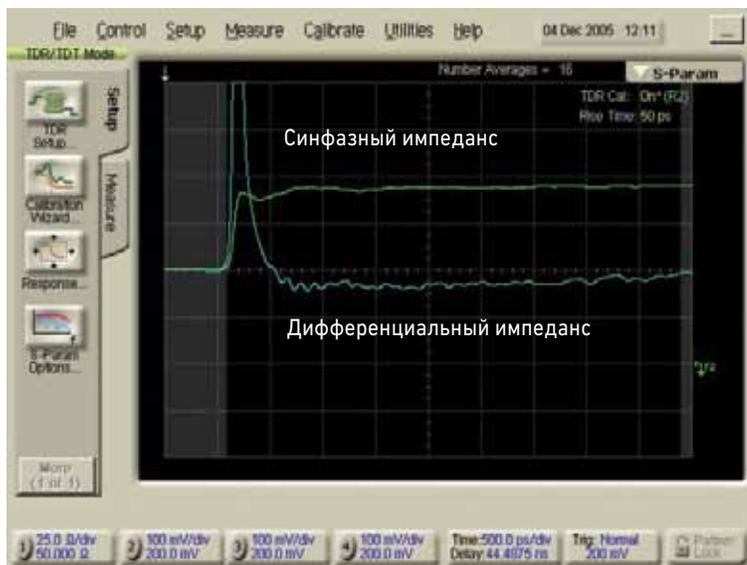


Рисунок 59. Измеренный отражённый синфазный сигнал на переходе от коаксиального кабеля к витой паре при возбуждении синфазным сигналом.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.4 Измерение дифференциального импеданса витой пары (продолжение)

Измеритель DTDR был настроен на подачу синфазного воздействия и измерение отражённого синфазного сигнала. Импеданс был столь высоким, что мы изменили формат шкалы на шкалу напряжения и записали отражённое напряжение синфазного сигнала в масштабе 100 мВ/дел. Входной синфазный сигнал равен 200 мВ. На графике видно, что отражённый синфазный сигнал равен почти 200 мВ. При переходе от коаксиального кабеля к витой паре дифференциальный сигнал может перейти в витую пару и распространяться по ней, а синфазный сигнал практически полностью отражается из-за очень высокого синфазного импеданса витой пары. Малая часть синфазного сигнала, которая всё же проникает в кабель, даёт вклад в излучаемые помехи. Вот почему при проектировании соединителей для витых пар надо стремиться сделать синфазный импеданс как можно больше, чтобы как можно меньший уровень синфазного сигнала проникал во внешний кабель и не создавал излучений.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.5 Измерение отражённого шума дифференциального сигнала, пересекающего зазор в проводнике цепи обратного тока

Когда несимметричный сигнал сталкивается с большим зазором в проводнике цепи обратного тока, он видит большую индуктивную неоднородность и генерирует в слое скачок потенциала земли, который проникает в соседние сигнальные дорожки печатной платы. Пересечение зазора в несимметричной линии передачи может иметь катастрофические последствия.

Однако тот же зазор можно пересечь с меньшими проблемами дифференциальным сигналом. На рисунке 60 показана микрополосковая дифференциальная пара, пересекающая зазор в проводнике цепи обратного тока. Зазор показан на плате светло-жёлтым цветом в месте, где была удалена часть медного слоя. Синим цветом показана несимметричная рефлектограмма для сигнала в одной из линий, пересекающих зазор. Здесь наблюдается огромный отражённый сигнал, который оказывает влияние в течение времени, равного задержке прохождения по линии.

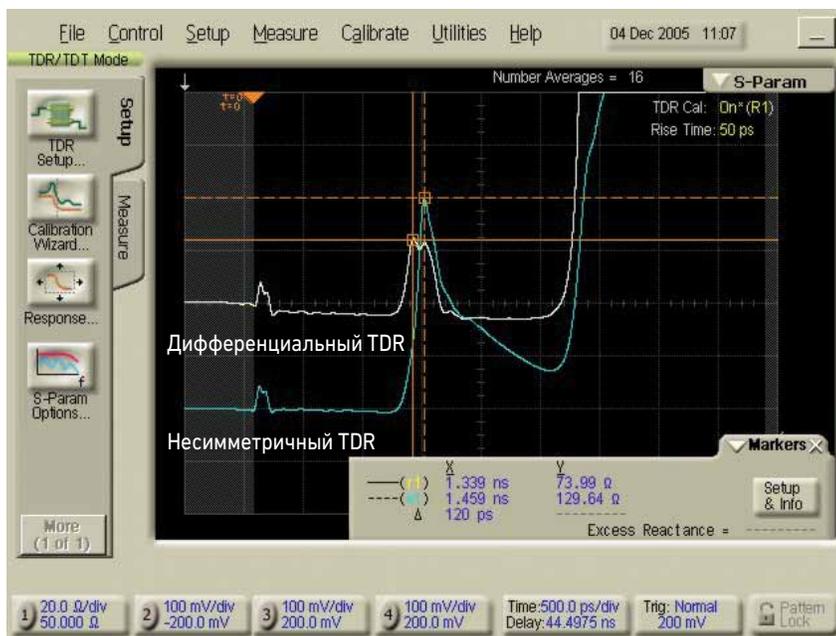


Рисунок 60. Измеренный профиль дифференциального импеданса дифференциальной пары, пересекающей широкий зазор в проводнике цепи обратного тока.

Белым цветом показан отклик TDR для дифференциального сигнала на той же паре дорожек печатной платы, пересекающих большой зазор. Дифференциальный сигнал взаимодействует с дифференциальным импедансом около 100 Ом в области, где слой непрерывен. В области, где часть слоя удалена, дифференциальный импеданс пары равен примерно 130 Ом, что видно из показаний пунктирного маркера. Там где слой оставлен, дифференциальный импеданс однороден, но достаточно высок. Неоднородность величиной 130 Ом длится в течение времени перехода через зазор, а затем дифференциальный импеданс возвращается к значению 100 Ом.

Как и для всех остальных неоднородностей, если уменьшить длину неоднородности так, чтобы она стала меньше по сравнению с длительностью фронта сигнала, то влияние неоднородности можно снизить.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.5 Измерение отражённого шума дифференциального сигнала, пересекающего зазор в проводнике цепи обратного тока (продолжение)

Влияние этого зазора на длительность фронта системы можно смоделировать, меняя длительность фронта сигнала DTDR. Отклик DTDR измерялся при длительности фронта 100, 200, 500 и 1000 пс для одной и той же дифференциальной пары с зазором 25,4 мм. На рисунке 61 показан отклик DTDR для этой неоднородности при указанных длительностях фронтов в масштабе 10 Ом/дел.

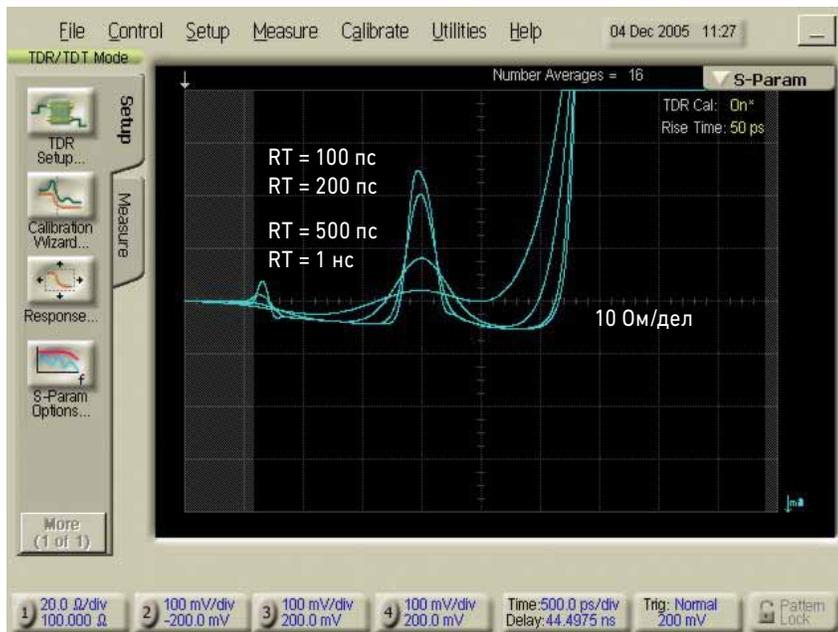


Рисунок 61. Смоделированный профиль дифференциального импеданса для дифференциального сигнала, пересекающего большой зазор при четырёх разных длительностях фронта.

Чем длиннее фронт, тем меньше эффективный импеданс зазора. Когда фронт становится равным 1 нс, влияние зазора практически исчезает. Отсюда вытекает важное правило проектирования: если сигнал должен пересекать зазор, делайте зазор как можно меньше, фронт сигнала как можно длиннее, и используйте для пересечения зазора тесно связанные дифференциальные пары.

Использование DTDR, адаптированного к длительности фронта системы, позволяет быстро и просто оценивать влияние шума, отражённого от этого зазора.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.6 Измерение преобразования режима в дифференциальной паре

Кроме описанного выше профиля импеданса, есть и ещё одна проблема, которую можно решить с помощью DTDR. Когда дифференциальный сигнал входит в дифференциальную пару, часть его может отразиться обратно к источнику из-за неоднородности дифференциального импеданса соединительной линии. Конечно, эти отражённые дифференциальные сигналы регистрируются приёмником рефлектометра, и мы используем этот приёмник для извлечения информации о профиле дифференциального импеданса соединительной линии. В некоторых ситуациях происходит не только отражение дифференциального сигнала к приёмнику, но и преобразование входного дифференциального сигнала в синфазный сигнал и отражение его в сторону приёмника.

Генерация синфазного сигнала и отражение его в сторону приёмника, когда на вход подаётся чисто дифференциальный сигнал, называется преобразованием режима. В процессе преобразования режима некоторая часть дифференциального сигнала преобразуется в синфазный сигнал. Присутствие преобразованного синфазного сигнала порождает проблемы лишь в том случае, если уровень синфазного сигнала достаточно велик, чтобы ввести приёмник в насыщение, или если синфазный сигнал выходит на внешнюю витую пару, где он может излучаться, что не позволяет пройти сертификацию на электромагнитную совместимость.

В остальных случаях проблему создаёт не сам синфазный сигнал, а искажённый в результате преобразования режима дифференциальный сигнал. После преобразования некоторой части дифференциального сигнала в синфазный, остаточный дифференциальный сигнал будет иметь искажённый фронт, что может вызвать межсимвольные помехи, детерминированный джиттер и закрытие глазковой диаграммы. Все эти факторы ограничивают максимальную скорость передачи по соединительной линии.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.7 Выявление конструктивных особенностей, дающих вклад в преобразование режима в дифференциальной паре

Выявление физических источников, вызывающих преобразование режима, является первым шагом на пути их исключения и повышения скорости передачи и снижения излучаемых помех.

Фундаментальной причиной преобразования режима является асимметрия ввода отдельных сигналов в каждую линию дифференциальной пары или асимметрия двух линий, составляющих пару. Если источником дифференциального сигнала является измеритель DTDR, то асимметрию сигналов можно уменьшить до -40 дБ и ниже. Если используется Keysight DCA-X 86100D, то нам остаётся исследовать лишь асимметрию соединительной линии.

Используя информацию о времени возврата преобразованного синфазного сигнала, можно выяснить, в каком месте линии возникает асимметрия. В качестве примера на рисунке 62 показан жёлтый дифференциальный отклик TDR симметричной микрополосковой дифференциальной пары с дифференциальным импедансом около 90 Ом. В начале измерения мы видим небольшой выброс, соответствующий разъёму SMA на входе дифференциальной пары, и небольшой провал примерно в середине линии, а затем следует разомкнутый конец линии. В этом примере сигнал представляет собой дифференциальное напряжение $+200$ мВ и -200 мВ.



Рисунок 62. Измеренное преобразование дифференциального сигнала в синфазный, вызванное асимметрией линий пары.

Провал в центре вызван добавлением небольшой емкостной нагрузки к одной из линий. Это приводит к небольшому снижению дифференциального импеданса пары и к отражению некоторой части дифференциального сигнала. Приёмники измерителя DTDR чувствительны к отражённому дифференциальному сигналу. Кроме того, хотя воздействующий сигнал настроен на дифференциальный режим, мы можем настроить приёмники на измерение синфазного сигнала, выбрав Response 2 и установив синфазный режим работы. В результате будет измеряться отражённый синфазный сигнал.

4 Двухпортовые дифференциальные TDR-измерения (DTDR) (продолжение)

4.7 Выявление конструктивных особенностей, дающих вклад в преобразование режима в дифференциальной паре (продолжение)

Обнаруженный принятый синфазный сигнал показан на рисунке 62 зелёным цветом. Если бы отражённый синфазный сигнал отсутствовал, зелёная кривая зарегистрировала бы нулевое синфазное напряжение. Масштаб для синфазного сигнала равен 5 мВ/дел.

Вместо этого мы видим, что в начале линии генерируется небольшой синфазный сигнал (в месте расположения разъёмов SMA), и очень малый синфазный сигнал в середине, где присутствует ассиметричная емкостная нагрузка. И, наконец, мы видим дополнительный синфазный сигнал, совпадающий с моментом, когда сигнал достигает конца линии и отражается. Этот последний пик синфазного сигнала представляет синфазный сигнал, генерируемый ассиметрией, перемещающейся в прямом направлении, которая достигает конца дифференциальной пары, где синфазный сигнал встречает обрыв, и отражается назад к источнику.

Знак отражённого преобразованного синфазного сигнала зависит от того, на какой линии пары (положительной или отрицательной) возникла неоднородность. Если мы перемещаем ассиметрию к другой линии, то знак преобразованного синфазного сигнала меняется.

На рисунке 63 показан измеренный синфазный сигнал на приёмниках для одной и той же емкостной неоднородности, сначала на линии 1 и потом на линии 2. Видно, что время обнаружения преобразованного синфазного сигнала остаётся тем же, а это значит, что физическое положение неоднородности остаётся неизменным.

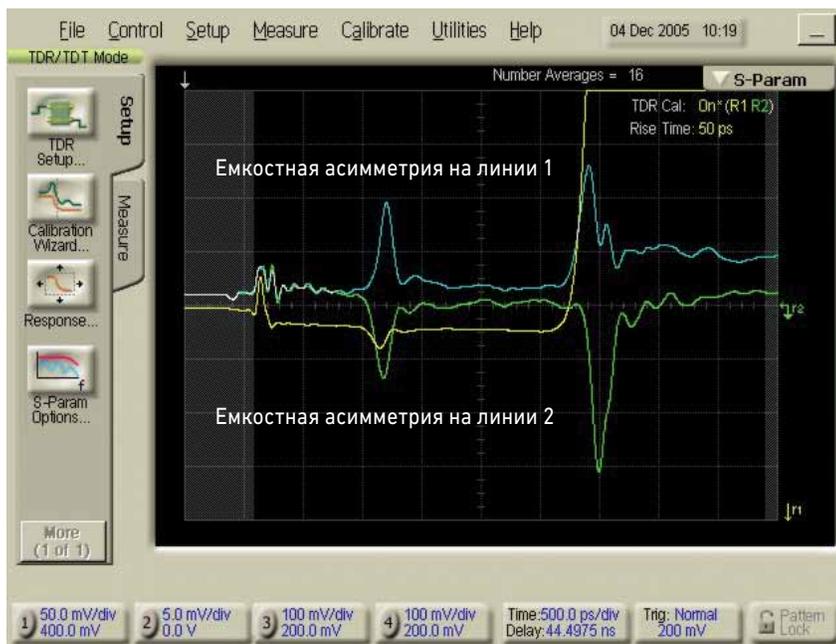


Рисунок 63. Измеренное преобразование режима в дифференциальной паре, когда емкостная неоднородность переходит с одной линии на другую.

В месте расположения неоднородности синфазный сигнал преобразуется и рассеивается в обратном (назад к источнику и детекторам DTDR) и прямом направлении. Распространяющийся вперёд синфазный сигнал проходит по дифференциальной паре и достигает дальнего конца, где он отражается с коэффициентом отражения 1.

Этот отражённый сигнал направляется назад к приёмнику, где он распознаётся как синфазный сигнал, задержанный на время прохождения туда и обратно. Видно, что и прямой и обратный рассеянные синфазные сигналы не меняют знак, когда мы помещаем емкостную неоднородность попеременно то на одну линию, то на другую.

Литература

1. [1] Многие принципы, описанные в настоящих рекомендациях по применению, детально представлены в книге *Целостность сигнала – проще простого*, Эрик Богатин, Prentice Hall, 2003 г.
2. [2] Дополнительные рекомендации по применению можно найти и бесплатно скачать с сайта www.BeTheSignal.com
3. [3] Множество примеров структуры линий передачи можно увидеть на печатных платах, демонстрируемых в мастер-классах на сайте www.BeTheSignal.com и описанных в онлайн-лекциях которые можно найти на том же сайте
4. [4] *Решения по обеспечению целостности сигнала*, брошюра, номер документа 5988-5405EN, 29 августа 2005 г.
5. [5] *Ограничения и точность анализа физического уровня устройств во временной и частотной областях*, рекомендации по применению, номер документа 5989-2421EN, 1 ноября 2005 г.

Интернет-ресурсы

Дополнительную информацию о продуктах и литературу можно найти по следующим ссылкам:

Системы для тестирования физического уровня:

www.keysight.com/find/plts

Страница, посвящённая целостности сигнала:

www.keysight.com/find/si

Учебный материал по целостности сигнала – общее решение

www.keysight.com/find/si-training

Серия веб-семинаров по целостности сигнала

www.keysight.com/find/sigint

Мастер-классы

www.BeTheSignal.com

Download your next insight

Программное обеспечение компании Keysight является воплощением профессионального опыта и знаний ее сотрудников. Мы готовы обеспечить вас инструментами, которые помогут сократить сроки сбора первичных данных и принятия решения на всех этапах – от предварительного моделирования изделия до отгрузки готового продукта заказчику.

- Системы автоматизированного проектирования (САПР) радиоэлектронных устройств
- Прикладные программы
- Среды программирования
- Программные утилиты



Более подробная информация:

www.keysight.com/find/software

Бесплатная пробная лицензия

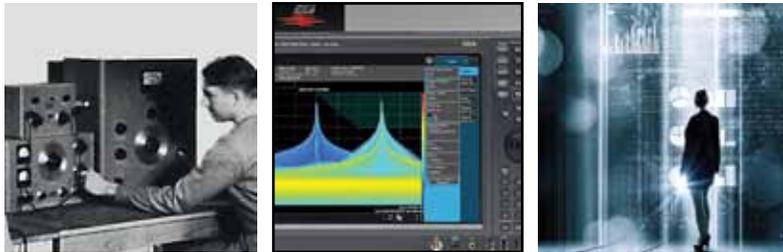
на 30 дней:

www.keysight.com/find/free_trials

Развиваемся с 1939 года

Уникальное сочетание наших приборов, программного обеспечения, знаний и опыта наших инженеров позволит вам воплотить в жизнь новые идеи. Мы открываем двери в мир технологий будущего.

От Hewlett-Packard и Agilent к Keysight



Российское отделение Keysight Technologies

115054, Москва, Космодамианская наб., 52, стр. 3

Тел.: +7 (495) 7973954

8 800 500 9286 (Звонок по России бесплатный)

Факс: +7 (495) 7973902

e-mail: tmo_russia@keysight.com

www.keysight.com

Сервисный Центр Keysight Technologies в России

115054, Москва, Космодамианская наб., 52, стр. 3

Тел.: +7 (495) 7973930

Факс: +7 (495) 7973901

e-mail: tmo_russia@keysight.com

myKeysight

myKeysight

www.keysight.com/find/mykeysight

Персонализированная подборка только нужной вам информации.

http://www.keysight.com/find/emt_product_registration

Зарегистрировав свои приборы, вы получите доступ к информации о состоянии гарантии и уведомлениям о выходе новых публикаций по приборам.

KEYSIGHT SERVICES Accelerate Technology Adoption. Lower costs.

Услуги Keysight

www.keysight.com/find/service

Центр сервиса и метрологии Keysight готов предложить вам свою помощь на любой стадии эксплуатации средств измерений – от планирования и приобретения новых приборов до модернизации устаревшего оборудования. Широкий спектр услуг ЦСМ Keysight включает услуги по проверке и калибровке СИ, ремонту приборов и модернизации устаревшего оборудования, решения для управления парком приборов, консалтинг, обучение и многое другое, что поможет вам повысить качество ваших разработок и снизить затраты.

Планы технической поддержки Keysight

www.keysight.com/find/AssurancePlans

ЦСМ Keysight предлагает разнообразные планы технической поддержки, которые гарантируют, что ваше оборудование будет работать в соответствии с заявленной производителем спецификацией, а вы будете уверены в точности своих измерений.

Торговые партнеры компании Keysight

www.keysight.com/find/channelpartners

Получите двойную выгоду: глубокие профессиональные знания в области измерений и широкий ассортимент решений компании Keysight в сочетании с удобствами, предоставляемыми торговыми партнерами.

www.keysight.com

www.keysight.com/find/plts



www.keysight.com/go/quality

Система управления качеством
Keysight Technologies, Inc.

сертифицирована DEKRA по ISO 9001:2015



Unlocking Measurement Insights

Технические характеристики и описания продуктов могут изменяться без предварительного уведомления.

© Keysight Technologies 2017

Published in USA, December 01, 2017

5989-5763RURU

www.keysight.com