

## Дифференциальная передача сигналов

Эта глава посвящена основным особенностям дифференциальной передачи сигналов — здесь обсуждаются многие достоинства этого метода передачи и объясняется, за счет чего они достигаются. Рассматривается также ряд практических вопросов оптимального использования дифференциальных систем цифровой связи.

Мы начнем с подробного, с азов, рассмотрения *однопроводной (несимметричной) схемы передачи сигналов*, затем расширим анализ, включив в него дифференциальную схему передачи сигналов. Цель такого изложения материала состоит в том, чтобы, разложив дифференциальную схему передачи сигналов на составляющие, показать, чем объясняются ее достоинства.

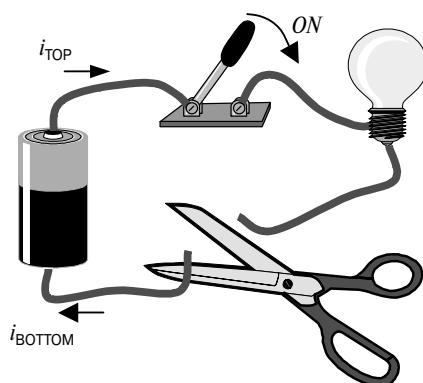
### 6.1 Однопроводные цепи

На рис. 6.1 ножницы разрезали цепь, разорвав линию связи. Если провод разорван, то, независимо от того, замкнут выключатель или нет, ток через электрическую лампочку не течет. Чтобы она засветилась, нужно, чтобы выключатель в верхней части цепи был замкнут *и* нижний провод соединен с нижним контактом батарейки.

Для передачи электрической энергии необходимы два проводника.

Этот простой пример иллюстрирует важный принцип функционирования цепей с сосредоточенными параметрами — ток течет только по *замкнутому* контуру. Проще говоря, если ток вытекает из батарейки, он должен в нее вернуться. Вот каким образом реально действуют цепи. Электроны не могут просто выйти из батарейки, пройти через электрическую лампочку и где-то собраться в кучу. Для движения электронам необходим замкнутый путь.

Принцип контура тока может быть сформулирован в следующем элементарном виде:



**Рис. 6.1.** Не имеет значения, разомкнут ли выключатель или провод разрезан ножницами, но через разорванную цепь ток не течет

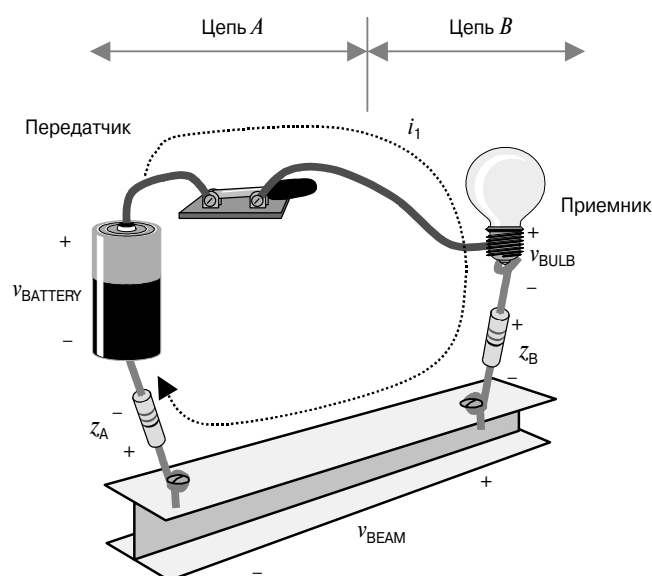
*полная сумма всех токов — вытекающих из батарейки и втекающих в нее — равна нулю.*

Этот принцип эквивалентен правилу Кирхгофа для токов, названному так по имени его открывателя — немецкого физика Густава Роберта Кирхгофа (Gustav Robert Kirchoff, 1824–1887). Он выполняется для всех сосредоточенных элементов цепи (а не только для батареек), в том числе для нелинейных, нестационарных, пассивных, активных цепей и цепей с более чем двумя проводниками. Он остается справедливым даже в том случае, если в цепи имеются распределенные паразитные емкости, при условии, что учтены токи смещения.

В соответствии с этим принципом, обрыв нижнего провода на рис. 6.1 не позволяет току втекать в нижний контакт батарейки, а следовательно, он не может и вытечь из нее через верхний контакт.

Приведенный пример, надеемся, достаточно ясно показывает, что ток нельзя передавать только по одному проводнику. Для передачи электрического тока необходимы по крайней мере *два* проводника.

Теперь применим те же рассуждения к высокоскоростным цифровым системам. Мы ограничимся семействами *электрических* цифровых схем, такими как ТТЛ, КМОП, ЭСЛ, имеющими электрические (а не оптические, или телепатические) входы. Во-первых, обратите внимание на то, что любой электрический вход потребляет входной *ток*. В паспортных данных могут быть указаны только входные напряжения, но входной ток все равно необходим. Даже КМОП-микросхемы, у которых входной ток равен практически нулю, при каждом скачке сигнала потребляют довольно большой ток, необходимый для зарядки паразитной входной



**Рис. 6.2.** В цифровых схемах все возвратные токи сигналов текут по общему опорному слою земли. Элементы  $z_A$  и  $z_B$  представляют ненулевые импедансы корпусных выводов

емкости.<sup>43</sup> Любой электрический вход потребляет ток. Таким образом для передачи любого (электрического) цифрового сигнала требуется как минимум два проводника. Даже если в электрической схеме “второй проводник” не показан, он все равно должен быть.

Как вы, вероятно, понимаете, необходимость в двух проводниках создает определенные неудобства. Многим цифровым схемотехникам хотелось бы отводить каждому сигналу по одному проводнику или по крайней мере *считать, что они именно так они и делают*. С этой целью в схемотехнике принято определенное соглашение о правилах обращения со вторым проводником, который необходим всем цепям. Делается следующее — один вывод каждого передатчика и приемника “привязывается” к общему опорному напряжению.<sup>44</sup> В высокоскоростных конструкциях система распределения опорного напряжения обычно реализуется в виде слоя общей земли или пары слоев — питания и земли. По этому общему “второму проводнику” текут возвратные токи сигналов всех цепей. На рис. 6.2

<sup>43</sup>Чтобы зарядить емкость в 1 пФ до напряжения 1 В за 1 нс необходим ток в 1 мА.

<sup>44</sup>Общее опорное напряжение может распределяться посредством сплошной земляной пластины, сплошной пластины, на которую подано напряжение  $V_{CC}$ , или самой земли. Подходит любой вариант, при условии, что соединения всех элементов между вместе обладают достаточно маленьким импедансом.

показана схема, состоящая из передатчика (однополюсный выключатель), приемника (электрическая лампочка) и опорного слоя (двухтавровая балка). Использование общего опорного напряжения всеми цепями носит название *однопроводной схемы передачи сигнала*. В системах однопроводной передачи для каждого сигнала требуется только один явный проводник. При этом нужно помнить, что второй проводник реально существует и по нему реально текут возвратные токи всех транзисторов, только он выполнен в виде большого общего соединения.

Вот как работает схема, изображенная на рис. 6.2. Передатчик (цепь  $A$ ) состоит из батарейки и однополюсного выключателя. Один контакт батарейки подключен к большому сплошному опорному слою (двухтавровая балка). Цепь передатчика соединена с опорным слоем через импеданс  $z_A$ , характеризующий ненулевой импеданс корпусных выводов, через которые осуществляется это соединение.

Роль приемника (цепь  $B$ ) выполняет электрическая лампочка, подключенная к балке через импеданс  $z_B$ . Свечение или его отсутствие отражает режим работы передатчика (выключатель замкнут или разомкнут). Как и у передатчика, соединение лампочки с общим опорным слоем имеет конечный импеданс.

При условии, что импедансы соединений с общим опорным слоем достаточно малы и падение напряжения между концами двухтавровой балки незначительно, схема успешно функционирует. При замыкании выключателя загорается лампочка.

Разберемся теперь, как конечные импедансы соединений с опорным слоем влияют на напряжение на лампочке. Это влияние подчиняется следующему физическому принципу:

*напряжение батарейки равно сумме падений напряжений на всех последовательно соединенных нагрузках.*

Этот принцип эквивалентен правилу Кирхгофа для напряжений. Он выполняется для любых источников напряжения (а не только батареек), в том числе для нелинейных и нестационарных.

Для цепи, представленной на рис. 6.2, правило Кирхгофа для напряжений дает следующее уравнение:

$$v_{BATTERY} = v_{BULB} + z_A i_1 + v_{BEAM} + z_B i_1, \quad (6.1)$$

В этом выражении  $z_A i_1$  и  $z_B i_1$  представляют собой падения напряжений на двух резисторах, а переменная  $i_1$  — ток по замкнутому контуру цепи. Поскольку напряжение батарейки не изменяется, то при возрастании напряжения  $z_A i_1$  или напряжения  $z_B i_1$  напряжение на лампочке должно понизиться. Иными словами: любое изменение падений напряжений на импедансах  $z_A$ ,  $z_B$  или двухтавровой балке влияет на напряжение, поступающее на лампочку. В этом суть главного недостатка однопроводной (несимметричной) схемы передачи сигналов: опорные

напряжения на передатчике и приемнике должны совпадать. К сожалению, с помощью осциллографа можно убедиться в том, что между любыми двумя точками слоя земли (или слоя питания) имеется напряжение шумов. Если опорные напряжения, поступающие на приемник и передатчик, отличаются слишком сильно, однопроводная схема передачи сигналов становится неработоспособной.

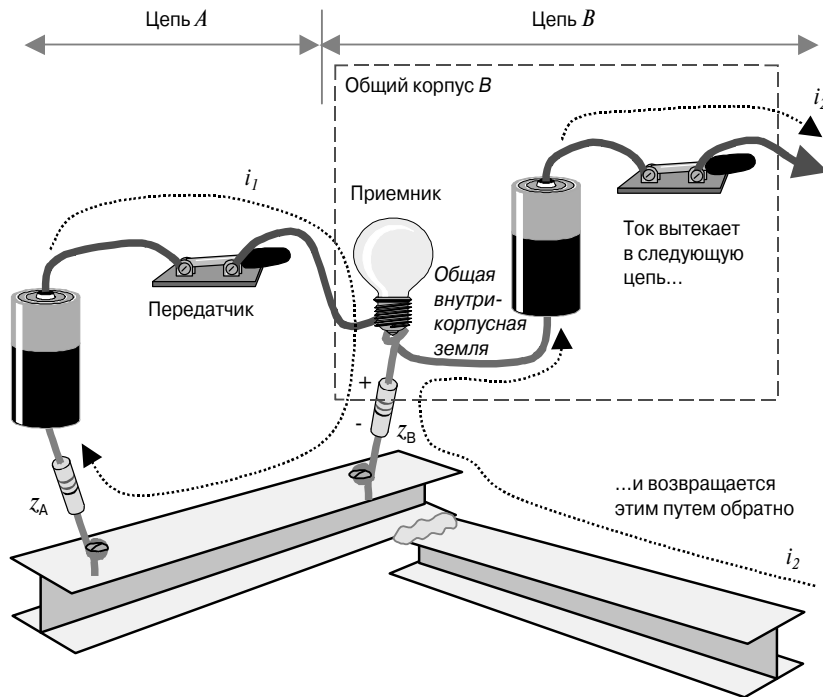
Трудность здесь связана с тем, что электрической лампочке “не известно” истинное напряжение на клеммах батарейки. У нее нет магической связи с центром земли для измерения истинного потенциала земли. Она “знает” только о том, какое напряжение остается от напряжения батарейки после вычитания из него падений напряжений вдоль контура, по которому идет сигнал. В этом смысле приемник является *дифференциальным приемником*. Он реагирует только на разницу между напряжением на его входе и напряжением на его опорном входе (у TTL-схем опорным входом является земляной вывод, у ЭСЛ-схем — вывод максимального положительного напряжения питания). Все цифровые приемники работают таким же образом. Уровень шума в 100 мВ, поступающий на опорные входы несимметричной микросхемы, вызывает точно такой же эффект, как если бы он поступал прямо на вход приемника. Этот добавочный шум непосредственно снижает *запас помехоустойчивости*<sup>45</sup>, которым обладает используемое семейство логики, и должен всегда учитываться при анализе допустимых отклонений напряжений в системе.

Это ограничение невозможно обойти. Если вы хотите использовать однопроводную схему передачи сигнала, то должны ограничить разброс опорных напряжений в системе привязки до уровня, существенно меньшего амплитуды сигнала. Импеданс самой системы привязки должен быть достаточно низким, чтобы возвратные токи сигналов не вызывали нежелательных перепадов напряжений ни в одной точке системы привязки.

На рис. 6.3 показан еще один недостаток, присущий однопроводной (несимметричной) схеме передаче сигналов. В схему добавлен второй источник сигнала. Допустим, что второй передатчик является частью цепи *B*. Он находится в одном корпусе с приемником, следовательно, оба устройства имеют общую внутрикорпусную землю. На рисунке эта общая земля изображена в виде провода, соединяющего нижний контакт лампочки с нижним контактом второй батарейки. Эта общая земля затем соединяется через импеданс корпусных земляных выводов (представленных импедансом  $z_B$ ) к земле печатной платы (двухавровая балка). Границы общего корпуса, в который упакованы первый приемник и второй передатчик, обозначены на рис. 6.3 пунктирным прямоугольником.

Рассмотрим, что происходит при прохождении тока  $i_2$  в цепи второго передатчика. Ток  $i_2$  (пунктирная стрелка) выходит из общего корпуса. Этот же ток

<sup>45</sup>Запас помехоустойчивости для семейства логических схем определяется как разность между  $V_{OL}$  и  $V_{1L}$ , или между  $V_{OH}$  и  $V_{1H}$ , в зависимости от того, какая из них меньше.



**Рис. 6.3.** Дребезг земли: в цепи  $B$  передатчик и приемник соединены на землю через общий импеданс  $z_B$ . Падение напряжения  $-z_B i_2$ , вызванное током  $i_2$ , протекающим через элемент  $z_B$ , создает помеху принимаемому сигналу

должен, пройдя через нагрузку, найти путь возврата в общий корпус. Есть только два пути, по которым ток может возвратиться в общий корпус, — через импеданс  $z_B$  или через проводник, идущий на вход приемника (на лампочку). В цифровой системе импеданс  $z_B$  намного меньше (надеемся) импеданса пути через вход приемника, поэтому подавляющая часть тока поступает в корпус через импеданс  $z_B$ . Пока все идет хорошо. Теперь посмотрим на последствия, вызванные этим возвратным током.

Возвратный ток  $i_2$ , проходя в корпус, создает на импедансе  $z_B$  падение напряжения  $-z_B i_2$ . Т.к. этот импеданс входит в цепь приемника, любые напряжения на нем вызывают изменение кажущегося напряжения, поступающего на приемник (уравнение (6.1.)). Этот вид помехи известен под названием *связь через общий импеданс* [60]. Она возникает при малейшем совпадении путей токов передатчика и приемника.

В высокоскоростных цифровых конструкциях индуктивность соединения на землю  $z_B$  обычно создает больше трудностей, чем его активное сопротивление.

Напряжение на индуктивности, равное произведению индуктивности на производную тока по времени,  $di/dt$ , оказывается вполне достаточным для нарушения нормальной работы приемника. Проблема шума, создаваемого возвратным током сигнала и проникающего в корпус микросхемы через общее соединение на землю, называется *дребезгом земли* [61], или более общим термином — *комбинационные коммутационные помехи* [59].

Такая же проблема возникает при ослаблении или сужении системы привязки. Возвратные токи сигналов многих источников, проходя через конечную индуктивность суженной области, вызывают появление разницы между опорными потенциалами (по отношению к истинной земле) в разных точках системы. Эти напряжения нарушают работу приемника. Проблема носит название “*сдвиг земли*”, или “*шумящая земля*”. Заметные напряжения сдвига земли часто возникают на разъемах и кабелях, где целостность сплошного опорного слоя нарушена.

Сети заземления и питания также восприимчивы к возвратным токам сигналов. Токи, проходящие в сети питания, вызывают флуктуации напряжения питания в различных точках системы точно так же, как токи в сети заземления вызывают флуктуации напряжения земли. Что опаснее, шумы по питанию или по земле, зависит от того, какое из напряжений — земли или питания, используется в примененных несимметричных схемах в качестве внутреннего опорного напряжения для селекции логических сигналов. В ТТЛ-микросхемах и многих быстродействующих цифровых КМОП-схемах в качестве опорного напряжения используется земля. В ЭСЛ-схемах с отрицательным ( $-5,2$  В) напряжением питания по отношению к земле в качестве опорного напряжения используется земля. В ЭСЛ-схемах с положительным напряжением питания по отношению к земле (иногда называемых ПЭСЛ-схемами) в качестве опорного напряжения используется положительное напряжение питания.

**На заметку**

- Большим преимуществом однопроводной (несимметричной) схемы передачи сигналов является то, что для каждого сигнала достаточно только одного проводника.
- Однопроводная схема передачи сигналов крайне чувствительна к нарушениям опорного напряжения.
- Однопроводная схема передачи сигналов восприимчива к дребезгу земли.
- Для однопроводной передачи сигналов требуется, чтобы соединение на общую опорную шину (опорный слой) было низкоимпедансным.

## 6.2 Двухпроводные цепи

Двухпроводная схема передачи сигналов избавлена от многих проблем, связанных с шумами — за счет второго сигнального проводника. Как показано на рис. 6.4, двухпроводный передатчик посылает сигнал по двум проводникам: по первому проводнику идет прямой ток сигнала, а по второму — возвратный ток сигнала. Как показано на рисунке, *токи* в этих двух проводниках будут равными и противоположно направленными, а напряжения — нет. Такая схема обладает тремя важными преимуществами.

Во-первых, в этом случае отпадает необходимость привязки приемника к общему опорному напряжению<sup>46</sup>, второй проводник служит фактически в качестве опорного для первого проводника. Приемнику нужно просто отслеживать разницу между сигналами, передаваемыми по двум входящим проводникам. Двухпроводная (симметричная) схема передачи сигнала делает систему невосприимчивой к флуктуациям распределения общих опорных напряжений, при условии, что эти флуктуации не превосходят максимально допустимого уровня шумов по питанию для примененных логических схем или диапазона синфазного входного напряжения для примененных в системе приемников.

Во-вторых, в двухпроводной схеме передачи сигнала устраняется связь через общий импеданс между передатчиком и приемником, размещенными в общем корпусе. На рис. 6.4. видно, что возвратный ток сигнала передатчика  $B$  возвращается по возвратному проводнику к батарейке в цепи  $B$ , минуя импеданс  $z_B$ , и, таким образом, *не нарушает режим работы приемника*. Поскольку в двухпроводной схеме передачи связь между цепями  $A$  и  $B$  через общий импеданс отсутствует, тем самым устраняется дребезг внутрикорпусной земли.

В-третьих, в двухпроводной схеме передачи нейтрализуется любой вид помех, поражающий в равной степени оба проводника. Хорошим примером этого являются *сдвиги* земли, возникающие в высокочастотных разъемах. Если две схемы соединены с помощью разъемов, результирующий ток сигналов, которыми обмениваются системы, возвращается к своему источнику, проходя через контакты земли (или питания) разъема. При этом на индуктивности контактов земли (или питания) разъема наводятся крошечные напряжения. Эти крошечные напряжения проявляются как разность между напряжениями земли (или питания) на контактах разъема с одной и с другой его стороны. Эта проблема называется *сдвигом земли* и представляет собой еще одну форму связи через общий импеданс. Двухпроводная схема передачи устраняет эту проблему.

Эти три преимущества не связаны никоим образом с подачей какого бы то ни было изменяющегося напряжения на второй проводник. Как показано на рис. 6.4, возвратный провод служит единственно для подачи опорного напряжения (в дан-

<sup>46</sup>Опорным напряжением для ТТЛ-, многих быстродействующих КМОП-, и ЭСЛ-схем является земля. Для ПЭСЛ-схем (ЭСЛ с положительным смещением) опорным является напряжение питания.





совокупности паразитных сосредоточенных элементов, соединяющих каждый из проводников с опорной двутавровой балкой. Следовательно у тока, передаваемого по сигнальному проводнику, есть несколько возможных путей возврата. Он может возвратиться в передатчик по возвратному проводнику (предназначенному для него) или пойти через паразитную связь на опорную балку и, пройдя по ней, возвратиться в передатчик через импеданс  $z_A$ . Ток идущий по паразитному маршруту, называется *паразитным возвратным током сигнала*. При высоких скоростях передачи паразитный возвратный ток сигнала часто оказывается достаточно большим, чтобы ухудшить качество работы системы двухпроводной передачи сигналов.

Сводит ли это ухудшение на нет практическую полезность двухпроводной схемы передачи для высокоскоростных систем?

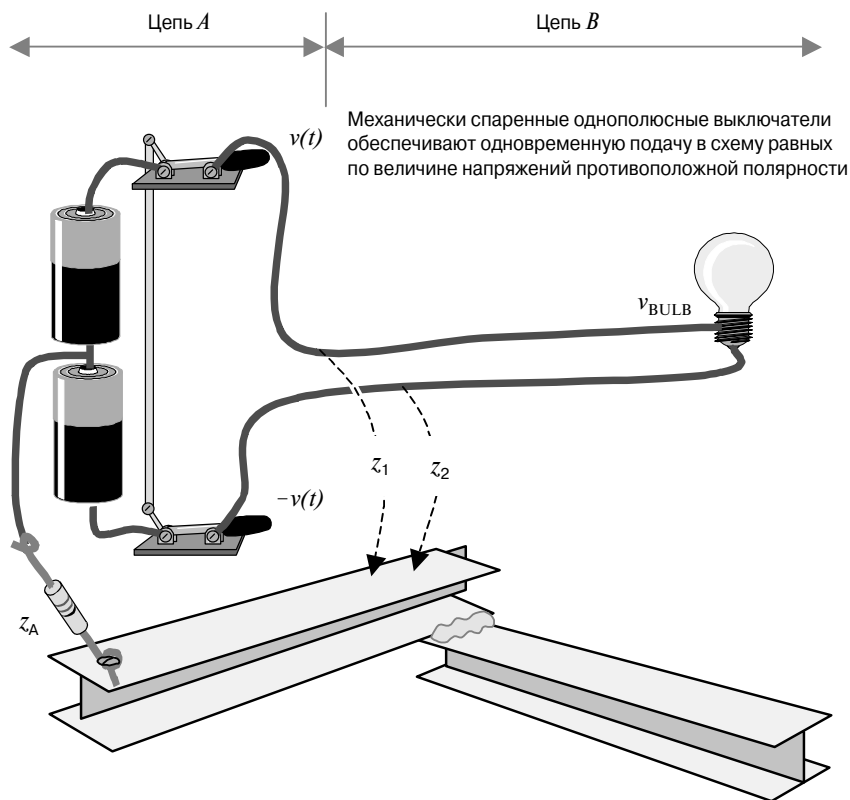
Вовсе нет, если подобрать для передачи по второму проводнику специальный, единственный в своем роде сигнал. По второму проводнику должен передаваться сигнал равной амплитуды, но противоположной полярности (*диаметрально противоположный*, или *комплементарный* сигнал). В этом случае система будет работать, как ни в чем не бывало.

#### На заметку

- Двухпроводная (симметричная) схема передачи сигнала делает систему невосприимчивой к флуктуациям распределения общих опорных напряжений.
- В двухпроводной схеме передачи нейтрализуется любой вид помех, поражающий в равной степени оба проводника.
- В двухпроводной схеме передачи нейтрализуется дребезг земли (называемый также комбинационными коммутационными помехами) в приемнике.
- В двухпроводной схеме передачи нейтрализуются *сдвиги* земли, возникающие в высокочастотных разъемах.
- Двухпроводная схема передачи эффективно работает при условии ограничения паразитного возвратного тока сигнала.

### 6.3 Дифференциальная схема передачи сигналов

Передача двух комплементарных сигналов по идентичным, согласованным друг с другом дорожкам представляет собой частный случай двухпроводной схемы передачи. Она носит название *дифференциальной схемы передачи сигналов* (рис. 6.5). В дифференциальной схеме передачи на оба проводника подаются равные, но противоположные, переменные напряжения и токи. В этом случае, при



**Рис. 6.5.** Дифференциальная схема передачи: при условии сбалансированности паразитных импедансов  $z_1$  и  $z_2$  результирующий возвратный ток в системе распределения опорного напряжения равен нулю

условии симметричной топологии схемы, обеспечивающей равенство связей проводников с системой распределения опорного напряжения, токи, возбуждаемые в ней сигналом, передаваемым по одному проводнику, нейтрализуются равными и противоположными токами, возбуждаемыми в ней сигналом, передаваемым по второму проводнику.

Этот эффект проиллюстрирован на рис. 6.5, где паразитные импедансы  $z_1$  и  $z_2$  представляют собой импедансы связи с системой опорного напряжения (корпуса и другие металлические части) одного и другого проводника. В симметричной дифференциальной схеме эти два импеданса равны между собой. При условии комплементарности переменных напряжений на обоих проводниках, паразитные токи через импедансы  $z_1$  и  $z_2$  взаимно компенсируются, и в итоге *результирующий паразитный возвратный ток сигнала в опорной системе равен нулю*.

Работа такой схемы не зависит от конкретного значения импеданса  $z_A$  (поскольку ток через него отсутствует). Напротив, она обладает определенной невос-

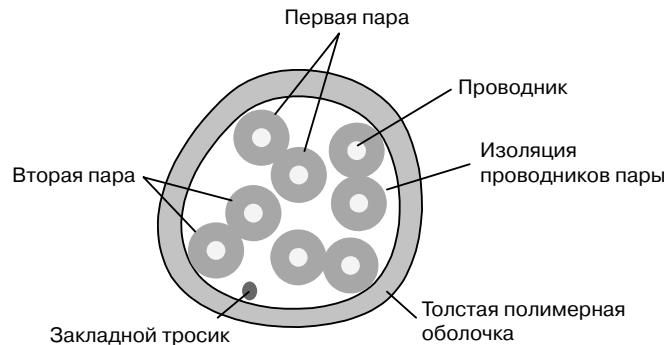
приимчивостью по отношению к другим цепям, которые, конечно же, наводят токи в опорной структуре, т.к. дифференциальному приемнику не требуется, чтобы напряжения повсюду в опорной системе были одинаковыми. Дифференциальному приемнику требуется только, чтобы неравенство опорных напряжений на обоих концах линии передачи не вызывало выхода принимаемого сигнала за пределы рабочего диапазона приемника по синфазному сигналу.

При неидеальной сбалансированности импедансов  $z_1$  и  $z_2$  или нарушении идеальной комплементарности передаваемых напряжений в опорной системе возникает результирующий ток. Этот ток называется *синфазным током*. Уменьшить синфазный ток, при условии, что передаваемые напряжения равны, можно двумя способами: *ослаблением связи* и *точным симметрированием*.

В высококачественных кабелях на основе витой пары (рис. 6.6) используется технология *ослабления связи*, посредством которой снижается паразитная связь проводников на землю через импедансы  $z_1$  и  $z_2$ . С этой целью используется полимерная внешняя оболочка увеличенной толщины, препятствующая внешним проводам и другим объектам слишком близко приближаться к сигнальным проводникам. В то же время проводники в кабеле попарно плотно прилегают друг к другу, образуя 100-омные дифференциальные пары. Такая конструкция увеличивает импеданс  $z_1$  и  $z_2$  по отношению к импедансу нагрузки. В результате, независимо от прокладки кабеля, снижаются возможные токи через импеданс  $z_1$  или  $z_2$ . Дальнейшее снижение синфазного тока достигается плотным скручиванием проводников, в результате чего они попеременно, равное число раз приближаются к соседствующим с кабелем объектам. Плотное скручивание проводников улучшает баланс импедансов  $z_1$  и  $z_2$ . Комбинация этих приемов, используемая в неэкранированных кабелях на основе витой пары категорий 5, 5e, 6 и 7, обеспечивает впечатляющее ослабление синфазных сигналов.

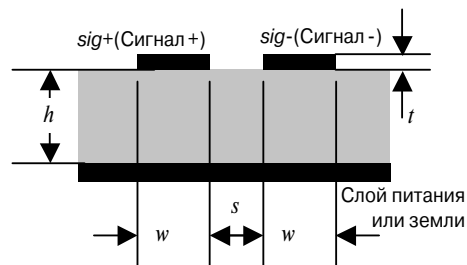
Тем, кто сомневается в том, что ток сигнала через импедансы  $z_1$  и  $z_2$  может оказаться достаточно большим, чтобы создать недопустимые радиопомехи, предлагаем провести следующий эксперимент. Срежьте с участка кабеля, идущего от работающего сетевого адаптера, часть внешней оболочки, раскрутите одну из рабочих пар проводников и проложите один из них рядом с корпусом изделия на расстоянии нескольких дюймов от него. В этом случае изделие не пройдет обязательных испытаний на соответствие нормам Федеральной комиссии связи США или европейским нормам по радиопомехам. Дополнительный синфазный ток через паразитную емкость проводника, лежащего рядом с корпусом, создаст такой уровень радиопомех, который превысит нормы, установленные Федеральной комиссией связи США или европейским законодательством. Несбалансированный паразитный ток утечки на землю имеет большое значение в системах передачи по витой паре и должен строго ограничиваться.

В случае дифференциальных печатных дорожек для подавления синфазных токов нужны другие меры. В печатной плате с плоскими сплошными проводящими



**Рис. 6.6.** Конструкция высококачественного кабеля из четырех неэкранированных витых пар. На этом рисунке также показан закладной тросик из жесткой проволоки, который предназначен для того, чтобы, потянув за него, разрезать длинные участки внешней изоляции кабеля

слоями (рис. 6.7) невозможно удалить дорожки от них настолько, чтобы существенно понизить импедансы  $z_1$  и  $z_2$ . В печатных линиях подавление синфазного режима осуществляется не ослаблением связи, а *точным симметрированием*. Для этого дорожки выполняются одинаковой высоты, ширины, толщины и длины. Величина связи между дорожками в дифференциальных печатных линиях передачи не особенно важна, т.к. очень тесной связи между дорожками даже при желании добиться невозможно. Типичный коэффициент взаимной связи между печатными проводниками дифференциальной пары колеблется в пределах от 20% до 50%.



**Рис. 6.7.** Поперечное сечение дифференциальной пары микрополосковых печатных линий со связью по боковой стороне дорожек. Обе линии симметрично нагружены по отношению к подстилающему сплошному опорному слою

Напротив, в сбалансированной дифференциальной витой паре типа той, что используется в локальных сетях, связь между проводниками пары превосходная. Подайте на один из проводников такого кабеля короткий сигнал  $\nu(t)$ ,<sup>47</sup> и на выходе он превратится в два комплементарных сигнала,  $\nu(t)/2$  и  $-\nu(t)/2$ . Этот эффект демонстрирует высокий коэффициент подавления синфазного сигнала в кабеле UTP.

В качественных кабелях связь между проводниками в каждой витой паре намного выше их связи с окружающей землей. Перекрестная связь между проводниками пары — почти 100%. Пары проводников влияют друг на друга очень сильно. Единственный режим передачи сигнала, в котором они способны работать, это дифференциальный режим.

В печатной плате связь между дорожками дифференциальной пары, даже если они прижаты вплотную друг к другу, очень редко достигает уровня, близкого к уровню связи дорожек с окружающими их сплошными проводящими слоями. Чтобы проверить это, подайте сигнал на вход дорожки  $A$  при заземленном входе дорожки  $B$ . Измерьте сигналы на дальнем конце линии, и вы обнаружите довольно высокий коэффициент перекрестной связи, но он будет далеко не 100%. Дифференциальные печатные дорожки на это не способны.

К счастью, для реализации всех основных преимуществ дифференциальной схемы сильная взаимная связь между дифференциальными дорожками совсем не обязательна. При любом разумном промежутке между дорожками этого можно достичь при условии хорошей симметрии комплементарных выходных сигналов передатчика и равенства импедансов дорожек по отношению к соседним слоям питания и земли. Этого достаточно для обеспечения помехозащищенности от наводок по питанию и земле, дребезга земли и заметного снижения излучений.

Некоторые инженеры-схемотехники настаивают на том, чтобы при трассировке печатной платы дифференциальные дорожки в их схемах прокладывались как можно ближе друг к другу. Такая мера, конечно, экономит место и незначительно снижает перекрестные помехи, вносимые в соседние сигналы. Но она не в силах защитить систему непробиваемой броней от перекрестных помех (см. раздел 6.11.6, “Снижение локальной перекрестной связи”).

Еще одним чрезвычайно важным преимуществом дифференциальной передачи сигналов является снижение уровня радиоизлучений (см. раздел 6.11.3, “Снижение уровня радиоизлучений с помощью дифференциальной передачи сигналов”).

---

<sup>47</sup>На ближнем конце кабеля на проводник  $A$  подается напряжение  $\nu(t)$  относительно земли, при этом проводник  $B$  на ближнем конце кабеля должен находиться под потенциалом земли. Это можно сделать с помощью импульсного генератора с несимметричным выходом. На дальнем конце кабеля проводники  $A$  и  $B$  соединяются через согласованные нагрузочные резисторы в общую точку, которая подключается к измерительной земле осциллографа. С помощью осциллографа измеряются сигналы на проводниках  $A$  и  $B$  на дальнем конце кабеля.

**На заметку**

- При дифференциальной передаче сигналов на оба проводника подаются равные, но противоположные, переменные напряжения *и токи*.
- При условии симметричной топологии схемы, токи, вызываемые в системе распределения опорного напряжения сигналом, передаваемым по одному проводнику, нейтрализуются равными и противоположными токами, вызываемыми в ней сигналом, передаваемым по второму проводнику.
- Дифференциальным дорожкам для эффективной работы сильная взаимная связь совсем не обязательна.
- Дифференциальная передача сигналов обеспечивает заметное снижение уровня радиоизлучения.

## 6.4 Дифференциальные и синфазные напряжения и токи

В двухпроводной линии передачи дифференциальное напряжение  $d$  определяется как разница между мгновенными напряжениями  $a$  и  $b$  на обоих проводниках:

$$d = a - b, \quad (6.2)$$

где  $a$  и  $b$  — напряжения на проводниках, измеренные по отношению к произвольно выбранному общему опорному уровню.

В двухпроводной линии передачи синфазное напряжение  $c$  определяется как среднее арифметическое мгновенных напряжений  $a$  и  $b$  на обоих проводниках:

$$c = \frac{a + b}{2}, \quad (6.3)$$

где  $a$  и  $b$  — напряжения на проводниках, измеренные по отношению к произвольно выбранному общему опорному уровню (обычно по отношению к локальной земле, но в ряде случаев — по отношению к локальному опорному слою или другой локальной опорной точке).

Дифференциальное и синфазное напряжения совместно представляют собой вариант описания исходного сигнала, часто называемый *декомпозицией* исходного сигнала. По известным дифференциальному и синфазному напряжениям сигнала можно восстановить напряжения  $a$  и  $b$  (такое же разложение применимо и к токам).

$$a = c + d/2, \quad (6.4)$$

$$b = c - d/2, \quad (6.5)$$

В качественной дифференциальной системе переменная составляющая синфазного сигнала всемерно ограничивается. Это делается потому, что синфазная составляющая передаваемого сигнала абсолютно лишена таких преимуществ дифференциального сигнала, как нейтрализация шума и подавление излучений. Синфазный и дифференциальный сигналы и распространяются по-разному в кабельных системах, что приводит к возникновению таких специфических проблем, как расфазировка и “звон”, если синфазная компонента достигает существенной доли общей амплитуды сигнала, особенно в случае, когда синфазные токи самопроизвольно трансформируются в дифференциальные сигналы (см. раздел 6.8, “Превращение дифференциального сигнала в синфазный и обратное ему”).

В частности, межстоечные кабельные линии чрезвычайно чувствительны к высокочастотным синфазным токам, утечка которых из неэкранированного кабеля происходит достаточно эффективно.

Другой вариант декомпозиции представляет собой разложение сигнала, передаваемого по двухпроводной линии, на четную и нечетную составляющие напряжения и тока. Это разложение, хотя и сходно с разложением на дифференциальную и синфазную составляющие напряжения и тока, но несколько отлично от него.

Нечетный сигнал — это сигнал, амплитуда которого в одном проводнике равна  $x(t)$ , а в другом —  $-x(t)$ . Дифференциальная амплитуда сигнала, имеющего нечетную амплитуду  $x(t)$ , равна  $2x(t)$ . Если размах сигнала  $x(t)$  составляет  $y$ , то размах нечетного сигнала равен просто  $y$ , а *размах дифференциального сигнала* составляет  $2y$ .

Четный сигнал — это сигнал, амплитуда которого в обоих проводниках равна  $x(t)$ . При размахе четного сигнала равном  $y$ , размах синфазного сигнала тоже равен  $y$ . Амплитуда четного и амплитуда синфазного сигнала — это одно и то же.

В двухпроводных системах передачи в ряде случаев напряжение передаваемого сигнала приложено только к одному проводнику. В таком случае дифференциальная амплитуда равняется амплитуде сигнала в этом проводнике. Синфазная амплитуда составляет половину этой величины. Четная и нечетная амплитуда в этом случае равны друг другу и составляют половину амплитуды сигнала в этом проводнике.

Ниже приведены формулы, связывающие параметры четного и нечетного сигналов. Аналогичные формулы справедливы и для токов:

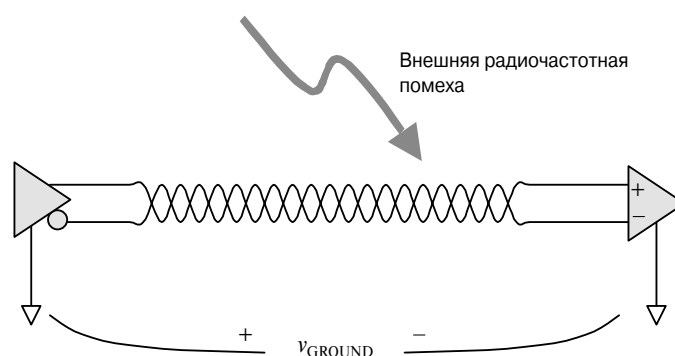
$$\text{нечетный сигнал:} \quad o = \frac{a - b}{2}, \quad (6.6)$$

$$\text{четный сигнал:} \quad e = \frac{a + b}{2}, \quad (6.7)$$

$$\text{сигнал в первом проводнике:} \quad a = e + o, \quad (6.8)$$

$$\text{сигнал во втором проводнике:} \quad b = e - o, \quad (6.9)$$





**Рис. 6.8.** Хороший дифференциальный приемник нейтрализует любой шум, поражающий в равной степени оба проводника дифференциальной пары, например радиочастотную помеху

где  $a$  и  $b$  — напряжения на проводниках по отношению к общему опорному уровню.

Разложение сигнала на дифференциальную и синфазную составляющие и разложение сигнала на четную и нечетную составляющие базируются на очень похожих определениях. Разница между этими двумя представлениями заключается в определении дифференциального режима. Дифференциальное напряжение — это напряжение, показываемое вольтметром, подключенным к обоим проводникам. Нечетное напряжение — это математическое построение, упрощающее в некоторых случаях регистрацию данных.

$$o = d/2, \quad (6.10)$$

$$e = c, \quad (6.11)$$

Любой шум типа радиочастотных помех, поражающий в равной степени оба проводника дифференциальной пары, наводит синфазный (четный) сигнал, но не создает дифференциального (нечетного) сигнала (рис. 6.8). Хороший дифференциальный приемник воспринимает только дифференциальный сигнал и потому невосприимчив к этому типу помехи.

#### На заметку

- Напряжения и токи в двухпроводной системе передачи описываются с помощью разложения на дифференциальную и синфазную составляющие.
- Еще одним способом представления напряжений и токов в двухпроводной системе передачи является разложение их на четную и нечетную составляющие.
- Дифференциальный приемник нейтрализует синфазный шум.

## 6.5 Скорость распространения дифференциального и синфазного сигналов

В передающей структуре, погруженной в однородный диэлектрик (например, полосковая линия) скорости распространения дифференциального и синфазного (читайте, четного и нечетного) сигналов равны.

Однако в структурах с неоднородным диэлектрическим заполнением, типа микрополосковой линии, скорости распространения обоих видов сигнала несколько отличаются. Влияние, оказываемое этим различием, не очень велико до тех пор, пока связь между этими режимами распространения не очень велика (см. раздел 6.8). Теоретически вредное влияние различия скоростей становится заметным при следующих условиях:

- Возбуждается дифференциальный сигнал.
- Часть сигнала самопроизвольно преобразуется в синфазный сигнал.
- Дифференциальный и синфазный сигналы распространяются независимо, с несколько отличающимися скоростями, до конца линии передачи.
- Синфазный сигнал самопроизвольно трансформируется в дифференциальный сигнал.

В этом случае приемник воспримет наложение двух набегающих сигналов с незначительно отличающимися временными характеристиками и амплитудами (в предположении, что дважды конвертированный сигнал — меньше).

### На заметку

- Скорости распространения дифференциального и синфазного сигналов в микрополосковой линии несколько отличаются. Влияние, оказываемое этим различием, не очень велико.

## 6.6 Синфазный баланс

Синфазный баланс — термин, относящийся к дифференциальным системам передачи. Синфазный баланс характеризуется отношением амплитуды синфазного сигнала к амплитуде дифференциального сигнала. Дифференциальная система, в которой отсутствует синфазная составляющая сигнала, называется *идеально сбалансированной* (т.е. сигналы в обоих проводниках полностью противоположны друг другу).

Расчет коэффициента синфазного баланса обычно проводится только по переменной составляющей синфазного сигнала. Например, у идеально комплементарной пары ТТЛ-сигналов амплитудой 3,3 В постоянная составляющая синфазного

напряжения смещения может составлять 1,65 В, но его переменная составляющая (изменяющаяся часть) при этом может быть очень небольшой.

Коэффициент синфазного баланса обычно выражается в децибелах. Коэффициент синфазного баланса, равный 0,0001 (–80 дБ), исключительно высок. Синфазный баланс, обеспечиваемый серийными цифровыми дифференциальными передатчиками, составляет обычно всего лишь –30 дБ или даже –20 дБ.

Некоторые авторы выражают коэффициент синфазного баланса через отношение амплитуды четного сигнала к амплитуде нечетного сигнала. Это отношение составляет половину величины отношения амплитуд синфазного и дифференциального сигналов и оказывается на 6 дБ ниже — не столь впечатляющим. Ранее отношение амплитуд синфазного и дифференциального сигналов называлось *продольной симметрией*.

**На заметку**

- Коэффициент синфазного баланса — это отношение амплитуд синфазной и дифференциальной составляющих сигнала.

## 6.7 Диапазон входного сигнала по синфазному напряжению

Для каждого цифрового приемника изготовителем указывается диапазон входного сигнала по синфазному напряжению. Вы должны обеспечить, чтобы входные сигналы не выходили за пределы этого диапазона ни при каких условиях. До тех пор пока сигналы на обоих входах остаются в пределах рабочего диапазона по синфазному напряжению, устройство будет соответствовать или превосходить паспортные данные по величине порога переключения по входу. Помимо этой информации производители не дают практически никаких сведений о том, как будет работать элемент при несоблюдении этого требования. Возможно, он будет работать нормально. С другой стороны, может происходить самопроизвольное переключение состояния по выходам, приемник может войти в насыщение и долгое время оставаться в нем, он может заблокироваться в неопределенном состоянии и оставаться в нем до сброса по питанию или полностью выйти из строя. Предугадать, что может произойти, невозможно [55]. Поэтому нарушать технические требования, установленные производителем, не стоит (даже кратковременно).

Паспортные данные диапазона входного сигнала по синфазному напряжению, — несомненно, полезная информация, но хотелось бы знать о приемнике больше. Предположим, например, что на вход приемника поступает дифференциальный тактовый сигнал амплитудой 500 мВ. Добавим к каждому из сигналов синфазный шум размахом 1 В. Насколько велик окажется джиттер тактового сигнала? Узнать об этом из паспортных данных нельзя.

Еще одним источником джиттера синхросигнала является помеха по питанию. Предположим, что уровень пульсаций напряжения питания  $V_{CC}$  составляет 100 мВ. Насколько велик окажется джиттер, вызванный им? И об этом из паспортных данных также узнать нельзя.

Оба примера касаются степени подавления синфазного сигнала, которая является единственной мерой того, насколько изменяется напряжение переключения по входам под действием определенного уровня помех на них. Для линейных усилителей стандартно указывается коэффициент ослабления синфазного сигнала (CMRR) по входам усилителя, а также по питанию. Например, коэффициент ослабления синфазного сигнала по питанию, равный  $-50$  дБ, означает, что уровень пульсаций напряжения питания  $V_{CC}$ , составляющий 100 мВ, эквивалентен дифференциальному шуму амплитудой 0,3 мВ (т.е. на 50 дБ ниже 100 мВ). Коэффициент ослабления синфазного сигнала позволяет перевести уровень каждого вида помех в уровень эквивалентного дифференциального шума на входе. Сложив затем уровни всех эквивалентных шумов, можно определить отношение сигнал-шум, или величину джиттера в системе.

Паспортные данные диапазона входного сигнала по синфазному напряжению, указываемые для цифровых компараторов и приемников, не раскрывают источники шума, поэтому по ним невозможно провести анализ джиттера.

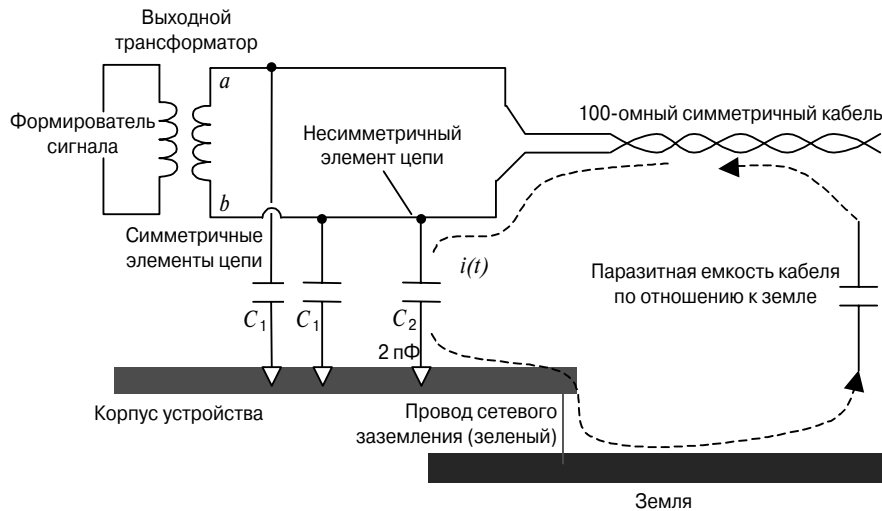
**На заметку**

- Не превышайте указанный изготовителем диапазон входного сигнала по синфазному напряжению (даже кратковременно).

## 6.8 Превращение дифференциального сигнала в синфазный, и наоборот

Любой несимметричный элемент цепи в симметричном канале передачи создает область частичной взаимной связи между дифференциальным и синфазным режимами передачи в этой точке. Эта связь вызывает частичное превращение идеального дифференциального сигнала в синфазный, и наоборот.

Такие проблемы превращения одного вида сигнала в другой часто возникают при разработке сетевых адаптеров. Предположим, что в схеме на рис. 6.9 выводы вторичной обмотки трансформатора связаны с землей через одинаковые емкости  $C_1$  между корпусом и точками  $a$  и  $b$  вторичной обмотки. Если емкости одинаковы (а кабель и трансформатор идеально симметричны), дифференциальный сигнал в кабеле вызывает равные, но противоположные токи через эти две емкости. На корпусе изделия эти токи полностью компенсируют друг друга. В результате полной компенсации ток между витой парой кабеля и окружающим ее корпусом



**Рис. 6.9.** Несимметричный элемент цепи в передатчике вызывает циркуляцию тока через внешний кабель и корпус устройства

отсутствует. В действительности же одна емкость оказывается всегда чуть меньше другой.

Пусть емкость  $C_2$  представляет собой небольшой разброс (2 пФ) между паразитными емкостями на выводах  $a$  и  $b$  цепи. Подсчитаем величину тока, проходящего через эту емкость, посмотрим, куда он течет, и выясним, создает ли он какие-либо проблемы.

Используя в этом примере параметры сигнала стандарта 10BASE-T, примем размах сигнала в каждом из проводников равным 2 В при времени переключения 25 нс. Ток через емкость  $C_2$  составляет:

$$i(t)_{PEAK} = C_2 \frac{dv}{dt} = (2\text{пФ}) \frac{2\text{ В}}{25\text{ нс}} = 160\text{ мкА}, \quad (6.12)$$

Этот ток течет через емкость  $C_2$  на корпус и далее на землю (по зеленому проводу земли кабеля питания или через емкость связи корпуса на землю). С земли этот ток возвращается через емкостную связь в кабель, по которому в виде синфазного сигнала течет по витой паре к трансформатору, завершая виток.

Будь нагрузка, состоящая из двух равных емкостей, связывающих точки  $a$  и  $b$  с корпусом, *симметричной*, синфазные токи *не* возникали бы, потому что токи через паразитные емкости взаимно компенсировали бы друг друга. В этом примере *асимметрия* емкостной нагрузки вызывает появление синфазного тока. Даже такая небольшая емкостная асимметрия, как 2 пФ, создает в этом случае серьезную проблему, т.к. излучение из неэкранированного кабеля, создаваемое

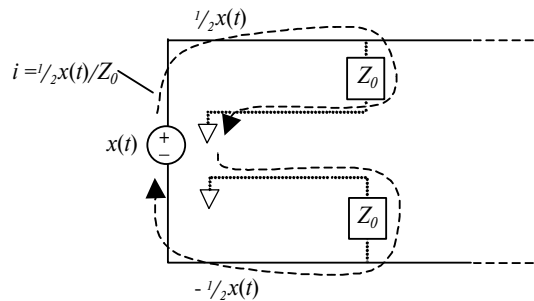
высокочастотным синфазным током величиной 160 мкА, несомненно, превысит предельные уровни излучения, установленные национальными и международными стандартами.

#### На заметку

- Несбалансированность цепи вызывает частичное превращение идеально сбалансированного дифференциального сигнала в синфазный сигнал, или обратное ему.

## 6.9 Дифференциальное сопротивление

Что такое дифференциальное сопротивление? Дифференциальное сопротивление — это отношение напряжения к току в спаренной линии передачи, работающей в дифференциальном режиме (один сигнал положительный, а другой — отрицательный). Например, в цепи, представленной на рис. 6.10, дифференциальный сигнал подается в пару не связанных между собой линий передачи.<sup>48</sup> Так как линии симметричны, напряжение сигнала делится поровну, и в верхней линии оно составляет  $1/2x(t)$ , а в нижней —  $-1/2x(t)$ . Таким образом, ток через каждую из нагрузок составляет  $1/2x(t)/Z_0$ . Этот ток течет через обе линии и через обе нагрузки в направлении, указанном на рисунке.



**Рис. 6.10.** Дифференциальный входной импеданс пары линий передачи, при отсутствии взаимной связи между ними, составляет  $2Z_0$

<sup>48</sup>Если дорожки разнесены на расстояние, более чем вчетверо превышающее высоту  $h$  подъема дорожек, то связь между ними настолько мала, что при анализе цепи взаимное влияние дорожек обычно не учитывается. Такие дорожки называют *несвязанными*. Точный интервал между дорожками, при котором их взаимное влияние можно считать пренебрежимо малым, зависит от того, какое взаимное влияние рассматривается как пренебрежимо малое.

Дифференциальное сопротивление (отношение дифференциального напряжения к току) составляет

$$Z_{DIFF} = \frac{x(t)}{[(1/2)x(t)/Z_0]} = 2Z_0, \quad (6.13)$$

где  $Z_{DIFF}$  — дифференциальное сопротивление пары несвязанных линий передачи (Ом),

$Z_0$  — волновое сопротивление каждой из линий, называемое также развязанным сопротивлением,

$x(t)$  — дифференциальное напряжение, приложенное к обеим линиям (В),

$(1/2)x(t)/Z_0$  — ток, возбуждаемый в обеих линиях источником сигнала (А).

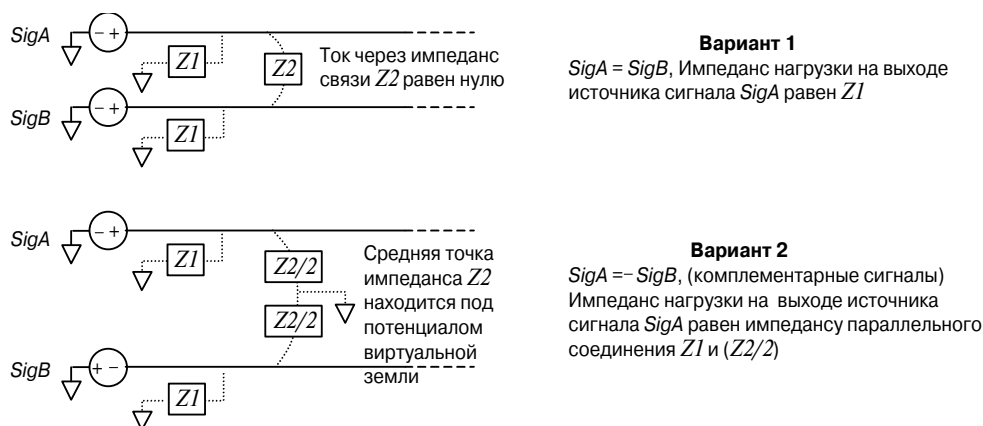
*Дифференциальное сопротивление двух идентичных, не связанных линий передачи вдвое превышает волновое сопротивление каждой из этих линий.*

Если линии — *связанные*, ситуация меняется. В качестве примера связанных линий рассмотрим две печатных дорожки. Эти дорожки всегда будут обладать некоторым (вероятно, очень слабым) уровнем перекрестной связи. Иными словами, напряжения и токи в одной линии будут влиять на напряжения и токи в другой линии. Так действует взаимная связь между двумя линиями передачи.

В случае пары связанных печатных дорожек ток в одной из них частично зависит от перекрестной связи, действующей со стороны другой дорожки. Например, когда на обе дорожки подаются одинаковые сигналы, между ними возникает положительная перекрестная связь, вызывающая уменьшение величины тока по обеим дорожкам. Когда же на дорожки подаются комплементарные сигналы, между ними возникает отрицательная перекрестная связь, вызывающая увеличение тока в обеих дорожках. Эквивалентные схемы, представленные на рис. 6.11, иллюстрируют эту ситуацию. Волновые сопротивления линий передачи по отношению к земле (с учетом влияния соседней дорожки) представлены сосредоточенными элементами с импедансом  $Z_1$ . Взаимная связь двух линий передачи представлена сосредоточенным элементом с импедансом  $Z_2$ .

В первом случае сигнал  $SigB$  возбуждается идентично сигналу  $SigA$ . Следовательно, напряжения на обоих проводниках в один и тот же момент времени одинаковы во всех симметричных точках линий. Таким образом (по идее) ток через импеданс связи  $Z_2$  равен нулю. При этих условиях импеданс (отношение напряжения к току), измеренный для каждого из проводников, равняется  $Z_1$ . Он называется *четным сопротивлением* передающей структуры.

Во втором случае сигналы  $SigA$  и  $SigB$  являются комплементарными. Этот режим называется дифференциальной передачей сигнала, или передачей диаметрально противоположных сигналов. В этом случае средняя точка импеданса  $Z_2$



**Рис. 6.11.** Входной импеданс в точке возбуждения сигнала для двух различных вариантов двухпроводной передачи

находится под потенциалом виртуальной земли. Анализ этой цепи по переменному току показывает, что импеданс, измеренный для каждого из проводников, в этом случае равняется импедансу параллельного соединения  $Z_1$  и  $\frac{1}{2}Z_2$ . Этот импеданс называется нечетным сопротивлением. *Нечетное сопротивление всегда меньше четного сопротивления.*

Понятия “четное сопротивление” и “нечетное сопротивление” тесно связаны с такими понятиями, как “дифференциальное сопротивление” и “синфазное сопротивление”. Синфазное сопротивление измеряется при параллельном подключении обоих проводников к общему источнику. Синфазное сопротивление по определению равно половине четного сопротивления.

Дифференциальное сопротивление вдвое превышает нечетное сопротивление. Оно измеряется при возбуждении сигнала симметричным источником и рассчитывается как отношение дифференциального напряжения (удвоенного нечетного напряжения) к току в любой из линий.

На основе приведенной информации о дифференциальном и синфазном сопротивлениях несложно доказать, что синфазное сопротивление всегда превышает одну четвертую дифференциального сопротивления.

В качестве примера рассмотрим две 50-омные несвязанные линии передачи. До тех пор пока эти линии разнесены достаточно далеко (так, что между ними отсутствует взаимная связь), четное и нечетное сопротивления этой пары линий будут одинаковы и равны 50 Ом. При параллельном подключении этих линий синфазное сопротивление составит 25 Ом. При подключении этих линий к дифференциальному источнику дифференциальное сопротивление этой пары линий составит 100 Ом.



**На заметку**

- Дифференциальное сопротивление — это импеданс, измеренный между двумя проводниками в дифференциальном режиме передачи сигнала.
- Нечетное сопротивление — это импеданс, измеренный на любом из двух проводников, возбуждаемых противоположными сигналами в дифференциальном режиме передачи.
- Дифференциальное сопротивление вдвое превышает нечетное сопротивление.
- Дифференциальное сопротивление двух идентичных несвязанных линий передачи вдвое превышает волновое сопротивление одной из них.
- Нечетное сопротивление двух идентичных несвязанных линий передачи равно волновому сопротивлению одной из них.
- Взаимная связь между двумя параллельными дорожками вызывает снижение как дифференциального, так и нечетного сопротивления.
- Синфазное сопротивление — это импеданс, измеренный на параллельном подключении двух проводников к общему источнику сигнала.
- Четное сопротивление — это импеданс, измеренный *на любом* из двух проводников, возбуждаемых идентичными сигналами в синфазном режиме передачи.
- Четное сопротивление вдвое превышает синфазное сопротивление.

### 6.9.1 Связь между нечетным и развязанным сопротивлениями

Обсудим теперь связь между нечетным сопротивлением и *развязанным сопротивлением*. Развязанное сопротивление  $Z_C$  — это то значение, которое мы получим в результате измерения, если разнесем линии передачи на столь значительное расстояние, что они не будут оказывать влияния друг на друга. Нечетное сопротивление связанной линии передачи всегда *меньше* ее развязанного сопротивления, четное сопротивление — всегда *больше* его. Чем меньше расстояние между линиями, тем больше взаимная связь между ними и тем больше разница между нечетным, развязанным и четным сопротивлением линии.

Сформулируем этот вывод в виде принципа дифференциального сопротивления:

*взаимная связь между параллельными печатными дорожками вызывает снижение их дифференциального (или нечетного) сопротивления.*

При реализации сильно связанных дифференциальных печатных линий обычно уменьшают ширину дорожек в области сильной связи, чтобы компенсировать расчетное снижение дифференциального сопротивления.

### 6.9.2 Почему нечетное сопротивление всегда меньше развязанного сопротивления

Доказательство базируется на построении так называемой эквипотенциальной плоскости посередине между дорожками дифференциальной линии. Вследствие симметрии структуры все электрические поля в случае нечетного возбуждения перпендикулярны этой плоскости. Таким образом, потенциал электрического поля в любой точке эквипотенциальной плоскости равен нулю. Заменяем эту воображаемую эквипотенциальную плоскость реальным сплошным медным экраном и это ничего не изменит. Величина волнового сопротивления в режиме нечетного возбуждения не изменится при внесении экрана. Но совершенно ясно, что экран разбивает структуру на две независимых зоны. Это дает возможность рассчитать значение нечетного сопротивления линии путем анализа структуры, состоящей не из двух дорожек, а из одной дорожки и сплошного проводящего экрана. Влияние экрана на волновое сопротивление одиночной дорожки вполне очевидно — экран вносит дополнительную емкость и снижает сопротивление. Это приводит к тому, что нечетное сопротивление связанной структуры всегда оказывается меньше развязанного сопротивления  $Z_C$ .

### 6.9.3 Отражения на стыках дифференциальных линий передачи

---

Информационный бюллетень *High-Speed Digital Design Online Newsletter*, Vol.4, Issue 3

Письмо Джона Лихью (John Lehw)

В книге *High-Speed Digital Design* и в некоторых других источниках приводится формула для коэффициента  $\Gamma$  частичного отражения на стыке линий передачи, имеющих разные волновые сопротивления.

$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0}, \quad (6.14)$$

где  $Z_0$  — волновое сопротивление основной линии передачи,

$Z_2$  — волновое сопротивление несогласованного участка, подключенного к основной линии.

Эта формула обычно используется для расчета отражений в одиночной линии передачи, привязанной к земляному слою. Применима ли эта формула к дифференциальным или двухпроводным линиям?

**Ответ**

Мы признательны за интерес к *High-Speed Digital Design*.

Если не считать сложностей, связанных с несимметричными режимами, дифференциальные линии передачи ведут себя практически так же, как однопроводные линии. Уравнение (6.14) справедливо для обоих случаев.

Предположим, имеется отрезок дифференциальной линии передачи с дифференциальным сопротивлением  $Z_1$ . Пусть эта линия подключена к нагрузке с дифференциальным сопротивлением  $Z_2$  (не имеет значения, является ли  $Z_2$  нагрузкой с сосредоточенными параметрами или еще одним отрезком дифференциальной линии передачи с дифференциальным сопротивлением  $Z_2$ ). Величина сигнала, отраженного от стыка, по отношению к величине набегающего сигнала описывается процитированным вами уравнением для коэффициента отражения  $\Gamma$ .

Рассмотрим это на примере незэкранированного кабеля на основе витой пары (УТР). Предположим, мы соединим отрезок 100-омного (номинальное значение) УТР-кабеля категории 5 с отрезком 120-омного (номинальное значение) УТР-кабеля категории 4 (такой кабель используется только во Франции). Коэффициент отражения на стыке (номинальное значение) будет равен:

$$\Gamma = \frac{120 - 100}{120 + 100} = 0,09, \quad (6.15)$$

Когда этот простой пример оказывается неверным? Если кабель обладает существенной асимметрией (т.е. емкость на землю с одной его стороны выше, чем с другой), мы сталкиваемся с более сложной ситуацией. В общем случае необходимо учитывать четыре сигнала — по одному дифференциальному и одному синфазному для каждого из кабелей. Полностью задача описывается матрицей связи размером  $4 \times 4$ , элементы которой зависят от частоты.

Нарушение симметрии кабеля приводит к возникновению перекрестной связи между дифференциальными и синфазными сигналами в точке соединения кабелей, что является одной из причин возникновения электромагнитных помех.

**На заметку**

- Если не считать сложностей, связанных с несимметричными режимами, дифференциальные линии передачи ведут себя практически так же, как однопроводные линии.

## 6.10 Топологии двухпроводных печатных линий

Дифференциальные печатные линии должны соответствовать следующим требованиям.

1. Напряжения, приложенные к обоим дорожкам, должны быть комплементарными.
2. Токи, текущие по обоим дорожкам, должны быть комплементарными. Совместно с п. 1 это означает, что обе дорожки должны иметь одинаковое волновое сопротивление.
3. Обе дорожки должны иметь равные импедансы по отношению к окружающей системе привязки — слоям земли, слоям питания  $V_{CC}$  или обоим.
4. Оба проводника должны обладать одинаковой постоянной задержки распространения.

Этим требованиям могут удовлетворять различные топологии печатных линий. Наиболее распространенными вариантами являются дифференциальная микрополосковая линия, дифференциальная полосковая линия со связью по боковой стороне дорожек и дифференциальная полосковая линия со связью по широкой стороне дорожек (рис. 6.12).

Надеемся, что в распоряжении читателей имеются хорошие программы расчета двумерных полей, способные рассчитать дифференциальное сопротивление для разных комбинаций шести переменных: ширины дорожки, высоты подъема дорожки, интервала между дорожками, толщины дорожки, топологии линии и ди-

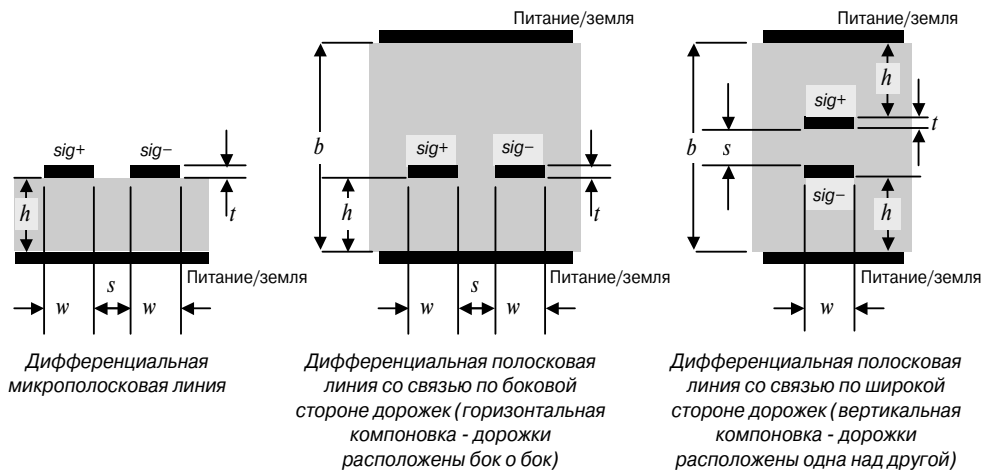


Рис. 6.12. Дифференциальные печатные линии передачи могут иметь различную топологию

электрической проницаемости диэлектрика подложки. Если же нет, то приобретите такую программу (она входит в состав любого пакета программ имитационного моделирования целостности сигнала). Доказывая своему руководству, что вам необходима такая программа, сослнитесь на то, что мы тоже так считаем. Программа расчета двумерных полей это, несомненно, наилучший инструмент для расчета сопротивления любой печатной структуры передачи данных.

В последующих разделах приведен ряд данных по волновому сопротивлению дифференциальных печатных структур, но не рассчитывайте на то, что вы найдете в них все возможные комбинации шести основных переменных. Наша цель — помочь вам разобраться с тем, какое значение и смысл имеют различные коррекции геометрии структуры.

### 6.10.1 Импеданс дифференциальной (микрорососковой) структуры

---

**Информационный бюллетень High-Speed Digital Design Online Newsletter, Vol.5, Issue 2**

**Письмо Митча Мори (Mitch Morey) из Сан-Диего**

Я разрабатываю плату со 100-омной дифференциальной схемой передачи сигнала, для которой хотел бы использовать микрорососковую структуру. Я провел расчеты с помощью программ Polar Instrument calc, ADS LineCalc, кроме того, получил два макета с наших предприятий и обсудил эту тему со многими специалистами.

На сегодняшний день у меня есть следующие варианты — все они представляют собой 100-омные дифференциальные микрорососковые линии с рабочей частотой 2,4 ГГц, изготовленные на подложке из диэлектрика FR-4:

- дорожки шириной 0,005 дюймов с промежутком между прилежащими боковыми сторонами в 0,005 дюймов (макет 1);
- дорожки шириной 0,004 дюймов с промежутком между прилежащими боковыми сторонами в 0,008 дюймов (макет 2);
- дорожки шириной 0,005 дюймов с промежутком между прилежащими боковыми сторонами в 0,008 дюймов (программа ADS LineCalc, вариант 1);
- дорожки шириной 0,006 дюймов с промежутком между прилежащими боковыми сторонами в 0,0065 дюймов (программа ADS LineCalc, вариант 2);
- дорожки шириной 0,016 дюймов с промежутком между прилежащими боковыми сторонами в 0,016 дюймов (вариант 1, из предложенных инженерами).

Почему они такие разные?

---

**Ответ**

Мы признательны за интерес к *High-Speed Digital Design*.

Программа расчета двумерных электромагнитных полей — вот что вам нужно. Эта программа рассчитывает распределение электрических и магнитных полей, окружающих дорожки, и из этой информации получает величины сопротивления и задержки. Это самый лучший способ расчета сопротивления. Хорошие программы расчета полей позволяют задавать ширину дорожки, высоту ее подъема, интервал между дорожками, толщину дорожки, величину диэлектрической проницаемости материала подложки, а также учитывать покрытие дорожек маскирующим слоем.

Мы не знаем, какими возможностями располагает ADS LineCalc, но если это не программа расчета двумерных полей, то ее результатам нельзя доверять. У нас есть основания не доверять примерам, приведенным вами.

Во-первых, позвольте указать некоторые общие принципы, которые помогут уяснить суть проблемы, а затем мы проанализируем присланные вами варианты.

Во-первых, нужно знать, что конфигурация силовых линий электрического поля в диэлектрике соответствует конфигурации линий тока в соленой воде. Звучит довольно бессмысленно, но это сравнение поможет уяснить суть проблемы, потому что оно позволит *явственно представить*, что происходит при изменении геометрии структуры.

Давайте проведем короткий мысленный эксперимент. Представьте себе микрополосковую линию длиной  $x$ . Теперь представьте себе, что вместо диэлектрика она окружена слабо проводящей подсолонной водой. Мысленно подключите омметр между дорожкой и земляным слоем. Величина постоянного сопротивления, измеряемая в этом эксперименте, будет в точности пропорциональна величине *волнового сопротивления* дорожки. Теперь, надеемся, вы можете представить, что произойдет при приближении дорожки к земляному слою. Вы понимаете, что волновое сопротивление должно снижаться, потому что слой воды между дорожкой и опорным слоем становится тоньше? Если приблизить дорожку вплотную к опорному слою, ее сопротивление по отношению к земле (т.е. волновое сопротивление) станет почти нулевым.

А что произойдет при удвоении ширины дорожки? Такое изменение удвоит площадь ее поверхности, что вызовет существенное снижение ее сопротивления по отношению к опорному слою (т.е. ее волновое сопротивление). Мы считаем, что такая аналогия по постоянному току весьма наглядна, потому что многим инженерам намного легче представить простое распределение плотности постоянного тока, чем высокочастотного электромагнитного поля. Коэффициент пропорциональности здесь не важен; важно, чтобы вы могли представить себе, что происходит при тех или иных изменениях геометрии линии.

Пока мы рассмотрели два фактора, которые влияют на волновое сопротивление микрополосковой линии.

1. При приближении дорожки к опорному слою волновое сопротивление микрополосковой линии снижается.
2. При расширении дорожки волновое сопротивление микрополосковой линии снижается.

Справедливо и обратное.

1. При удалении дорожки от опорного слоя волновое сопротивление микрополосковой линии возрастает.
2. При сужении дорожки волновое сопротивление микрополосковой линии возрастает.

С полосковыми линиями дело обстоит несколько сложнее, т.к. нужно учитывать расстояние от дорожки как до верхнего, так и до нижнего опорного слоя. Для смещенной полосковой линии общий вывод состоит в том, что тот из опорных слоев, который находится ближе к дорожке, оказывает наибольшее влияние на волновое сопротивление линии. Если дорожка находится посередине между опорными слоями, то оба они оказывают одинаковое влияние.

Теперь представим себе дифференциальную структуру, состоящую из двух дорожек, погруженных в слегка подсоленную воду. Подключим омметр между дорожками. Теперь измеряемое сопротивление будет пропорционально *дифференциальному сопротивлению* двухпроводной структуры. (Примечание: нечетное сопротивление по определению составляет половину дифференциального сопротивления).

Если дорожки разнесены достаточно далеко, а их размеры — такие же, как в первом эксперименте, то результат измерения дифференциального сопротивления будет вдвое выше результата предыдущего эксперимента. Если дорожки разнесены на большое расстояние, ток течет главным образом от одной дорожки вниз к ближайшему опорному слою, затем по опорному слою — под вторую дорожку и затем вверх — ко второй дорожке. В этом случае ток проходит через сопротивление слоя воды  $R$  к опорному слою, затем через практически нулевое сопротивление участка опорного слоя и еще раз через сопротивление слоя воды  $R$  от опорного слоя ко второй дорожке. Общее сопротивление цепи составляет  $2R$ .

*Дифференциальное сопротивление двух далеко разнесенных дорожек равно удвоенному сопротивлению по отношению к земле любой из них.*

Теперь посмотрим, что будет происходить с дифференциальным сопротивлением при сближении дорожек. Когда они достаточно сблизятся, существенная часть тока потечет непосредственно между дорожками. Токи, как и прежде, будут течь по старому пути, но к ним добавится новый ток, текущий непосредственно от дорожки к дорожке. Сопротивление нового пути тока

включено параллельно с сопротивлением исходного пути тока, снижая дифференциальное сопротивление структуры. Можно сделать вывод о том, что

*дифференциальное сопротивление пары близко расположенных друг к другу дорожек меньше удвоенного сопротивления по отношению к земле любой из них.*

Если дорожки находятся почти вплотную друг к другу, дифференциальное сопротивление (полное сопротивление) становится близким к нулю. В общем случае дифференциальное сопротивление является монотонной функцией расстояния между дорожками.

*При прочих равных условиях, чем меньше расстояние между дорожками, тем меньше дифференциальное сопротивление.*

Снижение сопротивления, вызванное тесным сближением дорожек, мы рассматриваем как досадный побочный эффект. Будь это в нашей власти, мы бы сделали так, чтобы этого не происходило. К счастью, негативное снижение сопротивления можно нейтрализовать путем сужения дорожек. Путем соответствующего сужения дорожек можно поднять волновое сопротивление до исходного значения. Таким образом, расстояние между дорожками и ширина дорожек становятся в определенной степени взаимозависимыми величинами.

*Для сохранения постоянства сопротивления уменьшение интервала между дорожками должно сопровождаться уменьшением ширины дорожек (или увеличением высоты подъема дорожек).*

С учетом этих восьми правил рассмотрим теперь конкретные варианты, присланные вами.

При толщине подложки в 5 миллидюймов волновое сопротивление отдельно взятой дорожки шириной 16 миллидюймов на подложке из диэлектрика FR-4 уже оказывается ниже 50 Ом, поэтому дифференциальное сопротивление линии будет ниже 100 Ом, независимо от величины промежутка между дорожками. Таким образом этот вариант можно отбросить. По-видимому, инженер, предложивший этот вариант, полагал, что толщина подложки будет больше, чем выбранная вами.

Два результата, полученные с помощью программы ADS LineCalc, противоречат друг другу. Если исходить из варианта пары дорожек шириной по 5 миллидюймов, разнесенных на расстояние 8 миллидюймов, то увеличение ширины дорожек до 6 миллидюймов вызовет снижение сопротивления, а уменьшение промежутка между ними до 6,5 миллидюймов уменьшит его еще больше. Следовательно, один из результатов расчета — неверен. Мы полагаем, что, либо ваша программой ADS LineCalc дает неправильный ответ, либо (такую возможность нельзя исключить) при проведении расчета была допущена ошибка.

В табл. 6.1 представлены данные расчета, выполненного с помощью другой коммерческой программы расчета двумерных полей (HyperLynx). Все комбина-



**Таблица 6.1.** Погонное сопротивление по переменному току и коэффициент потерь вследствие поверхностного эффекта (на частоте 1 ГГц) для различных вариантов 100-омной дифференциальной микрополосковой линии со связью по боковой стороне дорожек

$h$ милли- дюймы	$w$ милли- дюймы	$s$ милли- дюймы	$k_p$	$R_{AC}$ Ом/дюйм	$R_{AC}$ Ом/м	$\alpha_r$ дБ/дюйм	$\alpha_r$ дБ/м	$\epsilon_{re}$
5	8	30	3,48	1,54	60,7	0,067	2,63	3,17
5	7	11	3,17	1,57	61,7	0,068	2,68	2,97
5	6	7	3,01	1,69	66,5	0,073	2,89	2,85
5	5	5	2,91	1,89	74,4	0,082	3,23	2,78

Примечание (1). Приведенные значения всех параметров по переменному току —  $R_{AC}$ ,  $k_p$ ,  $\alpha_r$ ,  $\epsilon_{re}$  — и диэлектрическая проницаемость диэлектрика FR-4  $\epsilon_r = 4,30$ , соответствуют частоте 1 ГГц.

Примечание (2). В приведенных примерах микрополосковых линий предполагается, что дорожки изготовлены из меди одноунцевой (1-oz) толщины (с учетом электрохимически осажденной меди) с удельной проводимостью  $\sigma = 5,98 \times 10^7$  См/м и покрыты защитным слоем (паяльная маска) толщиной 12,7 мкм (0,05 миллидюйма) с диэлектрической проницаемостью 3,3.

Примечание (3). Скорость распространения  $\nu_0$  (м/с) и постоянная задержки  $t_p$  (с/м) находятся по известному значению  $\epsilon_{re}$ , где  $1/t_p = \nu_0 = c/\sqrt{\epsilon_{re}}$  и  $c = 2,998 \times 10^8$  м/с.

ции параметров, приведенные в таблице, относятся к 100-омной дифференциальной полосковой линии, при условиях, перечисленных в таблице.

В каждой строке таблицы приведены: высота подъема печатной дорожки  $h$ , ширина готовой (с покрытием) печатной дорожки  $w$ , ширина вытравленного между дорожками промежутка  $s$  (дорожки расположены рядом), коэффициент близости  $k_p$ , погонное поверхностное сопротивление дорожки  $R_{AC}$ , коэффициент  $\alpha_r$  потерь, обусловленных поверхностным эффектом, и эффективная относительная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_{re}$ . Значения всех параметров по переменному току соответствуют частоте 1 ГГц. Предполагается, что дорожки изготовлены из фольги полуунцевой (1/2-oz) толщины с нанесенным на нее после травления гальваническим слоем полуунцевой (1/2-oz) толщины. Таким образом, дорожки имеют одноунцевую (1-oz) общую толщину. Дорожки покрыты слоем паяльной маски толщиной 12,7 мкм (0,5 миллидюймов) с диэлектрической проницаемостью 3,3. В случае выбора паяльной маски с другими параметрами изготовитель печатной платы скорректирует ширину дорожек так, чтобы компенсировать толщину диэлектрического покрытия дорожек. Более толстое покрытие несколько снизит скорость распространения сигнала в готовой структуре.

Расчет сопротивлений выполнялся с помощью программы имитационного моделирования магнитного поля по методу моментов при равномерном разби-

ении окружности каждой дорожки на 120 сегментов и линейной интерполяции тока по каждому сегменту. По оценкам авторов, точность результатов, полученных с помощью этой программы моделирования, составляет примерно  $\pm 2\%$ .

Какой бы вариант вы ни выбрали, потребуйте от изготовителя, чтобы на платах были предусмотрены отдельные тестовые линии для измерения дифференциального сопротивления, и протестируйте каждую из них, чтобы убедиться, что величина сопротивления соответствует заданной.

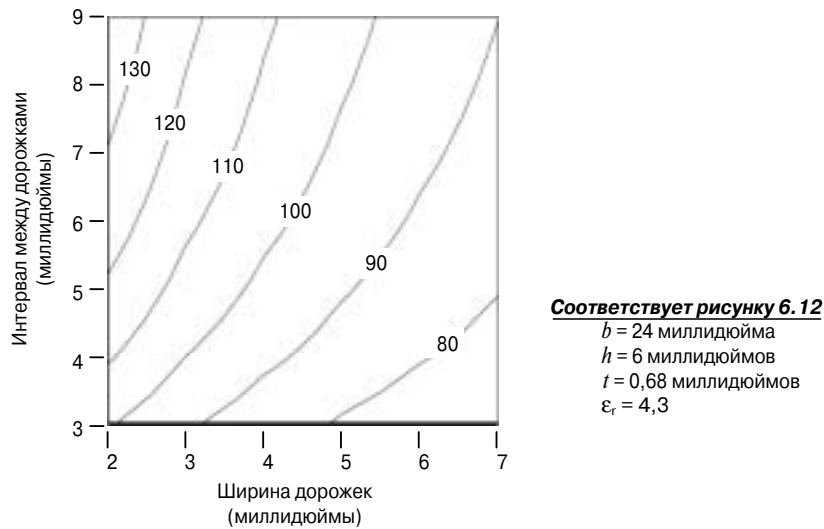
### 6.10.2 Полосковая линия со связью по боковой стороне дорожек

При разработке печатной платы следует учитывать, что дифференциальное сопротивление близко расположенных дорожек изменяется в зависимости от расстояния между ними. При уменьшении расстояния дифференциальное сопротивление снижается. В крайнем случае может потребоваться коррекция ширины дорожек для стабилизации величины дифференциального сопротивления в пределах заданного диапазона. Необходимость утомительной коррекции ширины дорожек является одним из главных недостатков дифференциальных линий с близко расположенными дорожками.

На рис. 6.13 представлен график зависимости дифференциального сопротивления полосковой линии со связью по боковой стороне дорожек от ширины дорожек и величины промежутка между ними. Расчет выполнялся с помощью программы имитационного моделирования магнитного поля по методу моментов при равномерном разбиении окружность каждой дорожки на 120 сегментов и линейной интерполяции тока по каждому сегменту.

При небольших величинах промежутка между дорожками (менее 9 миллидюймов, как показано на рис. 6.13), взаимная связь дорожек довольно велика, поэтому сопротивление зависит как от ширины дорожек, так и от расстояния между ними. Когда промежуток между дорожками достигает величины, примерно вчетверо превышающей высоту подъема дорожек (в приведенном примере это соответствует расстоянию в 24 миллидюйма), связь между дорожками пары, как правило, становится настолько слабой, что они не оказывают практически никакого влияния друг на друга. Теперь дифференциальное сопротивление зависит главным образом от ширины дорожек. При очень больших промежутках между дорожками линия зависимости становится совершенно вертикальной.

Очень широко разнесенные дорожки представляют собой *несвязанную*, или *слабо связанную* дифференциальную пару. В случае несвязанной дифференциальной пары нечетное и четное сопротивления равны друг другу, а дифференциальное сопротивление вдвое превосходит волновое сопротивление отдельно взятой линии пары.



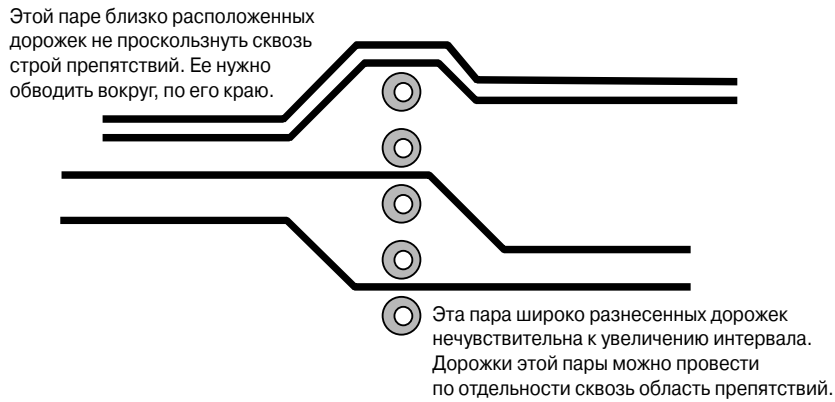
**Рис. 6.13.** Дифференциальное сопротивление  $Z_{DIFF}$  (Ом) полосковой линии со связью по боковой стороне дорожек

Дорожки дифференциальной пары *можно* сблизить по-настоящему вплотную друг с другом, сэкономив таким образом место на плате. Но в этом случае нужно пересчитать ширину дорожек, чтобы компенсировать снижение дифференциального сопротивления линии, вызванное близким соседством дорожек. В случае широко разнесенных дорожек пары такой сложной и требующей кропотливой работы коррекции ширины дорожек с учетом расстояния между ними не требуется.

Другим недостатком близкого соседства дорожек является выбор маршрута их разводки. Если сигнальные дорожки тесно спарены, их нельзя разносить, в противном случае изменится их сопротивление (если не будет выполнена соответствующая коррекция ширины дорожек). Эта особенность ограничивает свободу трассировки пар со связью по боковой стороне дорожек, т.к. обойти препятствие, не раздвигая при этом дорожки, бывает непросто (рис. 6.14).

И, наконец, сильная связь заставляет сужать дорожки, что вызывает рост потерь, обусловленных поверхностным эффектом.

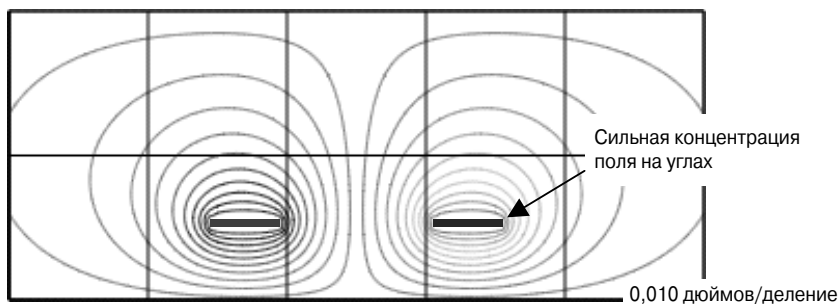
Поделемся нашим опытом. Если только позволяет пространство, мы обычно задаем промежуток между дорожками примерно в четыре раза больше высоты подъема дорожек  $h$ . В этом случае снижение дифференциального сопротивления обычно составляет менее 6% — это довольно небольшое снижение, которое можно не принимать во внимание. Для всех полосковых линий, как дифференциальных так и любых других, задается одинаковая ширина дорожек. Конструктор, выполняющий разводку печатной платы, получает инструкцию, в соответствии с которой



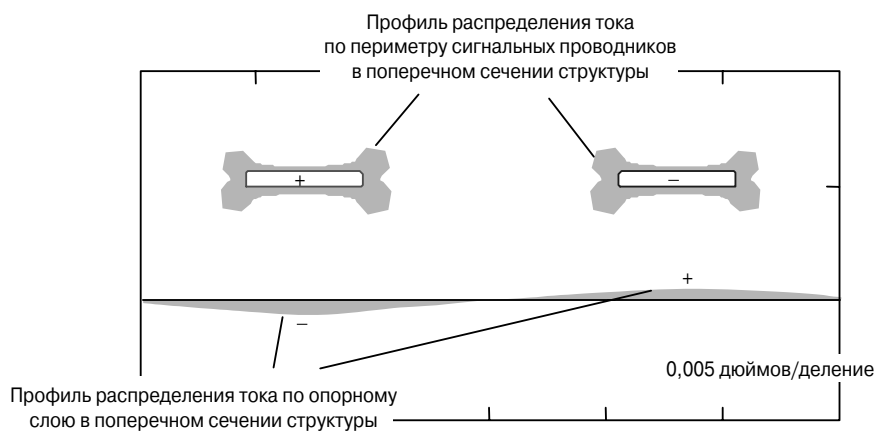
**Рис. 6.14.** Трассировка дифференциальных пар при близком расположении дорожек может оказаться непростым делом

дорожки дифференциальной пары должны идти параллельно друг другу, но при необходимости обойти препятствие их можно разнести. Кроме того, дорожки пары должны иметь одинаковую длину с допустимым разбросом, не превышающим  $1/20$  длительности фронтов сигнала. Выполнение этого требования обеспечивает ограничение амплитуды синфазного сигнала, вызванного фазовым рассогласованием дорожек, на уровне менее 2,5% относительно амплитуды несимметричного сигнала, передаваемого по дорожке.

На рис. 6.15 показано распределение силовых линий магнитного поля, окружающего дифференциальную полосковую линию со связью по боковой стороне дорожек. Заметна сильная концентрация силовых линий вблизи углов дорожек, что свидетельствует о существенном росте плотности тока на этих участках. Ко-



**Рис. 6.15.** Распределение магнитного поля в поперечном сечении дифференциальной полосковой линии со связью по боковой стороне дорожек демонстрирует значительную концентрацию поля вблизи углов дорожек



**Рис. 6.16.** Напоминающая собачью косточку картина распределения плотности тока по периметру дорожки дифференциальной полосковой линии со связью по боковой стороне дорожек — с резкими максимумами на углах дорожки. На углах дорожек, обращенных друг к другу, плотность тока несколько выше, чем на внешних углах

ээффициент близости  $k_p$  для этих дорожек учитывает рост плотности тока на углах дорожек, а также некоторое увеличение плотности тока на соседствующих боковых сторонах дорожек и, кроме того, распределение плотности тока, наводимого в верхнем и нижнем опорных слоях полосковой структуры. Для дорожек, изображенных на рис. 6.15, коэффициент близости равен 3,08. Для дифференциальных печатных линий сопротивлением от 100 до 150 Ом коэффициент близости, как правило, находится в пределах от 2,5 до 3,5. На рис. 6.16 показано распределение плотности тока по периметру сигнальных проводников и в нижнем опорном слое. Токи текут также и по верхнему опорному слою, но он находится за пределами рисунка, поэтому не виден.

Рис. 6.15 и рис. 6.16 созданы с помощью программы расчета двумерных полей. Эта же программа рассчитала погонное поверхностное сопротивление проводников и коэффициента потерь, обусловленных поверхностным эффектом. В табл. 6.2 приведены расчетные параметры для ряда полосковых линий со связью по боковой стороне дорожек. Эти значения могут служить хорошей отправной точкой для разработки высокоскоростной линии связи. Из данных, приведенных в таблице, видно, что коэффициент потерь вследствие поверхностного эффекта зависит главным образом от ширины дорожки. Все остальные факторы являются второстепенными.

Если необходимая конфигурация отсутствует в таблице, то данные для нее можно получить, интерполируя значения, приведенные в таблице. Процедура интерполирования начинается с коррекции значений в соответствии с заданной ве-

личиной  $b$ . Геометрические параметры структуры масштабируются следующим образом.

- Выбираем строку таблицы, в которой расстояние  $b_2$  между опорными слоями ближе всего к заданному значению  $b_1$ .
- Рассчитываем масштабный коэффициент  $k = b_1/b_2$ .
- Умножаем значения размеров  $h, w, s$ , а также толщины дорожки  $t$ , указанные в выбранной строке таблицы, на коэффициент  $k$ , формируя таким образом новую строку значений.
- Для нового варианта линии дифференциальное сопротивление останется таким же, как для исходного варианта.
- Поверхностное сопротивление (на частоте 1 ГГц) для нового варианта будет равно исходному значению  $r_{SKIN}$ , деленному на  $k$ .
- Коэффициент затухания вследствие поверхностного эффекта для нового варианта будет равен исходному значению  $\alpha_r$ , деленному на  $k$ .

Эта методика масштабирования обеспечивает точность, но дает нестандартное значение толщины дорожки  $t$  (обычно толщина дорожки имеет стандартное значение в пол-унции (1/2-oz) или унцию (1-oz) меди). Поскольку параметр  $t$  оказывает лишь второстепенное влияние на волновое сопротивление и сопротивление потерь, то его изменение при масштабировании можно не учитывать. Использование пропорционально измененных значений  $b, h, w$ , и  $s$ , при сохранении неизменным значения  $t$ , вносит небольшую погрешность в процесс масштабирования, но волновое сопротивление получившейся в результате структуры будет иметь значение, достаточно близкое к  $Z_{DIFF}$ .

После масштабирования параметров в нескольких строках в соответствии с заданным значением  $b$  можно провести интерполяцию по параметрам  $h$  и  $w$ , чтобы оценить величину поверхностного сопротивления и коэффициента потерь, обусловленных поверхностным эффектом.

Этот принцип масштабирования и интерполирования применим к результатам расчетов, выполненных любой из программ расчета полей.

#### **Пример масштабирования полосковой линии со связью по боковой стороне дорожек**

Предположим, изготовлена дифференциальная структура со следующими параметрами (все размеры приводятся в миллидюймах):  $b = 20$ ,  $h = 7$ ,  $w = 5$ ,  $s = 7$ . Коэффициент потерь вследствие поверхностного эффекта (табл. 6.2) равен 0,0929 дБ/дюйм при максимально допустимом уровне в 0,1 дБ/дюйм.

Насколько можно уменьшить ширину дорожек, не превысив максимально допустимого уровня потерь?

Сначала, не изменяя  $b$ , изменим значения параметров  $w$  и  $s$ . Ближайшими меньшими значениями  $w$  и  $s$  в табл. 6.2 являются  $w = 4$  и  $s = 5,2$ , для которых коэффициент резистивных потерь составляет 0,1089 дБ/дюйм. Исходные значения  $w$  и  $s$  можно уменьшить

**Таблица 6.2.** Погонное сопротивление по переменному току и коэффициент потерь вследствие поверхностного эффекта (на частоте 1 ГГц) для различных вариантов 100-омной дифференциальной полосковой линии со связью по боковой стороне дорожек

$b$	$h$	$w$	$s$	$R_{AC}$ Ом/дюйм	$R_{AC}$ Ом/м	$\alpha_r$ дБ/дюйм	$\alpha_r$ дБ/м	$Z_{DIFF}$ (Ом)
10	3	3	40,0	3,50	137,8	0,152	5,99	99,0
10	4	3	7,0	3,24	127,6	0,139	5,47	100,4
10	5	3	7,0	3,22	126,8	0,137	5,40	101,2
10	5	4	40,0	2,76	108,7	0,126	4,95	94,6
14	4	3	5,5	3,19	125,6	0,136	5,36	101,0
14	4	4	12,0	2,74	107,9	0,118	4,63	100,3
14	5	3	4,5	3,14	123,6	0,135	5,31	100,1
14	5	4	7,5	2,60	102,4	0,112	4,39	100,5
14	5	5	40,0	2,33	91,7	0,101	3,98	99,5
14	7	3	4,5	3,11	122,4	0,132	5,19	101,8
14	7	4	6,5	2,56	100,8	0,110	4,31	100,6
14	7	5	13,0	2,24	88,2	0,096	3,77	100,9
14	7	6	40,0	2,01	79,1	0,091	3,59	95,0
20	5	3	4,4	3,14	123,6	0,134	5,28	101,0
20	5	4	6,5	2,59	102,0	0,111	4,37	100,7
20	5	5	11,0	2,27	89,4	0,097	3,84	100,6
20	5	6	40,0	2,09	82,3	0,092	3,61	98,4
20	7	3	3,9	3,13	123,2	0,134	5,26	101,1
20	7	4	5,2	2,55	100,4	0,109	4,29	100,9
20	7	5	7,0	2,17	85,4	0,093	3,66	100,7
20	7	6	10,0	1,91	75,2	0,082	3,24	100,3
20	7	7	19,0	1,75	68,9	0,075	2,96	100,7
20	7	8	40,0	1,61	63,4	0,072	2,85	96,3
20	10	3	3,7	3,14	123,6	0,135	5,30	100,6
20	10	4	5,0	2,54	100,0	0,108	4,25	101,6
20	10	5	6,5	2,15	84,6	0,092	3,60	101,4
20	10	6	8,5	1,88	74,0	0,081	3,17	100,7
20	10	7	12,0	1,68	66,1	0,072	2,85	100,5
20	10	8	25,0	1,56	61,4	0,067	2,65	100,3
30	5	3	4,3	3,15	124,0	0,135	5,30	100,7
30	5	4	6,3	2,60	102,4	0,111	4,38	100,7
30	5	5	10,0	2,27	89,4	0,097	3,83	100,7
30	5	6	22,0	2,09	82,3	0,090	3,54	100,2

Продолжение табл. 6.2

$b$	$h$	$w$	$s$	$R_{AC}$ Ом/дюйм	$R_{AC}$ Ом/м	$\alpha_r$ дБ/дюйм	$\alpha_r$ дБ/м	$Z_{DIFF}$ (Ом)
30	6	3	4,0	3,14	123,6	0,134	5,27	101,0
30	6	4	5,4	2,56	100,8	0,110	4,33	100,7
30	6	5	7,5	2,20	86,6	0,094	3,71	100,7
30	6	6	11,2	1,96	77,2	0,084	3,31	100,6
30	6	7	20,0	1,81	71,3	0,078	3,07	100,4
30	7	3	3,8	3,14	123,6	0,134	5,29	100,9
30	7	4	5,0	2,56	100,8	0,109	4,31	100,9
30	7	4,5	5,7	2,35	92,5	0,101	3,96	100,7
30	7	5	6,5	2,17	85,4	0,093	3,67	100,6
30	7	6	8,8	1,91	75,2	0,082	3,22	100,7
30	7	7	12,5	1,73	68,1	0,074	2,92	100,8
30	7	8	21,0	1,60	63,0	0,069	2,72	100,5
30	8	3	3,7	3,15	124,0	0,134	5,29	101,0
30	8	4	4,7	2,56	100,8	0,110	4,33	100,6
30	8	5	6,0	2,17	85,4	0,093	3,66	100,7
30	8	6	7,7	1,89	74,4	0,081	3,20	100,6
30	8	7	10,2	1,69	66,5	0,073	2,85	100,9
30	8	8	14,0	1,55	61,0	0,066	2,62	100,6
30	8	9	23,0	1,45	57,1	0,062	2,45	100,5
30	8	10	40,0	1,36	53,5	0,060	2,37	97,8
30	10	3	3,6	3,16	124,4	0,135	5,30	101,2
30	10	4	4,5	2,57	101,2	0,110	4,32	101,0
30	10	5	5,5	2,17	85,4	0,093	3,67	100,7
30	10	6	6,8	1,89	74,4	0,081	3,19	100,7
30	10	7	8,4	1,67	65,7	0,072	2,82	100,9
30	10	8	10,5	1,51	59,4	0,065	2,55	100,8
30	10	9	13,5	1,38	54,3	0,059	2,34	100,6
30	10	10	19,0	1,29	50,8	0,055	2,18	100,6
30	10	11	34,0	1,22	48,0	0,053	2,08	100,2
30	10	12	40,0	1,15	45,3	0,052	2,03	96,4
30	15	3	3,5	3,17	124,8	0,135	5,33	101,0
30	15	4	4,3	2,58	101,6	0,111	4,36	100,7
30	15	5	5,3	2,18	85,8	0,093	3,65	101,2
30	15	6	6,3	1,89	74,4	0,081	3,19	100,9
30	15	7	7,5	1,67	65,7	0,072	2,82	101,0



Окончание табл. 6.2

$b$	$h$	$w$	$s$	$R_{AC}$ Ом/дюйм	$R_{AC}$ Ом/м	$\alpha_r$ дБ/дюйм	$\alpha_r$ дБ/м	$Z_{DIFF}$ (Ом)
30	15	8	9,0	1,50	59,1	0,064	2,53	100,9
30	15	9	11,0	1,36	53,5	0,058	2,30	101,0
30	15	10	13,0	1,25	49,2	0,054	2,14	100,0
30	15	11	17,0	1,17	46,1	0,050	1,98	100,3
30	15	12	25,0	1,10	43,3	0,047	1,87	100,5

Примечание (1). Все геометрические размеры указаны в миллидюймах.

Примечание (2). Значения параметров по переменному току  $R_{AC}$ ,  $\alpha_r$  и  $Z_{DIFF}$  соответствуют частоте 1 ГГц и диэлектрику FR-4 с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 4,3$ .

Примечание (3). В приведенных примерах полосковых линий предполагается, что дорожка изготовлена из меди полуунциевой (1/2-oz) толщины с удельной проводимостью  $\sigma = 5,98 \times 10^7$  См/м.

на величину, составляющую 58% от разности между исходными и ближайшими меньшими значениями параметров, где значение 58% получается из отношения приращений коэффициентов потерь:

$$58\% = \frac{0,1 - 0,0929}{0,1089 - 0,0929}, \quad (6.16)$$

Интерполированные значения  $w$  и  $s$  составляют:

$$\begin{aligned} w &= 5 + 0,58(4 - 5) = 4,42, \\ w &= 7 + 0,58(5,2 - 7) = 5,96, \end{aligned} \quad (6.17)$$

Проведем расчет еще раз, теперь изменив  $b$ . Поскольку в исходной конфигурации имеется достаточный запас по уровню потерь, обусловленных поверхностным эффектом, полученное значение будет меньше исходного. Коэффициент пропорциональности, равный 93%, определяется как отношение исходного к максимально допустимому коэффициенту потерь:

$$93\% = \frac{0,0929}{0,1}, \quad (6.18)$$

Пропорциональное уменьшение геометрических размеров исходной конфигурации на коэффициент 0,93 дает следующий результат:

$$\begin{aligned} b &= 0,93 \cdot 20 = 18,6, \\ h &= 0,93 \cdot 7 = 6,51, \\ w &= 0,93 \cdot 5 = 4,65, \\ b &= 0,93 \cdot 7 = 6,51, \end{aligned} \quad (6.19)$$

В этом примере мы получили две новых, приближенных конфигурации. Следующий шаг состоит в том, чтобы с помощью тонкой коррекции значения интервала добиться точного

значения сопротивления. Эта коррекция выполняется с помощью программы двумерного моделирования поля. После этого выбирается точное значение шага между парами дорожек, удовлетворяющее заданному уровню перекрестных помех. Теперь можно определить, какой из вариантов обеспечивает наилучшую плотность компоновки — уменьшение  $w$  и  $s$  при неизменном  $b$  или уменьшение  $b$  и одновременно с ним всех остальных геометрических параметров.

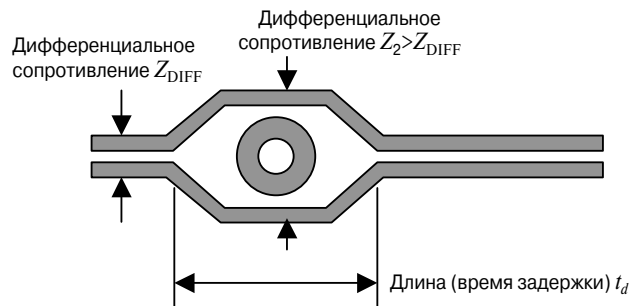
**На заметку**

- Дорожки дифференциальной пары *можно* сблизить вплотную. Но в этом случае нужно пересчитать ширину дорожек, чтобы компенсировать снижение дифференциального сопротивления, вызванное близким соседством дорожек.
- В случае широко разнесенных (т.е. имеющих слабую взаимную связь) дорожек пары сложной и требующей кропотливой работы коррекции ширины дорожек в зависимости от величины промежутка между ними не требуется.
- Уровень потерь, обусловленных поверхностным эффектом, сильнее всего зависит от ширины дорожки.
- При интервале между дорожками, в четыре раза превышающем высоту подъема дорожек  $h$ , снижение дифференциального сопротивления составляет около 6% — это довольно небольшая величина, которую во многих случаях можно не принимать во внимание.
- При разбросе длин дорожек пары, не превышающем  $1/20$  длительности фронтов сигнала, амплитуда синфазного сигнала, вызванного фазовым расогласованием дорожек, ограничивается на уровне менее 2,5% относительно амплитуды несимметричного сигнала, передаваемого по дорожке.

### 6.10.3 Разнесение дорожек дифференциальной пары

**Статья была впервые опубликована в журнале EDN Magazine, November 9, 2000**

Если две дорожки, образующие дифференциальную пару, расположены близко друг к другу, то между ними существует определенная перекрестная связь. Эта связь вызывает уменьшение дифференциального сопротивления между дорожками. Например, если две дорожки с волновым сопротивлением  $Z_0 = 50$  Ом каждая разнесены далеко (связь отсутствует), дифференциальное сопротивление между ними будет равно  $Z_{DIFF} = 2Z_0 = 100$  Ом. Если эти же две дорожки расположены вплотную друг к другу (сильная связь), что может



**Рис. 6.17.** Дифференциальное сопротивление пары сильно связанных дорожек изменяется при увеличении промежутка между ними

быть вызвано необходимостью повысить плотность печати, дифференциальное сопротивление будет ниже, — вероятно, в пределах от 70 до 90 Ом.

Если взаимная связь вызывает недопустимое снижение дифференциального сопротивления, это можно исправить. Просто сузьте дорожки, повысив таким образом их сопротивление. Взаимная связь между дорожками сохраняется, но (теоретически) всегда можно восстановить величину дифференциального сопротивления до 100 Ом, уменьшив ширину дорожек.<sup>49</sup>

**Моделируйте несогласованный участок линии передачи в виде участка с дифференциальным сопротивлением  $Z_{DIFF}$  и последовательно включенной сосредоточенной индуктивности  $L_{EXCESS}$ .**

Что происходит с парой сильно связанных дорожек при обходе ими препятствия, например сквозной межслойной перемычки (рис. 6.17)? Если места достаточно, чтобы провести обе дорожки с одной стороны препятствия, сохраняя неизменным расстояние между ними, то особых проблем не возникает. Но если дорожки, обходя препятствие, расходятся, дифференциальное сопротивление участка с большим интервалом между дорожками восстанавливается до своего исходного, соответствующего несвязанным дорожкам, значения  $2Z_0$ . Если дорожки были сужены с целью “подгонки” дифференциального сопротивления связанной пары к 100 Ом, то при увеличении промежутка между такими суженными дорожками дифференциальное сопротивление *превысит* 100 Ом.

Чтобы рассчитать (приблизительно) влияние такого рассогласования, рассмотрим длинную однородную дифференциальную передающую структуру с дифференциальным сопротивлением  $Z_{DIFF}$ . Вставим посередине этой линии корот-

<sup>49</sup>Не допускайте слишком большого сближения дорожек, чтобы не получилось так, что дорожки при этом окажутся недопустимо узкими и изготовить их окажется невозможным.

кий участок с дифференциальным сопротивлением  $Z_2$  длиной (по временной шкале)  $t_d$ . Кроме того, примем условие, что  $t_d$  намного меньше времени нарастания (спада) сигнала  $t_r$ , что позволяет моделировать этот несогласованный участок как простую цепь с сосредоточенными параметрами.

Начнем анализ с расчета параметров  $L_2$  и  $C_2$  несогласованного участка:  $C_2 = t_d/Z_{DIFF}$  и  $L_2 = t_d Z_{DIFF}$ . Далее мысленно разобьем  $L_2$  на два слагаемых:  $L_2 = L_N + L_{EXCESS}$ , где  $L_N = Z_{DIFF}^2 C_2$ .

Величина  $L_N$  — это *естественная* величина индуктивности участка симметричной линии, имеющего дифференциальное сопротивление  $Z_{DIFF}$  и емкость  $C_2$ , следующая из соотношения  $\sqrt{L_N/C_2} = Z_{DIFF}$ .

Индуктивность  $L_{EXCESS}$  представляет собой *избыточную индуктивность* несогласованного участка, *дополнительную* к  $L_N$ . Иными словами, несогласованный участок моделируется в виде короткого отрезка линии с дифференциальным сопротивлением  $Z_{DIFF}$  (представляемый индуктивностью  $L_N$  и емкостью  $C_2$ ) и последовательно включенной в него индуктивности  $L_{EXCESS}$ . Рассчитаем коэффициент отражения сигнала от элемента  $L_{EXCESS}$ .

При набегании короткого фронта сигнала на небольшую индуктивную неоднородность возникает отраженный импульс. Длительность отраженного импульса равна времени нарастания (или спада) набегающего скачка напряжения. Коэффициент отражения  $\Gamma$  (отношение амплитуды отраженного импульса к амплитуде набегающего скачка сигнала) от индуктивности  $L_{EXCESS}$  аппроксимируется следующим выражением:

$$\Gamma \approx \frac{1}{2t_r} \frac{L_{EXCESS}}{Z_{DIFF}}, \quad (6.20)$$

Подставив в это выражение определение  $L_{EXCESS}$ , получаем:

$$\Gamma \approx \frac{1}{2t_r} \frac{L_2 - Z_{DIFF}^2 C_2}{Z_{DIFF}}, \quad (6.21)$$

Подставляя в это выражения исходные выражения для  $L_2$  и  $C_2$ , получаем:

$$\Gamma \approx \frac{1}{2t_r} \frac{t_d Z_2 - Z_{DIFF}^2 (t_d/Z_2)}{Z_{DIFF}}, \quad (6.22)$$

После перегруппировки получаем:

$$\Gamma \approx \frac{t_d}{2t_r} \left( \frac{Z_2}{Z_{DIFF}} - \frac{Z_{DIFF}}{Z_2} \right), \quad (6.23)$$

Это одно из лучших известных приближений для моделирования короткого участка разделения дорожек дифференциальной пары. Если требуется более

высокая точность, используйте программу имитационного моделирования во временной области.

В примере, приведенном на рис 6.17, при отношении  $Z_2/Z_{DIFF}$  равном  $(122 \text{ Ом})/(100 \text{ Ом})=1,22$ , уравнение (6.23) сводится к следующему выражению:

$$\Gamma \approx \frac{t_d}{2t_r} \left( 1,22 - \frac{1}{1,22} \right) = 0,200 \frac{t_d}{t_r}, \quad (6.24)$$

Если такое ослабление сигнала неприемлемо, увеличьте ширину дорожек на участке их разделения, чтобы согласовать участок разделения дорожек по дифференциальному сопротивлению с остальной дифференциальной линией, дорожки которой имеют меньшую ширину и большую взаимную связь.

Если  $t_d/t_r$  меньше  $1/6$ , точность, обеспечиваемая приближенной формулой (6.23), составит порядка 2%. При увеличении отношения  $t_d/t_r$  до  $1/3$  точность снизится до величины порядка 20%. В области более высоких значений, при  $t_d/t_r = 1/2$ , это приближение полностью теряет смысл, давая абсолютно неверные результаты.

Это же приближение применимо к разводке печати под BGA-разъемы, где дорожки, идущие от внутренних рядов контактов, сужаются, проходя сквозь зону контактных площадок под шариковые выводы. На участке сужения дорожки ее волновое сопротивление возрастает.

Если разделенные дорожки проходят особенно близко от края контактной площадки сквозной межслойной перемычки, то паразитная емкость между дорожкой и перемычкой может заметно увеличить суммарную емкость участка разделения дорожек  $C_2$ , вызвав изменение величины  $L_N$ ,  $L_{EXCESS}$  и коэффициента отражения  $\Gamma$ .

Если величина паразитной емкости настолько велика, что расчетное значение  $L_{EXCESS}$  оказывается отрицательным (это означает, что эффективное дифференциальное сопротивление  $Z_2$  несогласованного участка меньше  $Z_{DIFF}$ ), то начинать расчет надо с того, что по известному значению  $Z_2$  рассчитать величину *избыточной емкости*, на которую емкость участка разделения дорожек превышает емкость, необходимую для уравнивания индуктивности  $L_2$ . Но и в этом случае, при  $Z_2 < Z_{DIFF}$ , коэффициент отражения также определяется по формуле (6.23). Знак минус в результате свидетельствует о том, что в этом случае при положительном перепаде напряжения сигнала отраженный импульс будет отрицательным.

#### На заметку

- При разнесении тесно связанной пары дорожек величина дифференциального сопротивления возвращается к удвоенному волновому сопротивлению  $Z_0$  отдельно взятой дорожки.

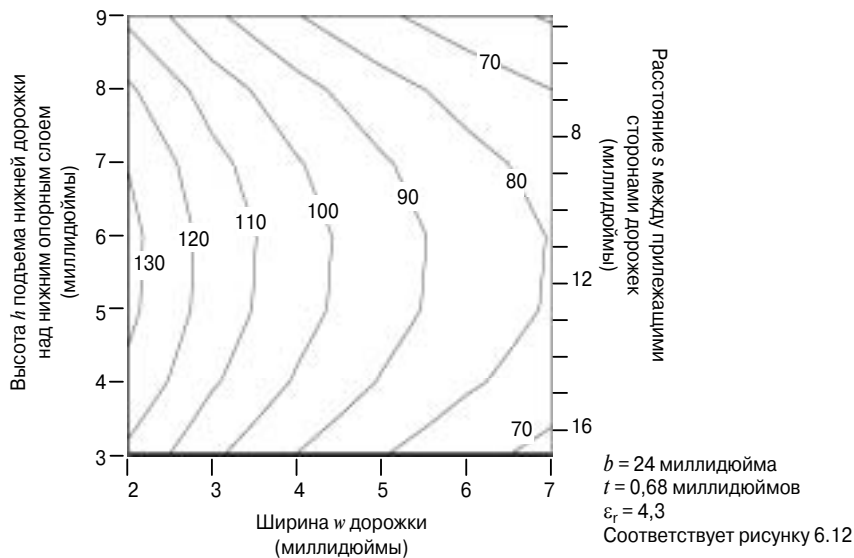
### 6.10.4 Полосковая линия со связью по широкой стороне дорожек

На рис. 6.18 представлен график зависимости дифференциального сопротивления полосковой линии со связью по широкой стороне дорожек от ширины дорожек и расстояния между ними. Расчет выполнялся с помощью программы имитационного моделирования магнитного поля по методу моментов при равномерном разбиении окружности каждой дорожки на 120 сегментов и линейной интерполяции тока по каждому сегменту.

Как видно из графика, расширение дорожек всегда вызывает снижение дифференциального сопротивления линии, а сужение — его повышение.

Зависимость дифференциального сопротивления от высоты подъема дорожек носит более сложный характер. Максимальное значение сопротивления достигается при высоте подъема дорожек (по отношению к оси симметрии дорожки), составляющей 25% расстояния между опорными слоями (на приведенном графике она составляет 6 миллидюймов).

При смещении от точки 25%, соответствующей максимуму дифференциального сопротивления, в сторону уменьшения  $h$  дорожки приближаются к опорным слоям, при этом емкости дорожек по отношению к опорным слоям возрастают. Этот маневр приводит к снижению волнового сопротивления. Чем ближе подходят дорожки к опорным слоям, тем меньше становится непосредственная связь между ними.



**Рис. 6.18.** Дифференциальное сопротивление  $Z_{DIFF}$  (Ом) полосковой линии со связью по широкой стороне дорожек

При смещении в обратную сторону от точки 25%, соответствующей максимуму дифференциального сопротивления, высота подъема  $h$  дорожек растет, при этом они сближаются (расстояние между ними уменьшается), что приводит к возрастанию частичной емкости между двумя дорожками. Этот маневр также вызывает снижение волнового сопротивления. Чем ближе подходят дорожки друг к другу, тем больше становится взаимная связь между ними.

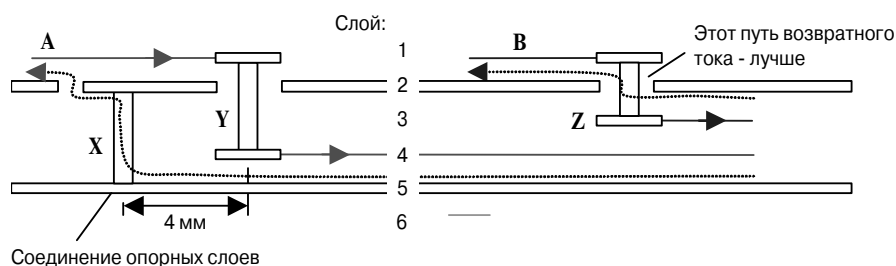
В точке 25%, соответствующей максимуму дифференциального сопротивления, чувствительность дифференциального сопротивления к изменению ширины или высоты подъема дорожек становится минимальной. К тому же при фиксированном расстоянии между опорными слоями ширина дорожки в точке 25% достигает максимальной величины, а потери вследствие поверхностного эффекта, соответственно, минимального уровня.

Единственным *недостатком* точки 25% является то, что в этой точке перекрестная связь между соседними парами дорожек, связанных по широкой стороне, достигает максимальной величины.

По мнению авторов, при значительном отклонении высоты подъема дорожек от точки 25%, никакие преимущества, связанные с таким выбором, не оправдают связанных с этим потерь.

При переходе от пары дорожек со связью по боковой стороне, идущих по поверхности платы, к паре дорожек со связью по широкой стороне, расположенных во внутренних слоях платы, возникает некоторая асимметрия. Этот случай показан на рис. 6.19.

На рисунке сигнал **A** сначала идет по слою 1, а затем через межслойную перемычку **Y** переходит в слой 4. У тока сигнала на этом участке нет проблем при переходе из слоя в слой — он просто переходит по глухой перемычке **Y**. Возвратному току сигнала **A** (показан пунктирной линией) совершить переход сложнее. Слева на рисунке возвратный ток сигнала **A** течет по верхней поверхности сплошного проводящего слоя 2. В центре рисунка практически весь возвратный ток сигнала **A** течет по верхней поверхности сплошного проводящего слоя 5,



**Рис. 6.19.** Отвод возвратного тока сигнала **A** через перемычку **X** увеличивает задержку сигнала **A** по сравнению с задержкой сигнала **B** (вид в разрезе)

под дорожкой сигнала **A** (возвратный ток сигнала всегда течет преимущественно по ближайшему опорному слою). Возвратный ток должен найти путь (но не через емкость опорных слоев, которая не столь уж велика) в окрестности глухой перемычки **Y**, по которому он сможет перепрыгнуть из слоя 2 в слой 5. Если сигнальная дорожка переходит от одного опорного слоя к другому, возвратный ток всегда должен найти путь рядом с нею.

В случае, показанном на рисунке, опорные слои имеют одинаковый потенциал, поэтому соединены перемычкой **X**, которая обеспечивает путь возвратному току сигнала **A**. Если бы опорные слои находились под разным напряжением, возвратному току сигнала пришлось бы пройти через блокировочный конденсатор. В любом случае возвратный ток временно отдалится от пути тока сигнала.

У возвратного тока сигнала **B** таких проблем нет. Возле глухой перемычки **Z** возвратному току сигнала (пунктирная линия) нужно просто перейти с верхней поверхности сплошного проводящего слоя 2 на его же нижнюю поверхность.<sup>50</sup> Как видно из рисунка, вокруг глухой перемычки **Z** в слое 2 есть зазор. Возвратный ток сигнала легко перетекает через этот зазор с одной стороны опорного слоя на другую. В этом месте возвратный ток не удаляется от тока сигнала.

Различие путей прохождения возвратных токов проявляется в том, что сигнал **A** испытывает дополнительную задержку, вызванную обходным путем перехода возвратного тока сигнала из одного опорного слоя в другой. Чтобы сделать эту дополнительную задержку минимальной, окружите все точки, в которых сигналы переходят в линии вертикальной конфигурации, все точки, в которых сигналы переходят из слоя в слой внутри платы, и все точки, в которых они выходят из платы, как можно более плотным строем перемычек, соединяющих опорные слои.

Глухие перемычки, показанные на рис. 6.19, использованы просто в качестве примера, замена их на сквозные перемычки ситуации не изменит.

#### **Пример, демонстрирующий влияние асимметрии структуры вертикального формата**

Конструкция со связью по широкой стороне дорожек, показанная на рис. 6.19, состоит из двух печатных дорожек, **A** и **B**, которые, начинаясь с поверхностного слоя печатной платы, затем проходят сквозь слой 2 в полосковую структуру со связью по широкой стороне дорожек, проложенную в слоях 3 и 4. Перемычка **X**, соединяющая опорные слои, находится на расстоянии 4 мм от сигнальной перемычки **Y**. Поэтому возвратному току сигнала, передаваемого по дорожке **A**, приходится удаляться на 4 мм в сторону от тока сигнала, чтобы достичь перемычки, соединяющей опорные слои, и затем пройти еще 4 мм, чтобы вернуться, что создает общую дополнительную задержку, расчетная величина которой составляет  $(4 \text{ мм}) \times 2 \times (4 \text{ пс/мм}) = 32 \text{ пс}$ . Если такая же асимметрия существует и на другом конце структуры со связью по широкой стороне дорожек, то общая дополнительная задержка сигнала **A** составляет 64 пс.

<sup>50</sup>Толщина опорных слоев многократно превосходит глубину поверхностного слоя, и высокочастотные токи не проникают в слой, а текут только по его поверхности, с одной или с другой стороны.



Эта грубая оценка не дает точной картины того, что происходит, с учетом влияния емкости и индуктивности перемычки, но если величина фазового рассогласования дорожек дифференциальной пары порядка сотни пикосекунд имеет значение для вас, плотнее приблизьте перемычки, соединяющие опорные слои, к сигнальным перемычкам либо откажитесь от применения структур со связью по широкой стороне дорожек.

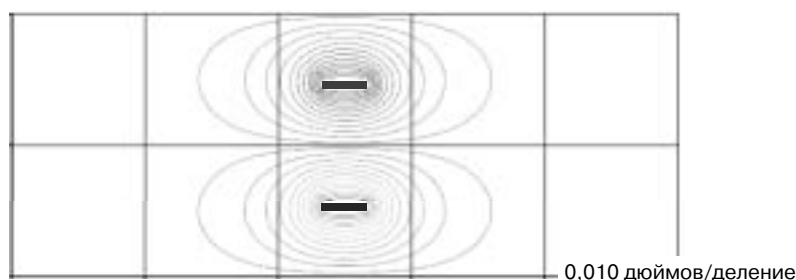
Помимо возможной асимметрии, вызванной диспропорцией путей возвратных токов, на структуру со связью по широкой стороне дорожек влияет малейшая разница между переменными напряжениями на двух опорных слоях. Так как верхняя дорожка имеет более сильную связь с верхним опорным слоем, а нижняя дорожка — с нижним опорным слоем, любое различие между напряжениями на этих слоях создает дифференциальную наводку в паре дорожек. При использовании структуры со связью по широкой стороне дорожек имеет смысл подать на оба опорных слоя одинаковое напряжение питания и соединить их плотным частокотлом перемычек. Предпочтительнее использовать для этого такое опорное напряжение, которое обеспечивает наилучшее подавление синфазной помехи на входе приемника (обычно это напряжение земли).

При передаче по двум опорным слоям разных напряжений питания все помехи по питанию между ними поступают прямым ходом в дифференциальную структуру со связью по широкой стороне дорожек. В структуре со связью по боковой стороне обе дорожки по природе своей имеют одинаковую связь с общим соседним опорным слоем, поэтому помехи по питанию не создают дифференциальной наводки в линии.

На структуры со связью по широкой стороне дорожек влияет разброс толщины слоев диэлектрика между дорожками и соответствующими им сплошными слоями. Например, при расстоянии между дорожками и соответствующими опорными слоями, равном 5 миллидюймов, допуск по толщине в  $\pm 1$  миллидюйм может привести к тому, что одна из дорожек окажется на расстоянии 4 миллидюйма, а другая — на расстоянии 6 миллидюймов от своей ближней опорной плоскости. Такой перекосяк в компоновке ухудшает симметрию дорожек, которая является конечной целью использования дифференциальной конфигурации. Парные дорожки со связью по боковой стороне, поскольку они изготавливаются одновременно в одних и тех же условиях на общем слое диэлектрика одинаковой толщины, обладают, в целом, лучшей симметрией.

Волновое сопротивление структуры со связью по широкой стороне дорожек зависит от точности совмещения двух сигнальных слоев (3 и 4 на рис. 6.19).

Единственное, в чем структуры со связью по широкой стороне дорожек имеют преимущество перед структурами со связью по боковой стороне дорожек, это плотность монтажа. Например, если необходимо провести многоканальную шину по большой кросс-плате сквозь строй выводов разъемов, линия с вертикальной компоновкой дорожек пройдет между ними как одна дорожка, в то время как дорожки линии с горизонтальной компоновкой, возможно, потребуются проводить



**Рис. 6.20.** Распределение магнитного поля в поперечном сечении дифференциальной полосковой линии со связью по широкой стороне дорожек демонстрирует значительную концентрацию поля вблизи углов дорожек

между выводами попарно, чтобы достичь такой же плотности компоновки. Линию вертикальной компоновки легче разводить вручную, потому что обе дорожки везде идут вместе (за исключением участков ввода и вывода сигнала из платы). Мы стараемся не использовать структуры со связью по широкой стороне дорожек, если только это не вызвано конструктивными требованиями.

На рис. 6.20 показано распределение силовых линий магнитного поля, окружающего дифференциальную полосковую линию со связью по широкой стороне дорожек. Заметна сильная концентрация силовых линий вблизи углов дорожек, что свидетельствует о существенном росте плотности тока на углах дорожек. Коэффициент близости  $k_p$  для этих дорожек учитывает рост плотности тока на углах дорожек, а также неравномерность распределения плотности тока на плоских сторонах дорожек пары и, кроме того, распределение плотности тока, наводимого в верхнем и нижнем опорных слоях полосковой структуры. Для дорожек, изображенных на рис. 6.20, коэффициент близости равен 2,73.<sup>51</sup> Для дифференциальных печатных линий со связью по широкой стороне дорожек, имеющих сопротивление в диапазоне от 75 до 135 Ом, коэффициент близости обычно находится в пределах от 2,5 до 3,5.

В табл. 6.3 приведены расчетные значения погонного поверхностного сопротивления и коэффициента потерь вследствие поверхностного эффекта для ряда полосковых линий со связью по широкой стороне дорожек.

Если необходимы данные для значения  $b_1$ , отсутствующего в таблице, то можно линейно интерполировать значения параметров, приведенные в таблице, чтобы они соответствовали промежуточному значению параметра  $b$ , используя приведенные в таблице значения параметра  $b$  в качестве значений аргумента (отложив их

<sup>51</sup> Коэффициент близости представляет собой отношение реальной величины сопротивления проводника по переменному току к величине его сопротивления, рассчитанного в предположении равномерного распределения плотности тока по периметру его поперечного сечения — с учетом поверхностного эффекта, но без учета влияния других проводников.

**Таблица 6.3.** Погонное сопротивление по переменному току и коэффициент потерь вследствие поверхностного эффекта (на частоте 1 ГГц) для различных вариантов 100-омной дифференциальной полосковой линии со связью по широкой стороне дорожек

$b$ милли- дюймы	$h$ милли- дюймы	$w$ милли- дюймы	$R_{AC}$ Ом/дюйм на частоте 1 ГГц	$R_{AC}$ Ом/м на частоте 1 ГГц	$\alpha_r$ дБ/дюйм на частоте 1 ГГц	$\alpha_r$ дБ/м на частоте 1 ГГц
14	4	1,9	4,04	159,1	0,175	6,89
20	5	3,5	2,71	106,5	0,117	4,61
30	7	5,3	2,01	78,9	0,087	3,43
45	10	9,1	1,32	52,0	0,057	2,24

Примечание (1). Все геометрические размеры указаны в миллидюймах.

Примечание (2). Значения параметров по переменному току  $R_{AC}$  и  $\alpha_r$  соответствуют частоте 1 ГГц и диэлектрику FR-4 с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 4,3$ .

Примечание (3). В приведенных примерах полосковых линий предполагается, что дорожка изготовлена из меди полуунциевой (1/2-oz) толщины с удельной проводимостью  $\sigma = 5,98 \times 10^7$  См/м.

по оси  $x$  графика), а соответствующие им в таблице значения любого другого параметра — в качестве значений функции (отложив их по оси  $y$  графика).

#### На заметку

- Максимальное значение сопротивления дифференциальной структуры со связью по широкой стороне дорожек достигается при высоте подъема дорожек, составляющей 25% расстояния между опорными слоями структуры.
- Нижняя дорожка дифференциальной структуры со связью по широкой стороне дорожек создает дополнительную задержку, которая неизбежно возникает на участках ввода и вывода сигнала.
- Не стоит использовать структуры со связью по широкой стороне дорожек, если только это не вызвано конструктивными требованиями.

## 6.11 Области применения дифференциальных печатных линий

В последующих разделах описываются основные области применения дифференциальных печатных линий.

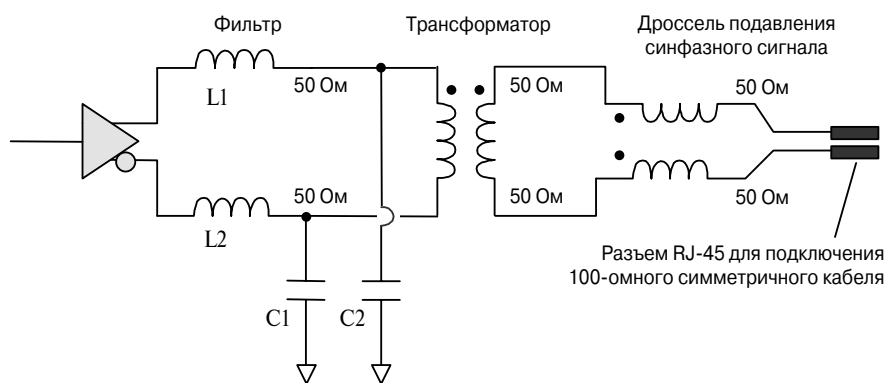
### 6.11.1 Согласование с внешней симметричной линией дифференциальной передачи

Дифференциальные линии часто используются для соединения схемы с симметричным кабелем. В этом случае степень взаимной связи дорожек, образующих дифференциальную пару, значения не имеет. Главное — согласовать дифференциальное волновое сопротивление печатной структуры с дифференциальным волновым сопротивлением симметричного кабеля.

Наиболее распространенными типами симметричного кабеля являются 100-омные кабели на основе витой пары (категории 3, 5, 5е, 6, и 7 согласно стандарту ISO 11801) и выпускавшийся ранее 150-омный кабель на основе экранированной витой пары (IBM Type 1). Для соединения с этими типами кабелей обычно используется пара 50-омных дорожек (для соединения со 150-омным кабелем — пара 75-омных дорожек).

На рис. 6.21 приведена типичная схема подключения кабеля в локальной сети. Кабель, к которому нужно подключиться, представляет собой 100-омную витую пару. Главная цель — сделать так, чтобы передаваемый по кабелю сигнал был чисто дифференциальным сигналом стандартной амплитуды, с минимальным уровнем высокочастотных составляющих и минимальным уровнем синфазной помехи.

Фильтр нижних частот, сформированный индуктивностью  $L1$  и емкостью  $C1$  (и такой же фильтр, сформированный индуктивностью  $L2$  и емкостью  $C2$ ), отсекает частотные составляющие, лежащие выше полосы частот цифрового сигнала. Собственная симметрия трансформатора в сочетании с дополнительными симметрирующими свойствами дросселя подавления синфазного сигнала способствует ограничению уровня синфазной составляющей передаваемого сигнала. Симмет-



**Рис. 6.21.** Схема сопряжения, применяемая в сетях Ethernet 10/100BASE-T, является примером использования 50-омных печатных линий для согласования со 100-омной симметричной нагрузкой

рия по синфазному сигналу имеет столь важное значение потому, что по эффективности излучения из кабеля на основе неэкранированной витой пары синфазный сигнал на много порядков превосходит дифференциальный. Минимизация синфазного тока минимизирует излучение кабеля.

Печатные дорожки, идущие с выхода дросселя подавления синфазного сигнала, должны быть как можно более симметричными, с одинаковыми сопротивлениями по отношению к земле. Они должны быть расположены симметрично по отношению к соседним заземленным объектам, но сильной взаимной связи между дорожками не требуется.

**На заметку**

- Дифференциальное волновое сопротивление печатной структуры должно быть согласовано с дифференциальным волновым сопротивлением симметричного кабеля.
- Печатные дорожки, идущие с выхода дросселя подавления синфазного сигнала, должны быть как можно более симметричными, с одинаковыми сопротивлениями по отношению к земле.

### 6.11.2 Нейтрализация дребезга земли

Дифференциальные сигналы обычно поступают на приемник, в котором имеется собственное опорное напряжение. Приемнику дифференциального сигнала нет нужды в собственном опорном уровне, который может быть нарушен дребезгом земли или иными помехами в источнике опорного напряжения. При дифференциальной передаче сигнала дребезг земли нейтрализуется.

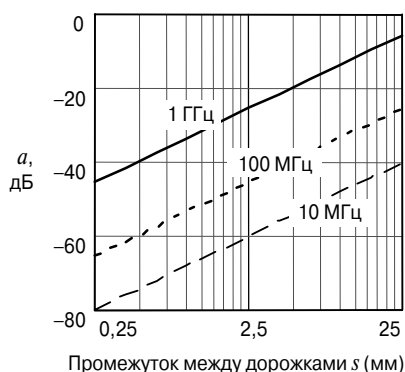
Для нейтрализации дребезга земли на вход приемника должны подаваться два комплементарных сигнала с одинаковой величиной задержки. Любые напряжения сдвига земли или помехи в линии, оказывающие одинаковое влияние на оба проводника, взаимно компенсируются в приемнике. Обратите внимание на то, что обе “половинки” дифференциального сигнала должны поступать на вход приемника синхронно, чтобы влияние помех на них было одинаковым, но сильной взаимной связи между ними не требуется.

**На заметку**

- При дифференциальной передаче сигнала дребезг земли нейтрализуется.

### 6.11.3 Снижение уровня радиоизлучений с помощью дифференциальной передачи сигналов

Дифференциальные сигналы создают более слабое излучение, чем несимметричные сигналы. Это является одним из преимуществ дифференциальных циф-



$$a = 20 \lg \left| 1 - \frac{r}{r+s} e^{-\frac{j2\pi s}{\lambda}} \right|$$

где  $r$  - расстояние до антенны  
 $s$  - промежуток между дорожками,  
 $\lambda$  - длина волны в свободном пространстве,  
 соответствующая максимальной рабочей частоте.

**Рис. 6.22.** Зависимость теоретически достижимого коэффициента  $a$  подавления дифференциального радиоизлучения в дальней зоне от промежутка  $s$  между дорожками дифференциальной микрополосковой линии

ровых схем. Если два комплементарных сигнала дифференциальной пары полностью сбалансированы, степень взаимной компенсации электромагнитных полей сигналов определяется только расстоянием между проводниками.

Однако, если два комплементарных сигнала сбалансированы не полностью, взаимная компенсация электромагнитных полей сигналов будет неполной, а остаточный уровень излучения будет зависеть не от расстояния между дорожками, а от синфазного баланса дифференциальной пары. Поскольку у многих цифровых формирователей синфазный баланс не особенно хорош, зачастую мощность излучения дифференциальных пар, создаваемого синфазным сигналом, намного превосходит мощность излучения, создаваемого дифференциальным сигналом. В такой ситуации сближение дорожек дифференциальной пары выигрыша в уровне излучения не дает.

На рис. 6.22 представлен график зависимости теоретически достижимого коэффициента подавления радиоизлучения от расстояния между дорожками дифференциальной микрополосковой линии. График рассчитан для случая, когда измерительная антенна расположена в плоскости печатной платы на расстоянии  $r = 10$  м от дорожек (наихудший случай). Предполагается, что излучение одной дорожки дифференциальной пары нейтрализуется равным, но противоположным излучением смежной дорожки, вследствие чего уровень излучения заметно снижается. Степень взаимной компенсации зависит от соотношения  $2\pi s/\lambda$ , где  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве, соответствующая максимальной рабочей частоте, а  $s$  — расстояние между дорожками. Это соотношение учитывает разность фаз между двумя противофазными электромагнитными волнами, возникающую за счет неодинакового расстояния между приемником и дорожками. Степень взаимной компенсации излучения зависит также от соотношения  $r/(r+s)$ , учитывающего относительные интенсивности двух волн в точке измерения.

Как видно из приведенной на рис. 6.22 формулы, коэффициент подавления дифференциального излучения растет с уменьшением  $s$ .

Излучение симметричной линии, создаваемое синфазным сигналом, не подавляется, а, напротив, усиливается, поэтому его уровень не меняется заметно при изменении расстояния между дорожками. Излучение, вызванное дифференциальным сигналом, можно снизить до нужного уровня выбором соответствующего промежутка между дорожками. Но повлиять на уровень излучения, создаваемого синфазным сигналом, невозможно (разве что заменить источник сигнала другим, имеющим лучший синфазный баланс).

При условиях измерения, соответствующих классу В рекомендаций федеральной комиссии связи США, излучение дифференциальной микрополосковой пары дорожек с интервалом между ними 0,5 мм (0,020 дюймов), создаваемое дифференциальным сигналом, теоретически должно на частоте 1 ГГц ослабляться на 40 дБ по сравнению с уровнем излучения, создаваемого тем же сигналом при несимметричной схеме передачи. Еще большее сближение дорожек должно обеспечить еще лучшее подавление излучения. Хотя теория сулит значительный выигрыш, на практике вряд ли удастся достичь такого высокого коэффициента подавления общего излучения. Реально достижимый результат будет зависеть от степени баланса сигнала по двум выходам дифференциального передатчика. Даже в случае, если сбалансированность выходов будет выше 1/100, *синфазная компонента излучения дифференциальной пары* в любом случае составит как минимум 1% от уровня дифференциального излучения сигнала. При синфазном разбалансе в 1% даже полная нейтрализация дифференциального излучения позволит подавить общее излучение не более чем на 40 дБ.

Возьмем в качестве примера семейство дифференциальных передатчиков LVDS (Low Voltage Differential Signaling), для которого дифференциальный баланс установлен не выше 1/16. В этом случае, как бы мы ни балансировали дорожки, подавить общий уровень излучения (причина которого кроется в разбалансе, заложенном в это семейство устройств) более чем в 16 раз (что соответствует 24 дБ) не удастся.

Проще говоря, промежуток между дорожками в 0,5 мм вполне достаточен для получения максимально достижимого на практике снижения уровня излучения. Так как излучение печатных дифференциальных линий в подавляющей мере связано с синфазными сигналами, стремление любой ценой сблизить дорожки обычной дифференциальной линии ближе, чем на 0,5 мм, с точки зрения снижения электромагнитного излучения нецелесообразно.

**На заметку**

- Стремление любой ценой сблизить дорожки обычной дифференциальной линии ближе, чем на 0,5 мм, с точки зрения снижения электромагнитного излучения нецелесообразно.

#### 6.11.4 Передача сигнала через разъем, создающий помехи

Если две схемы соединены с помощью разъемов, результирующий ток сигналов, которыми обмениваются системы, возвращается к источнику, проходя через контакты земли (или питания) разъема. При этом на индуктивностях контактов земли (или питания) разъема наводятся крошечные напряжения. Эти крошечные напряжения проявляются как разность между напряжениями земли (или питания) на контактах разъема с одной и другой его стороны. Эта проблема называется *сдвигом земли* и представляет собой еще одну форму связи через общий импеданс. В несимметричных системах передачи напряжения сдвига земли непосредственно снижают запас помехоустойчивости, которым обладает используемое семейство логики. В системах дифференциальной передачи напряжения сдвига земли не имеют никакого значения, т.к. они в равной степени воздействуют на оба проводника дифференциальной пары. Возникающие в разьеме сдвиги земли, которые, как и любой другой синфазный сигнал, должны подавляться до определенного уровня, полностью нейтрализуются в приемнике.

Дифференциальная передача сигналов, как правило, приводит к снижению перекрестных помех, вызванных взаимной индуктивностью или взаимной емкостью в самом разьеме. Степень снижения перекрестных помех зависит от взаимного расположения выводов разъема, через которые проходят дифференциальные сигналы и от расстояния до ближайшего источника активного сигнала. Если источник активного сигнала находится к одному из компонентов пары ближе, чем к другому, то перекрестная помеха на выводах пары будет неодинаковой и, следовательно, не будет полностью нейтрализована в приемнике.

Нейтрализация сдвигов земли, возникающих на разьеме, и помех, вносимых соседними сигнальными выводами, непосредственно связана с распределением сигнальных выводов в разьеме, но практически не зависит от разводки печатных проводников и взаимной связи между ними.

##### На заметку

- Возникающие в разьеме сдвиги земли, которые, как и любой другой синфазный сигнал, должны подавляться до определенного уровня, в дифференциальном приемнике полностью нейтрализуются.



#### 6.11.4.1 Дифференциальная передача сигнала (через разъемы)

Информационный бюллетень *High-Speed Digital Design Online Newsletter*, Vol.3, Issue 12

Письмо Сэла Агинагэ (Sal Aguinaga)

В моей конструкции 16 дифференциальных пар идут через разъем на плату расширения, на которой установлены согласующие нагрузки. Какое соотношение между числом сигнальных и земляных контактов разъема нужно заложить в конструкцию, и как наилучшим образом распределить их по разъему?

В конструкции используется штыревой разъем высокой плотности. Если дифференциальное сопротивление составляет 100 Ом, нужно ли специальным образом распределять земляные контакты разъема, чтобы дифференциальное сопротивление оставалось близким к 100 Ом?

#### Ответ

Мы признательны за интерес к *High-Speed Digital Design*.

Что касается вопросов, заданных в Вашем письме, — универсальной формулы для расчета необходимого количества земляных контактов не существует, т.к. это зависит от расположения и размеров выводов разъема и формы их изгиба.

В этом вопросе необходимо учитывать следующие соображения.

- В разъеме с неэкранированными контактами оба проводника каждой дифференциальной пары нужно подключать к контактам одного ряда. Тем самым будет гарантировано, что оба сигнала дифференциальной пары пройдут через выводы, имеющие одинаковую длину и одинаковый изгиб.<sup>52</sup>
- В случае синхронной шины необходимости в изолировании дифференциальных пар друг от друга может и не возникнуть, если допустима задержка в приеме сигнала на время, достаточное для затухания перекрестных помех.
- Если требуется изолировать дифференциальные пары друг от друга (для снижения перекрестных помех между несинхронизированными сигналами

<sup>52</sup>Для соединения дифференциальных пар обычно используются разъемы со сплошными экранами между вертикальными рядами контактов, в которых каждая дифференциальная пара занимает отдельную экранированную зону. В этом случае длины выводов разъема, к которым подключаются компоненты пары, могут оказаться разными. Идеальный дифференциальный экранированный разъем должен иметь такую конструкцию, которая обеспечивает одинаковую задержку прохождения сигналов дифференциальной пары даже в том случае, если они проходят через контакты разъема, расположенные в разных горизонтальных рядах. Если известна величина расфазировки, вносимая контактами разъема, то ее нужно компенсировать в каком-то другом месте трассы сигнала.

шины или для защиты синхросигнала или любого другого асинхронного сигнала), размещайте пары таким образом, чтобы сигнальный проводник одной пары оказался по соседству с обоими проводниками другой пары. Отсюда следует, что для разделения пар потребуется земляных контактов как минимум столько же, сколько и сигнальных контактов, но скорее всего их понадобится больше.

У большинства разъемов с неэкранированными контактами дифференциальное сопротивление, вероятно, будет немного выше нужного. Его можно измерить. Для этого понадобится пара тестовых плат, на которых нужно установить парные половинки разъема. На платах не должно быть никаких печатных дорожек. Они должны быть просто покрыты сплошным слоем фольги с отверстиями, просверленными под выводы разъема. Все выводы разъема, которые в реальной схеме используются в качестве выводов питания или земли, нужно соединить с фольгой платы. В качестве 100-омной дифференциальной линии, подключаемой к разъему, используйте пару 50-омных коаксиальных кабелей RG-174, соединив их с выводами разъема, предназначенными для дифференциальной пары. На дальней стороне разъема согласуйте дифференциальную линию с помощью 100-омной дифференциальной нагрузки. Соедините разъем.

Для разъема с неэкранированными контактами, независимо от скорости передачи сигнала через него, в качестве согласующего резистора, как вы можете убедиться сами, прекрасно подойдет 100-омный резистор с аксиальными выводами мощностью 0,125 Вт.

Подайте дифференциальный сигнал с выхода 100-омного источника. Зарегистрируйте кривую сигнала на выходе источника. На этой кривой будет виден переданный в линию сигнал и первый отраженный сигнал, вернувшийся к источнику (измерение рефлектометрической кривой носит качественный характер). Время нарастания сигнала должно соответствовать реальному сигналу, который будет передаваться через этот разъем.

Не используйте суперкороткие, 35-пикосекундные ступенчатые фронты при тестировании разъема такого типа. Они всего лишь вызовут появление на диаграмме массы мелких деталей, которых в реальной системе не будет.

Теперь отсоедините коаксиальные кабели от разъема. Подключите 100-омную согласующую нагрузку непосредственно на выходах кабелей, соединив вместе их экраны. Повторите измерение. В идеале на кривой не должно быть видно ни единого отраженного сигнала.

Если при сопоставлении результатов первого и второго измерений окажется, что отраженный сигнал имеет положительную полярность (такую же как входной сигнал), это значит, что сопротивление разъема несколько превышает номинальное. В случае отрицательного отраженного сигнала сопротивление разъема несколько ниже номинального. Если отраженного сигнала нет, то оно соответствует номинальному.

Добавление земляных контактов вокруг сигнальной пары контактов вызывает снижение сопротивления.

Увеличение расстояния между сигнальной парой контактов и земляными контактами вызывает увеличение сопротивления.

Еще одна идея: сопротивление можно снизить, подключив с обеих сторон разъема сигнальные выводы на землю через небольшие сосредоточенные емкости. Эту схему можно реализовать на печатной плате, просто увеличив размеры контактных площадок сквозных металлизированных перемычек, используемых для выводов разъема. Чтобы этот прием дал результат, нужно поэкспериментировать и повозиться с измерениями. Идея “большого контакта” работает, если задержка передачи, вносимая разъемом, не превышает  $1/6$  времени нарастания сигнала и разъем ведет себя как сосредоточенная индуктивность (имеет слишком высокое сопротивление).

### 6.11.5 Уменьшение расфазировки тактовых импульсов

Когда тактовый сигнал поступает на цифровой элемент, точный момент его распознавания зависит от *порога переключения* этого элемента. Для 5-вольтовой TTL-логики установленный диапазон порога переключения находится в пределах от 0,8 В ( $V_{1L}$ ) до 2,4 В ( $V_{1H}$ ). Разрыв между  $V_{1L}$  и  $V_{1H}$  определяет окно (рис. 6.23), в пределах которого происходит тактовый переход:

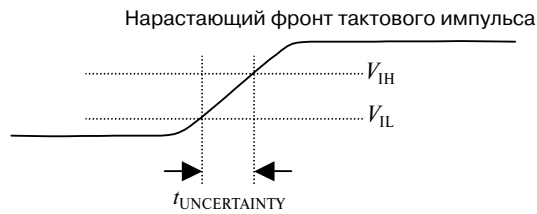
$$t_{UNCERTAINTY} = \frac{V_{1H} - V_{1L}}{(dv/dt)}, \quad (6.25)$$

где  $t_{UNCERTAINTY}$  — неопределенность (расфазировка) момента переключения тактового сигнала,

$V_{1H}$  и  $V_{1L}$  — наихудшие гарантированные — высокий и низкий, соответственно, — логические пороговые уровни элемента,

$dv/dt$  — скорость изменения напряжения на входе синхронизации (примерно равная перепаду логических уровней,  $\Delta V$ , деленному на время нарастания сигнала на выходе формирователя, измеренному по уровням 10%–90%).<sup>53</sup>

<sup>53</sup>Если быстродействие формирователя слишком велико, время нарастания сигнала на его выходе будет изменяться под влиянием паразитных реактивностей корпуса приемника. Следовательно, время нарастания сигнала, измеренное непосредственно на входных контактах кристалла приемника, будет в общем случае, больше времени нарастания, измеренного на внешних выводах корпуса. Истинная величина неопределенности момента переключения определяется временем нарастания сигнала на входе кристалла приемника и разбросом пороговых уровней переключения приемника. Если источник сигнала и приемник изготовлены по аналогичной технологии, и корпус не создает существенных помех приему, то для расчета  $dv/dt$  в уравнении (6.25) можно просто использовать время нарастания сигнала на выходе источника сигнала.



**Рис. 6.23.** Разброс порога переключения и конечное время нарастания входного сигнала совместно создают неопределенность момента переключения по сигналу тактовой синхронизации

Чем меньшей удастся сделать эту неопределенность, тем меньше будет расфазировка тактовых импульсов, которую нужно учитывать в бюджете синхронизации. И в дифференциальных схемах существует подобный эффект, но в паспортных данных приемника указываются не  $V_{1L}$  и  $V_{1H}$ , а напряжение смещения. Входное напряжение смещения — это дифференциальное входное напряжение, при котором конкретный приемник в действительности переключается. Идеальный приемник должен переключаться точно в нуле (когда входные сигналы равны), независимо от величины синфазного напряжения, температуры, стабильности напряжения питания, старения и прочих факторов. У такого элемента входное напряжения смещения равно нулю. Реальные приемники переключаются при некотором конечном (надеемся, небольшом) уровне напряжения. Полярность смещения непредсказуема.<sup>54</sup> В паспортных данных дифференциального приемника обычно указывается верхняя граница напряжения смещения, соответствующая наихудшему случаю. Реальный разрыв между  $V_{1H}$  и  $V_{1L}$  у дифференциального приемника вдвое превышает максимальное смещение.

Подходящим показателем для сравнения семейств дифференциальной логики в этом отношении является отношение разброса дифференциальных входных напряжений смещения к максимальному перепаду дифференциального выходного напряжения.<sup>55</sup> Для несимметричных логических схем аналогичным сравнительным показателем является разрыв между  $V_{1H}$  и  $V_{1L}$ , деленный на максимальный перепад выходного напряжения. Дифференциальные логические схемы, как правило, лучше по этому показателю качества.

В дифференциальной системе распределения синхросигнала обычно стараются выровнять задержки, создаваемые дорожками дифференциальной пары, по

<sup>54</sup>Если только в устройстве при изготовлении преднамеренно не было предусмотрено смещение в ту или иную сторону.

<sup>55</sup>В дифференциальных схемах максимальный перепад дифференциального выходного напряжения вдвое превышает максимальный перепад напряжения на одном из двух выходов.

которым передаются комплементарные сигналы по плате. Обе дорожки не обязательно должны следовать по одному и тому же пути, нужно всего лишь, чтобы они создавали одинаковую задержку сигнала. Если задержки двух дорожек неодинаковы, это скажется на времени переключения. Предположим, что две комплементарные компоненты дифференциального сигнала поступают в приемник в последовательные моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ . Пусть интервал времени между моментами  $t_1$  и  $t_2$  составляет небольшую часть (скажем,  $1/10$ ) длительности переднего фронта. При этих условиях приемник переключится в момент времени очень близкий к среднему между  $t_1$  и  $t_2$  —  $(t_1 + t_2)/2$ . В самом худшем случае, если рассогласование по времени достигнет длительности переднего фронта, приемник переключится не ранее момента  $t_1$  и не позже момента  $t_2$ . Мы обычно выравниваем задержки двух линий дифференциальной пары так, чтобы разница между ними не превышала  $1/20$  времени нарастания сигнала.

Расфазировка тактовых импульсов, вносимая приемником тактового сигнала, является функцией времени нарастания входного сигнала, разброса пороговых уровней переключения и, в случае дифференциальной передачи, степени согласования по времени момента поступления в приемник двух комплементарных сигналов. Расфазировка тактовых импульсов слабо или вовсе не зависит от расстояния между дорожками или геометрии дорожек (если они не влияют на величину задержки).

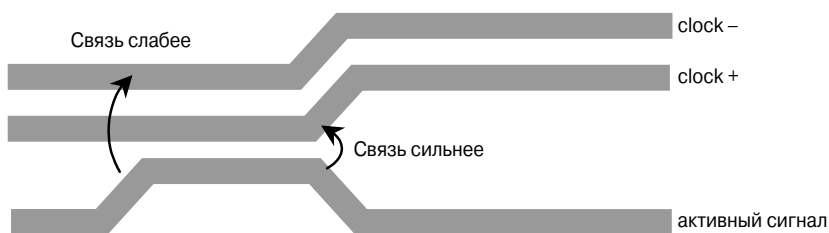
**На заметку**

- Точность задания порогов переключения у дифференциальных приемников обычно выше чем у несимметричных приемников.
- Несвязанным дорожкам дифференциальной линии передачи не обязательно следовать по одному и тому же пути, нужно всего лишь, чтобы они создавали одинаковую задержку.

### 6.11.6 Снижение локальной перекрестной связи

Дифференциальные дорожки на печатной плате неважно справляются с уменьшением перекрестных помех от соседних сигнальных дорожек. Как показано на рис. 6.24, если дорожка активного сигнала проходит близко от дифференциальной пары, ее взаимная связь с дорожками дифференциальной пары оказывается неодинаковой. Перекрестная связь с ближней дорожкой пары оказывается намного сильнее, чем с дальней.

Как показано на рисунке, дорожка сигнала  $\text{clock}+$  расположена вдвое ближе к дорожке активного сигнала, чем дорожка сигнала  $\text{clock}-$ ; таким образом, перекрестные помехи в них отличаются в четыре раза. Несбалансированная перекрестная помеха такого типа не нейтрализуется приемником. Уровень перекрестной помехи, создаваемой активным сигналом на дорожке  $\text{clock}+$ , слабо или



- Дорожка активного сигнала имеет более сильную связь с дорожкой clock +, чем с дорожкой clock -.
- Желательно задавать увеличенный интервал между дорожками сигналов синхронизации и дорожками сигналов данных.

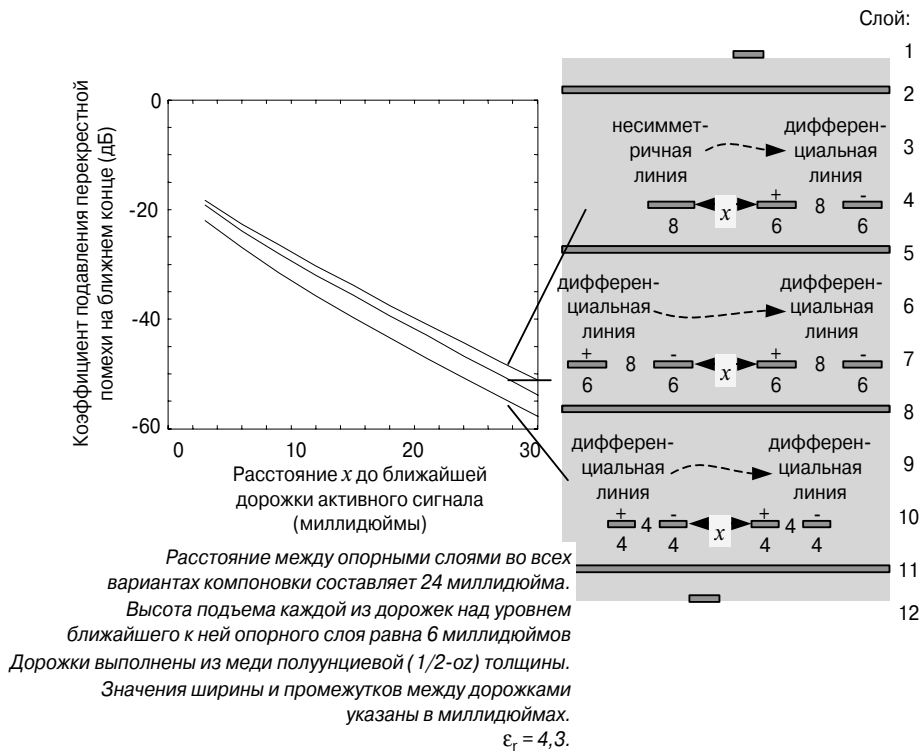
**Рис. 6.24.** Дифференциальная линия передачи *слабо* защищена от перекрестных помех, создаваемых соседними сигнальными линиями

вовсе не компенсируется помехой, создаваемой на дорожке clock—, поэтому на приемник воздействует почти полный сигнал перекрестной помехи.

Наилучший способ предотвратить возникновение перекрестных помех в дифференциальной паре — создать вокруг “чувствительных” дорожек защитную зону, отодвинув другие дорожки на значительное расстояние. Все современные системы компоновки поддерживают правила разнесения дорожек в соответствии с их классификацией, позволяющие не допускать близкого соседства дорожек, по которым передаются мощные сигналы с высоким уровнем помех, с дорожками слабых прецизионных сигналов. Уменьшение расстояния между дорожками пары, конечно же, обеспечивает незначительное снижение перекрестных помех, но таким способом не добиться действительно существенного результата, который достигается, если просто удалить всю пару подальше от источников помех. На рис. 6.25 приведены данные, подтверждающие это. Приведенные на рисунке графики построены по данным, полученным с помощью метода измерения, описанного в работе [56].

На рисунке приведены графики уровня перекрестных помех для трех вариантов топологии проводников. Все они представляет собой графики зависимости коэффициента перекрестной помехи на ближнем конце (по шкале децибел) от расстояния  $x$  между активной и пассивной структурами.

Первый вариант демонстрирует, какое влияние на дифференциальную пару дорожек оказывает одиночная дорожка активного сигнала. Во втором и третьем вариантах показано, какое влияние друг на друга оказывают две дифференциальные пары дорожек. Разница между вторым и третьим вариантами состоит в том что, в одном случае расстояние между дорожками пары составляет 8 мм, а в другом — 4 мм. Во всех вариантах компоновки расстояние между опорными слоями составляет 24 миллидойма и высота подъема каждой из дорожек над уровнем



**Рис. 6.25.** Плотное сближение дорожек пары лишь незначительно повышает защищенность дифференциальной линии от перекрестных помех; определяющее значение здесь имеет расстояние между дифференциальными парами

ближайшего к ней опорного слоя равна 6 миллидюймов. Волновые сопротивления всех линий передачи приведены путем коррекции их ширины к следующим значениям: для всех дифференциальных линий — 100 Ом, для несимметричной линии активного сигнала — 50 Ом.

Во всех вариантах при увеличении расстояния  $x$  между активной и пассивной линиями уровень перекрестных помех быстро снижается. Различие между графиками, соответствующими первому и второму вариантам, показывает, что добавление к активному сигналу комплементарного ему сигнала (т.е. превращение активного сигнала в дифференциальный) вызывает ослабление помехи, но весьма незначительное. Результирующее снижение помехи составляет менее 2 дБ. При переходе от второго варианта к третьему, т.е. при сближении дорожек дифференциальных пар, комплементарные сигналы вступают в действие. За счет этого перекрестная помеха снижается еще на 4 дБ. Это неплохой выигрыш, но несравнимый с тем, который достигается простым удалением активной линии от пассивной.

Тесное сближение дорожек дифференциальной пары дает всего лишь скромный выигрыш в уровне перекрестных помех и, следовательно, позволяет лишь ненамного сократить шаг печати (см. также раздел 6.10.2, “Полосковая линия со связью по боковой стороне дорожек”).

**На заметку**

- Тесное сближение дорожек дифференциальной пары дает всего лишь скромный выигрыш в уровне перекрестных помех.

### 6.11.7 Хороший справочник по линиям передачи

В книге *Transmission Line Design Handbook* Брайена Уэйделла (Brian C. Wadell) [58] собраны полезные приближенные формулы для расчета волнового сопротивления, постоянной задержки, потерь вследствие поверхностного эффекта, излучения и диэлектрических потерь. Это — всеобъемлющий справочник. В книге рассмотрено большинство видов линий передач, широко используемых в настоящее время, в том числе микрополосковые линии, утопленные микрополосковые линии, смещенные полосковые линии, а также полосковые линии со связью по боковой и широкой стороне дорожек.

Уэйделл приводит очень мало ссылок на первоисточники, в которых опубликованы результаты теоретических и экспериментальных исследований. В этом справочнике вы не найдете критического анализа результатов, имеющих сомнительный или противоречивый характер. В нем приведены результаты того, что уже сделано в этой области, и вопросы, на которые еще нет ответов. Эта книга — самый лучший источник для тех, кого интересуют аналитические приближения.

Постскриптум: тем у кого есть старое издание книги Уэйделла рекомендуем сверить его со списком опечаток, опубликованном в Web.

### 6.11.8 Дифференциальная передача синхросигналов

---

**Информационный бюллетень High-Speed Digital Design Online Newsletter, Vol.1, Issue 10**

**Письмо Фабрицио Занеллы (Fabrizio Zanella)**

Мне понятны преимущества использования дифференциальных пар для передачи сигналов на частотах от 100 МГц и выше. Но какие последствия повлечет за собой использование дифференциальной передачи синхросигналов в параллельной шине? Сохранят ли дифференциальные линии синхронизации характеристики подавления помех при использовании их в шлейфовом варианте с многоточечным подключением приемников? Есть ли примеры такого использования дифференциальных линий, которые дали положительные результаты по сравнению с несимметричными многоточечными линиями синхронизации?



**Ответ**

Мы признательны за интерес к *High-Speed Digital Design*.

По нашему опыту, использование дифференциальных структур для распределения сигнала является очень эффективным с точки зрения подавления дребезга внутрикорпусной земли передатчика, дребезга внутрикорпусной земли приемника, а также сдвигов земли, создаваемых разъемами в высокоскоростных системах. Этими преимуществами обладают как выделенные (соединение “точка-точка”), так и шлейфовые (многоточечные) линии.

Как мы убедились, дифференциальные линии не представляют собой особой ценности с точки зрения подавления перекрестных помех, создаваемых соседними дорожками той же платы. Причина этого кроется в том, что перекрестная связь между соседними дорожками убывает очень быстро с увеличением расстояния между ними. Вследствие этого дифференциальные пары нельзя располагать в непосредственной близости к дорожкам активных сигналов. Представим себе, например, систему, в которой имеется одна дорожка активного сигнала и соседняя с ней пассивная дорожка, уровень перекрестных помех на которой неприемлемо высок. Попробуем защитить эту линию передачи от помех — превратим ее в дифференциальную пару и используем дифференциальный приемник. Чтобы не ухудшать плотность компоновки платы, проложим дифференциальную пару осесимметрично с исходной пассивной дорожкой. Иными словами, когда мы сделаем это, то один из проводников пары придвинется ближе к источнику помехи, в то время как второй удалится от него. Если только обе дорожки не находятся чрезвычайно близко друг к другу (на расстоянии менее одной третьей исходного шага между осевыми линиями дорожек), рост уровня перекрестных помех на ближней дорожке дифференциальной пары заведомо перекроет эффект “выравнивания” уровня помех на обеих дорожках пары, которого мы рассчитывали достичь на входе приемника.

Для ослабления этого эффекта нужно отдалить пассивную пару от дорожки активного сигнала. В конечном счете наибольшее снижение перекрестных помех обеспечивает именно дополнительный разнос дорожек, а не дифференциальная передача сигнала. В борьбе с перекрестными помехами, которые наводятся в печатной плате (над сплошным проводящим слоем), увеличение расстояния между дорожками обеспечит, по-видимому, более существенное повышение плотности компоновки, чем использование дифференциальной передачи сигналов.

Нам известно множество примеров использования дифференциальной передачи синхросигналов — как выделенных, так и шлейфовых линий. В шлейфовом (многоточечном) варианте реализации дифференциальная схема передачи сигнала сохраняет способность нейтрализовать дребезг земли. Сетей распре-

деления синхросигналов в системе немного (по сравнению с массой сетей распределения данных), поэтому дополнительно защитить их не столь уж сложно.

Что касается параллельных шин, в них дифференциальная передача сигналов используется очень редко, потому что для этого требуется вдвое больше проводников. В этом случае у конструкторов возникнут серьезные проблемы с трассировкой.

**На заметку**

- Достоинства дифференциальной передачи сигнала сохраняются и в шлейфовом (многоточечном) варианте реализации.

### 6.11.9 Дифференциальное согласование

**Статья была впервые опубликована в журнале EDN Magazine, June 8, 2000**

*Я разрабатываю схему, которая должна сопрягаться с цифровым магнитофоном, разработанным другой компанией. Интерфейс в этом магнитофоне реализован в дифференциальном ЭСЛ-формате, и в руководстве пользователя приведены отличающиеся схемы согласования линий синхронизации и информационных линий. Для согласования линии синхронизации используется разделенная нагрузка (через сопротивление 160 Ом — к шине  $-5,2$  В, и через сопротивление 100 Ом — на землю), в то время как согласование линии данных осуществляется с помощью одиночного резистора сопротивлением 120 Ом, включенного между проводниками линии. Поскольку для обоих вариантов эквивалентная схема с источником напряжения — одна и та же, почему для их согласования предлагаются разные схемы? Как я понимаю, передатчики и приемники синхросигналов и сигналов данных эквивалентны по своим параметрам, и на выходы всех передатчиков через согласующие резисторы сопротивлением 390 Ом подается напряжение смещения выходных эмиттерных повторителей, ( $-5,2$  В). Я обратился в компанию-разработчик, но не смог связаться со специалистами, разрабатывавшими эту схему. Имеет ли одна из этих схем преимущества перед другой?*

— Раймонд Биллингтон (Raimond Billington)

Инженерам часто приходится ломать голову, чтобы понять замысел, лежащий в основе конкретного технического решения. Иногда оно ничем не оправдано, иногда для него есть масса веских причин, а иногда (в мире стандартизации это происходит чаще всего) одинаковые решения используются только ради унификации и совместимости.

Как бы то ни было, между двумя схемами, описанными вами, действительно есть различия. Однорезисторная схема согласования (120 Ом, включенные между проводниками дифференциальной линии) согласует линию только по дифференциальному сигналу, а по синфазному — нет.

Четырехрезисторная схема (независимое согласование каждого из проводников линии) согласует линию  $u$  по дифференциальному сигналу  $u$  по синфазному сигналу. Разница между этими двумя схемами согласования проявляется только при наличии синфазного сигнала. Откуда может взяться синфазный сигнал? Он возникает вследствие малейшей расфазировки (а сигналы на выходе формирователя синхросигнала не идеально синхронны), к которой добавляется разбалансировка линии передачи, в результате чего дифференциальный сигнал частично трансформируется в синфазный.

Рассмотрим однорезисторную схему согласования, представленную на рис. 6.26. Предположим, что положительный фронт  $x(t)$ , распространяющийся по линии А, достигает нагрузки первым. Противоположный ему сигнал  $-x(t - \Delta t)$ , распространяющийся по линии В, достигает нагрузки с крошечной задержкой  $\Delta t$ . В этот короткий интервал времени  $\Delta t$  на одиночном резисторе  $R1$  возникают два коротких сигнала помехи. Во-первых, нарастающий фронт, распространяющийся по линии А, попадает через резистор в линию В, создавая короткий всплеск перекрестной помехи. Амплитуда сигнала перекрестной помехи составляет половину амплитуды набегающего сигнала. Во-вторых, одновременно с возникновением этой перекрестной помехи в линии А возникает сигнал, отраженный от нагрузки. Амплитуда отраженного сигнала также составляет половину амплитуды набегающего сигнала. Обе помехи имеют положительную полярность, а это значит, что в линии появляется синфазный отраженный сигнал.

Сигнал  $-x(t - \Delta t)$ , распространяющийся по линии В, достигает нагрузки через время  $\Delta t$ . В этот момент возникает вторая пара паразитных сигналов — перекрестная помеха и отражение, но на этот раз они имеют противоположную полярность (т.к. возникают из “зеркальной” компоненты дифференциального сигнала). Вторая пара паразитных сигналов частично компенсирует первую, но степень нейтрализации паразитных сигналов зависит от точности совпадения по времени двух сигналов на нагрузке. Полная взаимная компенсация двух пар паразитных сигналов происходит только при идеальной синхронности сигналов А и В на нагрузке.

**Очень длинная дифференциальная линия связи должна быть согласована по дифференциальному сигналу — для обеспечения высокого качества дифференциального сигнала, а также по синфазному сигналу — для предотвращения синфазного резонанса.**

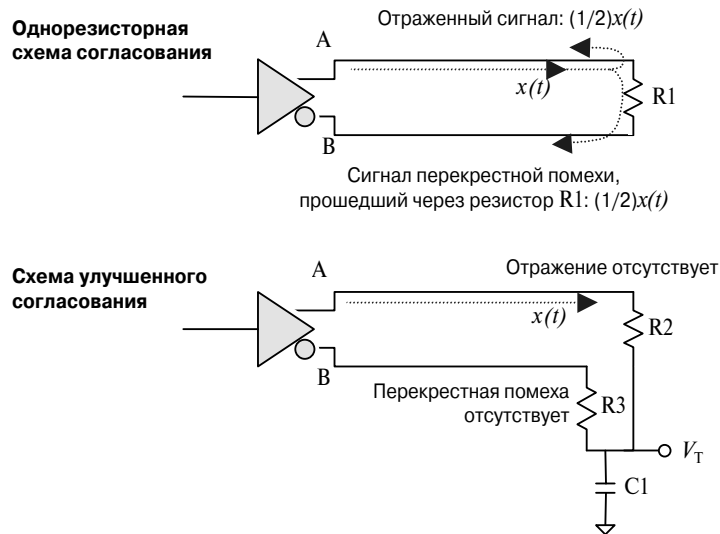


Рис. 6.26. Цепь из двух резисторов обеспечивает независимое согласование обеих линий дифференциальной пары

В этом примере оба амплитудных коэффициента — отражения и перекрестной связи — равны  $1/2$ . Остаточный синфазный сигнал  $\gamma(t)$ , возбужденный в любой из линий дифференциальной пары с однорезисторной оконечной согласующей нагрузкой, можно выразить в виде  $\gamma(t) = (1/2)(x(t) - x(t - \Delta t))$ . При величине расфазировки, меньшей времени нарастания или спада сигнала  $t_{10-90\%}$ , максимальная амплитуда отраженного от нагрузки синфазного сигнала помехи равняется приблизительно  $(1/2)\Delta V(\Delta t/t_{10-90\%})$ , где  $\Delta V$  — амплитуда набегающего скачка напряжения.

Появившаяся синфазная помеха возвращается к источнику сигнала. В нашем случае это ЭСЛ-формирователь с очень низким выходным сопротивлением, поэтому коэффициент отражения сигнала на ближнем конце линии будет очень высоким. Отраженный сигнал помехи возвращается к приемнику, где наталкивается на однорезисторную согласующую нагрузку, но на этот раз это — синфазный сигнал. Синфазный сигнал создает одинаковое напряжение на обоих проводниках дифференциальной пары, в результате ток через согласующую нагрузку равен нулю, и для синфазного сигнала она представляет собой разомкнутую цепь. Сигнал помехи отражается от разомкнутого конца линии с большим коэффициентом отражения. Далее синфазный сигнал помехи, возникший в линии, долгое время благополучно бежит по ней, отражаясь от источника сигнала (с низким выходным сопротивлением) и приемника (разомкнутого дальнего конца линии).

Если время задержки распространения сигнала по дорожке равняется одной четвертой тактового периода, то синфазная помеха приводит к жутким последствиям. В этом случае небольшие паразитные синфазные сигналы, возникающие с каждым фронтом сигнала, такт за тактом разрастаются и накладываются друг на друга, увеличивая уровень синфазной помехи на входе приемника, а также уровень синфазных излучений. Эта проблема называется *синфазным резонансом*.

Во избежание синфазного резонанса согласование любой очень длинной дифференциальной линии связи должно быть двояким: во-первых, хорошее согласование по дифференциальному сигналу на одном из концов линии — для обеспечения высокого качества дифференциального сигнала, и во-вторых, достаточное согласование по синфазному сигналу на одном из концов линии — для предотвращения сильного синфазного резонанса. ЭСЛ-формирователь не обеспечивает хорошего согласования по синфазному сигналу на стороне источника, поэтому оно должно быть выполнено на стороне нагрузки.

Четырехрезисторная схема согласования, рекомендованная для окончательного согласования сети синхронизации, обеспечивает независимое согласование обеих дорожек дифференциальной пары, демпфируя как дифференциальные, так и синфазные, сигналы на выходе линии.

Еще более удачная схема согласования приведена на рис. 6.26. Показанная на схеме цепь согласует линию как по дифференциальному, так и по синфазному сигналу, но состоит всего из двух резисторов (сопротивления  $R_2$  и  $R_3$  равны половине дифференциального сопротивления линии). Конденсатор должен иметь достаточно большую емкость, чтобы напряжение на нем сохранялось неизменным на протяжении короткого интервала расфазировки  $\Delta t$ . В вашем случае в ЭСЛ-источниках сигнала предусмотрены согласующие выходные резисторы, поэтому подавать на конденсатор отдельное согласующее напряжение ( $V_T$ ) не требуется.

Если формирователь обеспечивает достаточное согласование по синфазному сигналу на стороне источника, то отпадает необходимость в таком согласовании на стороне нагрузки. Например, формирователь, согласованный с линией на стороне источника, хорошо работает при однорезисторном согласовании на конце линии.

**На заметку**

- Очень длинная дифференциальная линия связи должна быть согласована по дифференциальному сигналу — для обеспечения высокого качества дифференциального сигнала, а также по синфазному сигналу — для предотвращения синфазного резонанса.

### 6.11.10 Дифференциальная линия: разворот токов

Статья была впервые опубликована в журнале *EDN Magazine*, September 1, 2000

*Как влияет на импеданс компланарной дифференциальной пары разрыв в сплошном проводящем слое? Дифференциальная пара идет над сплошным слоем (земля логического сигнала) и затем через разрыв шириной 50 миллидюймов переходит на плату ввода/вывода с собственным сплошным слоем, соединенным на корпус.*

— Борис Шустерман (*Boris Shusterman*)

По сплошному опорному слою под дифференциальными дорожками текут значительные токи. Разрыв в слое вызывает разрыв этих токов.

Рассмотрим сначала несимметричную печатную линию. Когда волна напряжения распространяется вдоль несимметричной передающей структуры, через распределенную емкость структуры текут токи ко всем близлежащим объектам, особенно к сплошному проводящему слою под дорожкой. Этот емкостной эффект приводит к возникновению в сплошном опорном слое возвратного (противоположного) тока сигнала. Возвратный ток течет все время по опорному слою по направлению к источнику сигнала, оставаясь постоянно под сигнальной дорожкой, — замыкая, таким образом, виток тока (ток всегда течет по замкнутому кругу).

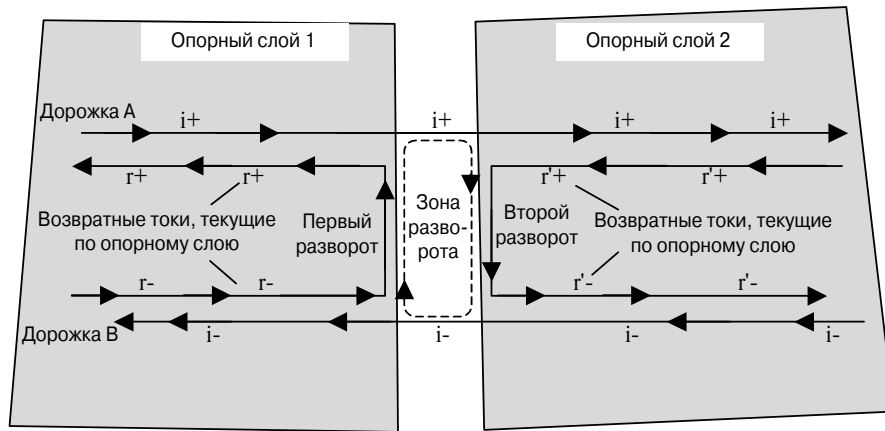
**Эффект зоны разворота токов ослабляется при сужении разрыва между слоями и промежутка между дорожками.**

Теперь рассмотрим дифференциальную пару печатных дорожек на плате. В дифференциальной структуре емкостная связь существует как между каждой дорожкой и опорным слоем, так и *между* дорожками. Взаимная емкость дифференциальной пары вызывает возникновение возвратных токов как в самих дорожках, так и в

сплошном опорном слое. В дифференциальной паре печатных дорожек практически весь возвратный ток течет, как и в случае несимметричной линии, по сплошному проводящему слою, а не по другой дорожке, т.к. связь каждой из дорожек дифференциальной пары с большим, сплошным близлежащим слоем намного сильнее, чем с узкой и тонкой “соседкой” по дифференциальной паре.

Попробуйте представить себе распространение дифференциального сигнала в виде связки четырех токов: двух токов сигналов,  $i_+$  и  $i_-$ , которые текут по двум сигнальным дорожкам, и двух возвратных токов сигналов,  $r_+$  и  $r_-$ , которые текут по сплошному проводящему слою под дорожками (рис. 6.27). В большинстве случаев эти токи по величине почти такие же, как токи  $i_+$  и  $i_-$ .

Когда дифференциальный сигнал встречает разрыв между опорными слоями, оба тока сигналов перетекают через разрыв по сигнальным проводни-



**Рис. 6.27.** Зона разворота токов в разрыве опорного слоя отделяет возвратные токи от первичных сигнальных токов, текущих по дорожкам А и В

кам, но движение возвратных токов,  $r+$  и  $r-$ , блокируется разрывом. В этой ситуации возвратные токи вынуждены совершить разворот, при котором они меняются местами. На новом опорном слое возвратные токи сигнала совершают аналогичный разворот, формируя пару токов,  $r'+$  и  $r'-$ , завершающую формирование связки токов.

В пространстве между опорными слоями ток в зоне разворота циркулирует по периметру разрыва по часовой стрелке. Этот ток ведет себя как маленькая рамочная антенна, возбуждая в зоне разворота токов высокочастотное магнитное поле.

Влияние этого магнитного поля на цепь эквивалентно влиянию индуктивности, включенной последовательно в сигнальную линию. Величина индуктивности определяется длиной и шириной зоны разворота токов. Например, при промежутке между дорожками в 0,100 дюймов и разрыве между опорными слоями шириной 0,100 дюймов величина эквивалентной индуктивности зоны разворота составит примерно 10 нГн. В 100-омной дифференциальной линии такая индуктивность создаст эффект фильтра нижних частот с постоянной времени порядка 100 пс. Если время нарастания сигнала, передаваемого в линии, превышает 1 нс, то этот эффект останется практически незаметным. Но при очень высоких скоростях передачи 100-пикосекундный порог вызовет искажение сигнала.

Зона разворота — это не просто область скачка сопротивления, вызванного отсутствием опорных слоев. Это — эффект, который по своим масштабам охватывает как разрыв между опорными слоями, так и пространство между дорожками. Уменьшение разрыва между слоями и промежутка между дорожками ослабляет этот эффект. Его можно также практически полностью устранить,

восстановив непрерывность опорного слоя под сигнальными дорожками, обеспечив, таким образом, перетекание возвратных токов из одного слоя в другой и ликвидировав причину возникновения зоны разворота токов. Если слои находятся под разными постоянными напряжениями, то блокировочные конденсаторы, соединяющие слои под дорожками, будут пусть и не идеальным, но эффективным решением.

Магнитные поля в зоне разворота токов создают перекрестные помехи и паразитное излучение. Перекрестные помехи проникают во все дифференциальные линии, проходящие через этот же разрыв. Уровни излучения и перекрестных помех изменяются пропорционально размеру зоны разворота токов.

**На заметку**

- Представьте себе распространение дифференциального сигнала в виде связки четырех токов.

### **6.11.11 Расфазировка, создаваемая поворотами дифференциальной пары дорожек**

**Статья была впервые опубликована в журнале EDN Magazine, April 18, 2002**

При крутом повороте дифференциальной пары со связью по боковой стороне дорожек у внешней дорожки длина участка поворота оказывается больше, чем у внутренней. Разница в длине дорожек создает небольшую расфазировку дифференциальных сигналов. Эта расфазировка приводит к частичному преобразованию дифференциального сигнала в синфазный сигнал.

Расфазировка, вызванная поворотами дифференциальной линии, становится заметной только тогда, когда достигает уровня, сопоставимого с уровнем естественной расфазировки, создаваемой формирователем сигнала. Следовательно, прежде чем беспокоиться о влиянии поворотов, нужно сначала определить величину расфазировки, вносимую формирователем. Во многих случаях расфазировка передатчика не указывается, и в этом случае справедливо предположить, что величина расфазировки составит, как минимум, 10% времени нарастания сигнала. Цифровые дифференциальные передатчики грешат не очень точной сбалансированностью по выходам. А вот многие аналоговые передатчики сбалансированы очень хорошо, что объясняется важностью тщательного согласования синхронности сигналов в некоторых видах аналогового оборудования.



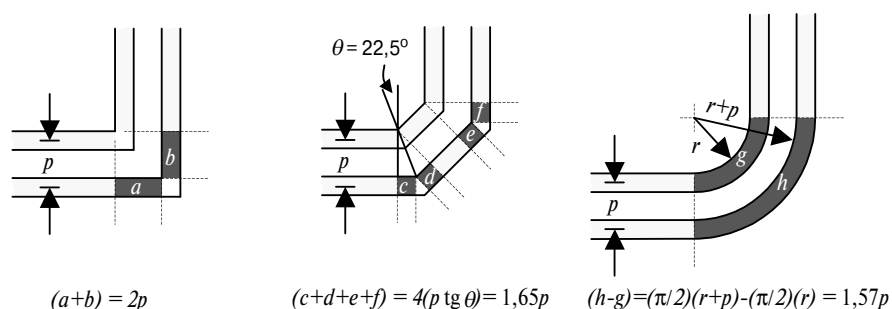
Возьмем в качестве примера передатчик, используемый в локальной сети Ethernet 100Base-TX, с симметричным выходным трансформатором и дросселем подавления синфазного сигнала, обеспечивающий на выходе дифференциальный сигнал, сбалансированный до уровня 1/1000, — это значит, что синфазный сигнал на выходе в тысячу раз меньше дифференциального сигнала. Чтобы предупредить нарастание синфазного сигнала в проводниках (и связанного с этим излучения), суммарная величина расфазировки, создаваемой всеми элементами канала связи, в котором работает передатчик, должна оставаться меньше 1/1000 времени нарастания сигнала. В сети стандарта 100Base-TX время нарастания сигнала составляет около 8 нс, что соответствует дистанции распространения сигнала в воздухе порядка 94 дюймов. Одной тысячной, таким образом, соответствует длина 0,094 дюймов, поэтому максимально допустимая величина расфазировки, вносимая разъемами и разводкой печатной платы, не должна превышать примерно 0,1 дюйма. Учет крошечных расфазировок, случайным образом разбросанных вдоль линии передачи, если они намного меньше 0,1 дюйма, не даст ровным счетом ничего.

**Скос или скругление прямого угла поворота дифференциальной пары дорожек не устраняют расфазировки, создаваемой поворотом дорожек.**

В качестве более высокочастотного примера возьмем передатчик последовательной линии со скоростью 2,5 Гбит/с и временем нарастания 200 пс, — расфазировка на его выходе будет, вероятно, не меньше 20 пс (а, может быть, и куда больше). В этом случае имеет смысл установить максимально допустимую величину расфазировки порядка 20 пс.

На рис. 6.28 приведены три варианта исполнения прямоугольного поворота дорожек с расчетами величин расфазировки. Во всех случаях шаг дорожек (расстояние между их осевыми линиями) принят равным  $p$ . Как видно из рисунка, во всех случаях обе дорожки совершают симметричный, однотипный параллельный поворот (области, выделенные штриховыми линиями). Участки, создающие разницу по длине между внутренней и внешней дорожками, выделены темным тоном и обозначены белыми буквами. Прирост длины внешней дорожки составляет для приведенных типов поворота  $2p$ ,  $1,65p$  и  $1,57p$ , соответственно. Очевидно, что скос или скругление прямого угла поворота не устраняют расфазировки, а, в лучшем случае, несколько снижают ее.

При расстоянии  $p$  между дорожками в 20 миллидюймов и постоянной задержки линии в 160 пс/дюйм величина расфазировки при разности длин дорожек  $p$  составляет  $(0,020 \text{ дюймов} \times 160 \text{ пс/дюйм}) = 3,2 \text{ пс}$ . В соответствии с рис. 6.28, при повороте дифференциальной пары дорожек под прямым углом величина расфазировки, в зависимости от варианта исполнения поворота, составляет от 6,4 пс для прямоугольного поворота, на котором разница в длине дорожек составляет  $2p$ , до 5,0 пс для радиального поворота, на котором эта



**Рис. 6.28.** Все три варианта исполнения поворота создают близкую по величине расфазировку

разница уменьшается до  $1,57p$ . Если расфазировка выходного сигнала формирователя превосходит эту величину, то не стоит беспокоиться о поворотах.

Если расфазировка превращается в проблему, ее можно уменьшить двумя способами. Первый — сближение дорожек пары. Чем меньше  $p$ , тем меньше расфазировка, создаваемая поворотом дорожек. Это — одно из немногих преимуществ пар с сильной связью. Второй способ состоит в согласованной ориентации микросхем таким образом, чтобы направление, в котором линия уходит от передатчика, совпадало с направлением, в котором она приходит на приемник. Например, если дифференциальная пара начинает свой путь в северном направлении и заканчивает его в том же направлении, то, как бы она не извивалась, число ее правых и левых поворотов будет одинаковым (если она не идет по спирали), поэтому результирующая расфазировка, создаваемая поворотами дорожек, будет равна нулю.

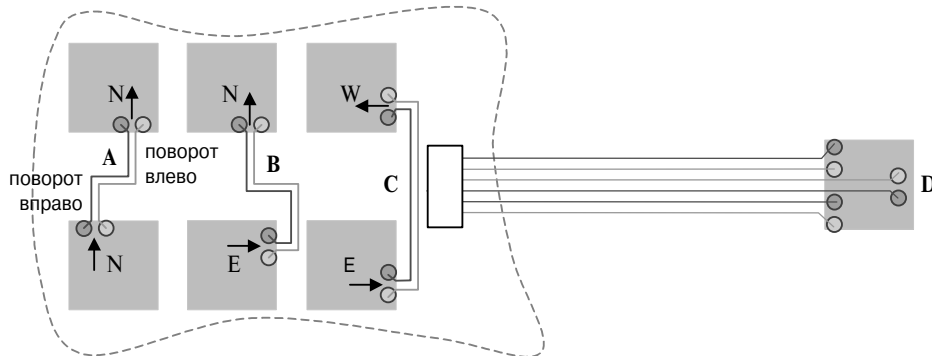
#### На заметку

- Скос или скругление прямого угла поворота дифференциальной пары дорожек не устраняют расфазировки, создаваемой поворотом дорожек.

### 6.11.12 Когда задержка приносит пользу

Статья была впервые опубликована в журнале *EDN Magazine*,  
 May 2, 2002

Предыдущая статья, “Расфазировка, создаваемая поворотами дифференциальной пары дорожек”, была посвящена различным вариантам исполнения поворотов и изгибов, используемым обычно при разводке дифференциальных пар дорожек со связью по боковой стороне. В ней было показано, что любые



**Рис. 6.29.** Междорожечная расфазировка дифференциальной линии зависит от взаимной ориентации выходов и входов соединяемых ею микросхем

повороты, независимо от варианта их исполнения, увеличивают длину внешней дорожки по сравнению с внутренней дорожкой. Эквивалентный прирост длины, вызванный поворотом на  $90^\circ$ , варьируется от полутора до двух интервалов между дорожками пары, в зависимости от варианта исполнения поворота. Дополнительное время задержки внешней дорожки, возникающее на повороте, создает междорожечную расфазировку.

В этой статье рассматриваются две стратегии минимизации междорожечной расфазировки, возникающей в дифференциальной сети. Первая стратегия иллюстрируется схемой, приведенной на рис. 6.29. На ней, в области, ограниченной пунктирной линией, условно изображены 6 BGA-микросхем.

Пара **A** уходит от нижней микросхемы в северном направлении. На приемник (верхняя микросхема) она приходит, также идя в северном направлении. В пути эта пара делает один поворот вправо и один — влево. *Результирующая расфазировка, созданная двумя поворотами дорожек, сводится к нулю.*

При компоновке платы необходимое количество и типы поворотов зависят от взаимной ориентации передатчика и приемника. Так как пара **A** начинает и завершает свой путь, идя в одном направлении, она, независимо от маршрута прокладки, всегда совершает одинаковое число правых и левых поворотов (если она не идет по спирали). Если микросхемы скомпонованы аналогично тем, которые соединяет пара **A**, то результирующая расфазировка, созданная поворотами дорожек соединяющих их линий, равна нулю.

У пары **B** дела обстоят не столь радужно. Она уходит от нижней микросхемы в восточном направлении, поворачивает на север — к приемнику и затем совершает равное число левых и правых поворотов. Полная расфазировка, созданная поворотами пары **B**, равняется величине задержки, созданной одним левым поворотом.

У пары С дела обстоят хуже всех. Она уходит на восток, а возвращается на запад. Таким образом, чтобы пойти в нужном направлении, ей приходится совершить два поворота влево. Если скорость работы схемы столь велика, что задержка, создаваемая каждым лишним поворотом, создает проблему, нужно тщательно скомпоновать микросхемы с учетом их взаимной ориентации, чтобы результирующая задержка в линии, создаваемая поворотами, естественным образом сводилась к нулю.

**Пара дорожек, которая в начале и в конце пути движется в одном направлении, неизбежно совершает в пути равное число правых и левых поворотов.**

Вторая стратегия касается определенного варианта прокладки дорожек дифференциальной линии при соединении их с контактами BGA-матрицы (или выводами разъема, корпусными выводами или межслойными перемычками). Лучше всего она подходит в том случае, когда шаг выводов превышает шаг между дорожками пары. Ее суть заключается в смещении центральной осевой линии пары при приближении ее к BGA-матрице, как показано на примере микросхемы D.

Верхняя пара дорожек сдвинута на полшага вниз, в результате чего возрастает задержка верхней дорожки этой пары. Нижняя пара дорожек сдвинута на полшага вверх, в результате чего возрастает задержка нижней дорожки этой пары. Эта стратегия “задержки по времени” может быть использована в качестве платы за другие несоответствия в компоновке платы. Она не идеальна, но обеспечивает то, что нужно — сбалансированность расфазировки.

При необходимости коррекции расфазировки, делать это лучше рядом с передатчиком или рядом с приемником — на той стороне, где линия хуже согласована. При таком подходе коррекция расфазировки не повлияет на качество согласования на другом конце линии. Если линия качественно согласована на обоих концах, то коррекцию можно выполнять на любом из них. В несовершенном мире есть предел, выше которого не прыгнешь.

Тем, кто зациклился на идеальной разводке с ровными, как стрела, дорожками, напомним, с искренним почтением к Rolling Stones, слова из их песни, “Тебе не удастся получить, все чего ты хочешь”, но если вы добавите задержку по времени, то, возможно, добьетесь того, что нужно.

Именно так!

#### На заметку

- Пара дорожек, которая в начале и в конце пути идет в одном направлении, неизбежно совершает в пути равное число правых и левых поворотов.

## 6.12 Кабельные соединения оборудования

Для описания высокоскоростных дифференциальных соединений, связывающих оборудование, используется термин *симметричный кабель*. Этот термин был принят комитетом по стандартизации кабельных сетей Международной организации по стандартизации (ISO) в качестве обозначения любого кабеля, включающего в себя не менее одной пары проводников, причем каждая пара должна обладать определенным дифференциальным сопротивлением и определенной помехозащищенностью к переходным помехам, создаваемым другими парами проводников, находящимися в той же оболочке кабеля.

Конструкция симметричного кабеля базируется на двух основных конфигурациях: *витая пара* и *крестообразная конфигурация проводников* (рис. 6.30). В обоих вариантах взаимное расположение проводников пары остается неизменным, обеспечивая равномерность поперечного сечения по всей длине кабеля. Тем самым стабилизируется дифференциальное сопротивление кабеля. Оба варианта обеспечивают слабые перекрестные помехи между парами.

Кабель на основе витой пары обладает низким уровнем перекрестных помех вследствие различного шага скрутки всех пар кабеля. Различие в шаге скрутки пар проводников является существенной частью технологии подавления перекрестных помех в кабеле. Это связано с характером взаимной связи между соседними парами проводников. Основное эмпирическое правило относительно перекрестной связи между витыми парами гласит: *при перевороте проводников одной пары сигнал перекрестной помехи изменяет полярность*.

Отсюда вытекает следующее правило: *при согласованном перевороте проводников обеих пар сигнал перекрестной помехи сохраняет свою полярность*. Вот что

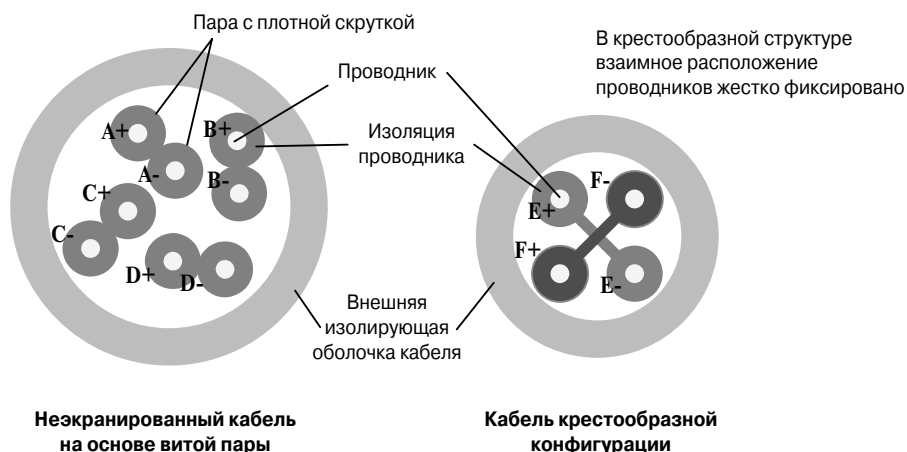


Рис. 6.30. Конструкции симметричных кабелей

могло бы произойти, имей обе соседние витые пары одинаковый шаг скрутки. При каждом повороте обеих пар перекрестная связь между ними оставалась бы неизменной, а следовательно, перекрестную помеху было бы невозможно подавить. Во избежание этого в кабеле, состоящем из нескольких витых пар, пары скручены с различным шагом. За счет этого связи соседних пар придается нерегулярный характер, и перекрестная помеха нейтрализуется.

В качественном кабеле на основе витой пары, одна из пар цветных проводников имеет намного меньший шаг скрутки, чем другие. Эта пара обладает наилучшими из всех пар в кабеле характеристиками по уровню перекрестной помехи — как создаваемой ею, так и наводимой в ней.

Но было бы заблуждением полагать, что во всех кабелях по маркировке проводников можно однозначно установить иерархию характеристик витых пар. Указания о том, какая из пар должна иметь минимальный шаг скрутки, если и попадают в стандартах, то очень редко. Производители вольны по своему усмотрению манипулировать цветными парами, в том числе изменять иерархию цветных пар по шагу их скрутки. В стандартах, посвященных перекрестным помехам, задается только максимально допустимый уровень перекрестных помех между любыми двумя парами. В них не конкретизируется, какие из пар должны иметь лучшие характеристики.

В кабеле крестообразной конфигурации низкий уровень перекрестных помех обеспечивается за счет особой топологии расположения проводников в кабеле. За счет симметричной геометрии расположения проводников происходит нейтрализация емкостной и индуктивной связи между парами проводников в таком кабеле. При качественном исполнении крестообразной конфигурации этот тип кабеля превосходит по подавлению перекрестных помех между парами проводников кабель на основе витой пары. Но что касается перекрестной связи с внешними объектами и соседними кабелями, то по этой характеристике кабель с крестообразной геометрией расположения проводников несколько уступает кабелю на основе витой пары. Кабель на основе витой пары обеспечивает более низкий уровень излучения и лучшее подавление синфазного сигнала. В последующих разделах описаны основные варианты применения симметричного кабеля для связи оборудования.

**На заметку**

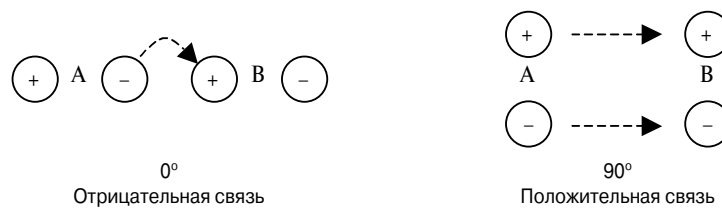
- Кабель на основе витой пары обладает низким уровнем перекрестных помех вследствие различного шага скрутки всех пар кабеля.
- В кабеле с крестообразной конфигурацией низкий уровень перекрестных помех обеспечивается за счет особой топологии расположения проводников в кабеле.

### 6.12.1 Плоские кабели на основе витой пары

В плоских кабелях на основе витой пары все пары проводников имеют одинаковый шаг скрутки, но при этом по перекрестным помехам они обладают приемлемыми характеристиками. На первый взгляд это противоречит здравому смыслу, потому что, когда происходит переворот проводников одной пары (полярность поля, создаваемого этой парой, локально изменяется на противоположную), одновременно происходит переворот проводников соседней пары (чувствительность к полю этой пары локально изменяется на противоположную). На первый взгляд кажется, что сигнал перекрестной помехи, независимо от переворота проводников пар, должен сохранять свою полярность. Так за счет чего ослабляется перекрестная помеха?

Раскрыть этот парадокс позволяет тщательный анализ изменения перекрестной связи между проводниками соседних пар в процессе поворота пар друг относительно друга. Направим обе пары проводников вдоль горизонтальной оси и проследим за изменением характера связи между парами в зависимости от угла поворота проводников каждой из пар относительно осей симметрии пар. Начнем с угла поворота  $0^\circ$  (левая схема на рис. 6.31). Взаимная связь в этой конфигурации определяется главным образом связью между двумя соседними проводниками,  $A-$  и  $B+$ , и, таким образом, имеет отрицательную полярность.

При угле поворота в  $90^\circ$  (правая схема на рис. 6.31) взаимная связь изменяется коренным образом. В этом случае проводник  $A+$  сильнее всего связан с проводником  $B+$ , а проводник  $A-$  — с проводником  $B-$ ; таким образом, взаимная связь при почти такой же, как в предыдущем случае, величине имеет противоположную (положительную) полярность. Полярность взаимной связи станет, как и прежде, отрицательной при угле поворота  $180^\circ$  и снова станет положительной при угле поворота в  $270^\circ$ . При сохранении соосности пар, взаимная связь между ними, усредненная по витку, сводится практически к нулю. Ленточные кабели покрываются лаковой изоляцией с целью фиксации геометрии кабеля. Имеется большой выбор начальных углов поворота пар и направлений их скрутки.



**Рис. 6.31.** В плоском кабеле, составленном из витых пар, полярность перекрестной связи изменяет знак на каждой четверти витка скрутки

В реальном кабеле, состоящем из нескольких пар, окруженных внешней изоляционной “рубашкой”, как правило, невозможно сохранить неизменным взаимное расположение проводников по всей длине кабеля. Происходит неизбежная усадка структуры проводников, нарушающая подавление перекрестных помех. Чтобы обойти эту трудность, при производстве многопарных витых кабелей используется варьирование шага скрутки витой пары.

**На заметку**

- В плоских кабелях взаимное расположение проводников сохраняется неизменным, поэтому витые пары могут иметь одинаковый шаг скрутки.

### 6.12.2 Защищенность от больших напряжений сдвига земли

При дифференциальной передаче сигнала с использованием неэкранированных кабелей на основе витой пары непосредственного соединения земель на обоих концах линии связи не требуется. До тех пор, пока разность потенциалов между передатчиком и приемником не выходит за пределы диапазона входного сигнала приемника по синфазному напряжению, система будет функционировать. В большинстве случаев соединение на землю через зеленый провод заземления, предусмотренный в компьютерной аппаратуре, обеспечивает сохранение напряжения на корпусе устройств в допустимых пределах (см. заметку в данном разделе). Дополнительного заземления системы не требуется.

С другой стороны, при несимметричной схеме передачи высокочастотного сигнала непосредственное соединение земель на обоих концах соединения *необходимо*. Поскольку через это соединение земель текут высокочастотные возвратные токи сигналов, оно должно проходить в непосредственной близости к сигнальным проводникам, обеспечивая низкую индуктивность петли тока и постоянное волновое сопротивление передающей структуры. Соединение на землю через зеленый провод заземления абсолютно не подходит для этой цели. При передаче сигнала по несимметричной линии соединение земель разнесенного оборудования должно осуществляться посредством дополнительных земляных проводников (например, экрана коаксиального кабеля).

Подобные дополнительные линии соединения земель могут нарушить одно из наиболее строго соблюдаемых правил безопасности при подключении и эксплуатации устройств сетевого питания:

*не допускается электрическое соединение между собой корпусов двух электроустановок, питаемых от разных источников сетевого питания.*

Как разъясняется в заметке “Потенциал земли”, включенной в этот раздел, нарушение этого правила может привести к возникновению значительных токов



через зеленый провод заземления. Это создает проблему, т.к. нарушает работу чувствительных устройств защиты от замыкания на землю, которыми оснащено большинство современных силовых щитов помещений. Эти устройства защиты следят за малейшими нарушениями нормальной работы электроустановок. Например, незначительная утечка тока из *любого провода, находящегося под сетевым напряжением*, на корпус устройства будет передана по зеленому проводнику заземления на устройство защиты по току утечки, и может вызвать его срабатывание. Схемы, распознающие такие токи, называются автоматическими реле утечки на землю, или *УЗО (устройство защитного отключения)*. При превышении критического уровня тока утечки на землю произойдет отключение сетевого питания в части здания. Неправильное использование зеленого провода заземления является серьезной ошибкой. Не допускайте этого.

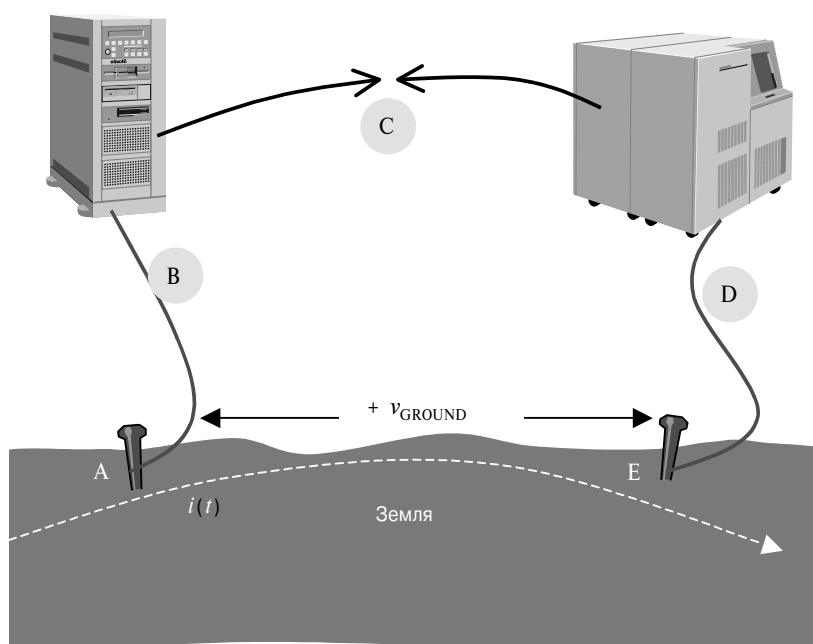
#### **Потенциал земли**

Потенциал по поверхности Земли не постоянен. Различные явления, в том числе паразитные токи сетей энергоснабжения, вихревые токи, разряды молний, возбуждают значительные токи на поверхности земли. Эти токи, протекая через поверхностное сопротивление почвенных слоев, создают заметные разности потенциалов. Разность потенциалов земли вдоль одного здания может составлять несколько вольт.

Большие здания обычно делятся на несколько участков заземления. Каждый из них запитывается от отдельной трансформаторной подстанции, которая, как правило, располагается в центре участка. В этом месте нулевой провод вторичной обмотки трансформатора, зеленый провод заземления и стержень заземления соединяются вместе (см. рис. 6.32). Зеленые провода заземления различных участков заземления не соединяются друг с другом. Такая схема включения обеспечивает ограничение напряжений между электроустановками в помещении (наружные металлические части которых соединены с зеленым проводом защитного заземления) и реальной землей в том месте, где они находятся, до уровня, безопасного для жизни (несколько вольт).

Соединение корпусов устройств, находящихся на разных участках заземления, может привести к различным последствиям. Во-первых, вы можете увидеть заметное искрение в момент соединения. Затем через это соединение потечет ток в несколько ампер, обычно текущий в земле. Этот ток потечет от стержня заземления, расположенного в точке *A*, через зеленый провод заземления на корпус *B*, далее через соединение *C* — на корпус *D*, и оттуда — на стержень заземления *E*.

При необходимости электрического соединения корпусов двух устройств следует прежде всего убедиться, что оба устройства подсоединены с помощью зеленого провода заземления к общему потенциалу земли. Существует множество способов обеспечить это. Если устройства расположены в общей стойке, нужно



**Рис. 6.32.** Большие токи  $i(t)$ , циркулирующие в поверхностном слое земли, создают заметную разность электрических потенциалов на ее поверхности

просто прикрутить винтами все металлические корпуса устройств к корпусу стойки. Если устройства размещены в пределах одной комнаты, но не объединены в общей стойке, подключите вилку сетевого питания одного устройства к сети через проходную розетку другого устройства. При таком подключении зеленые провода защитного заземления будут соединены последовательно, и корпуса устройств будут находиться под одним потенциалом земли. Если такое подключение неосуществимо, включите сетевые вилки всех устройств в общую сетевую розетку или в одну фазу сети. Если устройства находятся в разных помещениях, используйте для их связи такую линию связи, для которой не требуется электрическое соединение корпусов устройств — дифференциальную линию, волоконно-оптическую линию или радиолинию.

#### На заметку

- Не допускается электрическое соединение между собой корпусов аппаратуры, питаемой от разнесенных источников сетевого питания.
- При необходимости электрического соединения корпусов двух устройств следует прежде всего убедиться, что обе системы соединены с помощью зеленого провода заземления к общему потенциалу земли.

- При дифференциальной передаче сигнала с использованием неэкранированных кабелей на основе витой пары непосредственного соединения земли на обоих концах линии связи не требуется.

### 6.12.3 Подавление внешних радиочастотных помех

Внешние радиочастотные поля, воздействующие на кабель на основе витой пары, оказывают, как правило, одинаковое влияние на оба проводника пары. Помеха наводится в кабеле в виде, главным образом, синфазного сигнала, который нейтрализуется в приемнике. Мы говорим “главным образом”, потому что многие причины могут повлиять на характер помехи. Сколь ни хороша витая пара с точки зрения подавления радиопомех, но вот что случается на самом деле:

1. Часть энергии радиочастотного поля поглощается кабелем. Эффективность поглощения определяется тем, насколько эффективно ведет себя вся кабельная структура как антенна. Эта тема выходит за рамки данной книги. Более подробную информацию о том, какое отношение КПД антенны имеет к радиопомехам, вы найдете в превосходной книге Клейтона Пола (Clayton Paul) [57].
2. Энергия высокочастотного поля, поглощенная кабелем, превращается в синфазный ток. Величина этого тока определяется соотношением  $i_{COMMON} = \sqrt{P/Z_{COMMON}}$ , где  $P$  — поглощенная мощность,  $Z_{COMMON}$  — синфазное сопротивление кабеля по отношению к земле с учетом нагрузок синфазного согласования.
3. Если линия передачи не согласована по синфазному сигналу на обоих концах (что может иметь место при использовании на обоих концах кабеля обычной трансформаторной связи), в кабеле может возникнуть значительный резонанс, усиливающий синфазный ток помехи.
4. Часть синфазного тока, текущего по кабелю, трансформируется в дифференциальный ток. Такое преобразование может происходить из-за асимметрии, присущей конструкции кабеля как таковой, асимметрии, создаваемой разъемами, и асимметрии монтажа передатчика и приемника.
5. Приемник не отличает дифференциальный сигнал помехи от истинного дифференциального сигнала данных.

#### На заметку

Чтобы добиться максимального подавления радиопомех в кабельной линии:

- используйте хорошо сбалансированный кабель на основе витой пары с малым шагом скрутки; по эффективности подавления радиопомех кабель крестообразной конфигурации уступает кабелю на основе витой пары.

- не экономьте на качестве разъемов, приобретайте и применяйте разъемы, рекомендованные для использования с данным кабелем.
- обеспечивайте симметричность монтажа как передатчика, так и приемника.

#### 6.12.4 Дифференциальные приемники обладают исключительной нечувствительностью к потерям, обусловленным поверхностным эффектом, и иным высокочастотным потерям

Пусть требуется передать цифровой сигнал из устройства *A* в устройство *B*, расположенное на удалении в 15,2 м (50 футов). Для этого выбираем 3,3-вольтовый несимметричный передатчик с выходным сопротивлением 50 Ом, а в качестве линии передачи используем коаксиальный кабель RG-58. Параметры передачи сигнала: скорость передачи — 1000 Мбит/с, время установления сигнала — 250 пс. Временная характеристика этой системы приведена на рис. 6.33. На нем представлена глазковая диаграмма реального сигнала на выходе линии, полученная путем имитационного моделирования (сплошная кривая). Здесь же приведена форма идеального сигнала, переданного по линии, без учета искажения и затухания.

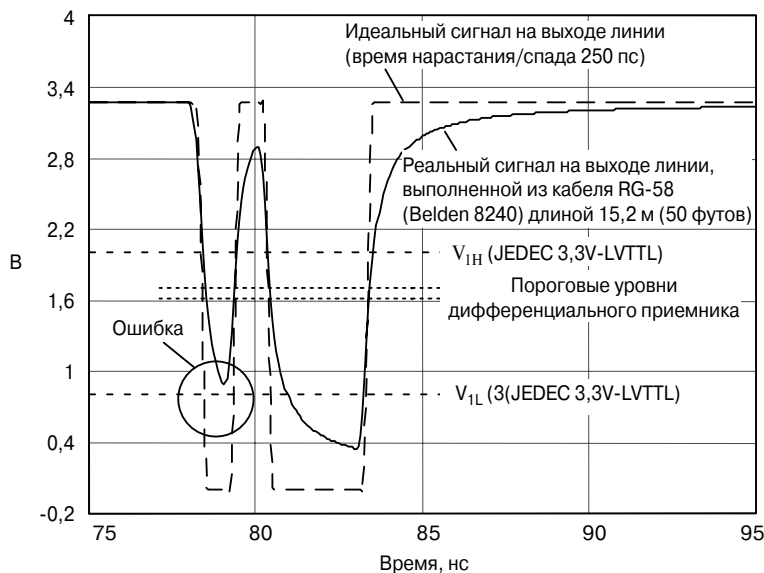


Рис. 6.33. Искажения сигнала, вносимые пятидесятифутовым кабелем Belden RG-58 при скорости передачи 1 Гбит/с

хания сигнала, вызванного поверхностным эффектом (пунктирная линия). Передаваемый сигнал представляет собой следующую двоичную последовательность: ... 1111010001111 ...

Соответствующие наихудшему случаю входные пороговые уровни логической единицы и логического нуля приемника, установленные объединенным техническим советом по электронным устройствам JEDEC для несимметричного низковольтного, 3,3-вольтового ТТЛ-формирователя сигнала, составляют 2,0 В и 0,8 В, соответственно. Заметим, что нижний порог оказывается недостаточным для распознавания первого спадающего фронта сигнала, что приводит к ошибке в приеме двоичного разряда. Даже в том случае, если низковольтный ТТЛ-приемник правильно интерпретирует сигнал данных, величина джиттера принятого сигнала будет довольно высокой.

Дифференциальные приемники имеют, как правило, более точные паспортные значения порогов переключения, чем несимметричные цифровые микросхемы. При использовании дифференциального приемника и дифференциальной кабельной сети эффективные пороги приемника оказались бы намного лучше отцентрованы по отношению к сигналу в средней части глазковой диаграммы.

В качестве примера на графике показаны пороговые уровни дифференциального приемника семейства стандарта LVDS. Даже при значительных искажениях формы импульса эти пороги обеспечивают правильное распознавание данных. В общем случае при одинаковом уровне искажений, вносимых линией передачи, дифференциальный приемник создает меньший джиттер, чем несимметричный. Это достоинство дифференциальных приемников является следствием не их дифференциальной архитектуры как таковой, а более узкого допуска на разброс пороговых уровней, достигаемого в них.

В примере, приведенном на рис. 6.33, качество работы несимметричной системы можно улучшить, если использовать дифференциальный приемник в несимметричном включении — подав на один из его входов напряжение точно 1,65 В от стабильного источника. В таком варианте включения мы получаем несимметричный приемник с намного меньшим разбросом пороговых уровней, чем тот, характеристики которого показаны на рисунке.

Если передающий кабель согласован на стороне приемника, то на согласующую нагрузку лучше всего подать напряжение, среднее между  $V_{1H}$  и  $V_{1L}$  (или использовать разделенную согласующую нагрузку с эквивалентным напряжением, средним между  $V_{1H}$  и  $V_{1L}$ ). В этом случае ослабление сигнала, вызванное потерями по постоянному току в кабеле, будет симметрично влиять как на высокий, так и на низкий, логические уровни и центрированность сигнала будет сохраняться.

**На заметку**

- Дифференциальные приемники характеризуются меньшим разбросом порогов переключения по сравнению со стандартными несимметричными цифровыми микросхемами.

## 6.13 Технология низковольтной дифференциальной передачи сигналов

Целью этого раздела является не реклама низковольтной дифференциальной логики. Наша задача — дать простое объяснение того, как следует понимать данные, приводимые в спецификациях семейств дифференциальной цифровой логики.

Технология низковольтной дифференциальной передачи сигналов (LVDS — Low-Voltage Differential Signaling) представляет собой хороший пример класса высокоскоростной дифференциальной логики. Стандарт LVDS [62] был разработан ИИЭР (IEEE — Institute of Electrical and Electronics Engineers) в 1995 г.

Стандарт LVDS охватывает как *общий* вариант использования технологии, так и вариант, предназначенный для связи на *короткие дистанции*.

Мы ограничимся анализом стандарта в части, касающейся *общего* варианта использования технологии. Стандарт устанавливает требования к системам дифференциальной цифровой передачи со скоростями в диапазоне от 200 до 500 МГц с внешней синхронизацией и шириной шины до 128 разрядов.

В табл. 6.4 приведены важнейшие паспортные характеристики трансиверов общего назначения стандарта LVDS.

### 6.13.1 Выходные уровни

Поскольку компоненты технологии LVDS представляют собой дифференциальную логику, то каждому логическому сигналу соответствует два (комплементарных) выходных сигнала. Номинальные напряжения на выходах, соответствующие низкоуровневому и высокоуровневому состоянию, установлены равными 1,0 и 1,4 В, соответственно. Когда на одном выходе дифференциальной пары напряжение равно 1,0 В, то на другом оно составляет 1,4 В, и наоборот.

Такой сигнал можно анализировать, разложив его на две составляющие — постоянное синфазное напряжение 1,2 В, и дифференциальное напряжение  $\pm 0,4$  В.<sup>56</sup> Дифференциальное напряжение изменяется в пределах от +0,4 В до -0,4 В, — таким образом, размах дифференциального напряжения составляет 800 мВ. Размах напряжения на каждом из проводников в отдельности составляет 400 мВ.

<sup>56</sup>Или четное напряжение 1,2 В плюс нечетное напряжение  $\pm 0,2$  В.

Таблица 6.4. Общие технические требования стандарта LVDS на линию связи (заимствовано из документа ANSI/IEEE P1596-3-1995)

Параметры передатчика					
Сигнал	Параметр	Условия измерения	Минимум	Максимум	Единицы
$V_{oh}$	Выходное напряжение, соответствующее высокому уровню, на любом из выходов	$R_{load} = 100 \text{ Ом} \pm 1\%$		1475	мВ
$V_{ol}$	Выходное напряжение, соответствующее низкому уровню, на любом из выходов	$R_{load} = 100 \text{ Ом} \pm 1\%$	925		мВ
$ V_{od} $	Выходное дифференциальное напряжение	$R_{load} = 100 \text{ Ом} \pm 1\%$	250	400	мВ
$R_0$	Выходное сопротивление, несимметричное	$V_{cm} = 1,0 \text{ В и } 1,4 \text{ В}$	40	140	Ом
$V_{os}$	Выходное напряжение смещения		1125	1275	мВ
$\Delta V_{os}$	Изменение выходного напряжения смещения между состояниями "0" и "1" (эта спецификация устанавливает предел переменного синфазного напряжения на выходе)	$R_{load} = 100 \text{ Ом} \pm 1\%$		25	мВ
$t_{rise}, t_{fall}$	Время нарастания/спада по уровням 20%-80%		300	500	пс
Параметры приемника					
$V_i$	Диапазон входного напряжения, на любом из входов	$ V_{gpd}  < 925 \text{ мВ}$	0	2400	мВ
$V_{idth}$	Дифференциальный входной порог	$ V_{gpd}  < 925 \text{ мВ}$	-100	+100	мВ
$V_{hyst}$	Дифференциальный входной гистерезис	$V_{idthh} - V_{idthl}$	25		мВ
$R_{in}$	Дифференциальное входное сопротивление приемника		90	110	Ом
$C_{in}$	Не задается				
Параметры реализации					
	Расфазировка, вносимая печатной разводкой	максимально допустимая		50	пс

Согласно стандарту, установившееся дифференциальное напряжение, соответствующее логическому “0” или логической “1” на выходе передатчика, должно быть не ниже 250 мВ и не выше 400 мВ, *при дифференциальной согласующей нагрузке на выходах, равной 100 Ом*. Стандарт устанавливает также предельные значения напряжения на любом из выходов передатчика, равные 925 мВ и 1475 мВ, при любых условиях.

В стандарте практически не оговариваются выходные уровни сигнала при условиях нагрузки, отличных от указанных в стандарте. Единственное, что указывается, — допустимый диапазон выходного сопротивления. Из технических требований, установленных в стандарте, невозможно определить уровни выходного сигнала при дифференциальном согласовании выходов передатчика сопротивлением 75 Ом. Невозможно также выяснить некоторые особенности сигнала, которые специалисты, использующие стандарт IBIS унифицированного описания компонентов для целей автоматизированного проектирования, хотели бы видеть в такого рода документах, а именно: точные технические требования к форме переднего и заднего фронтов сигнала.

**На заметку**

- Номинальные рабочие напряжения низковольтной цифровой логики (LVDS), подаваемые на каждый из проводников линии, равны  $1,2 \pm 0,2$  В.

### 6.13.2 Синфазный сигнал на выходе передатчика

Предел допустимого изменения выходного напряжения смещения по постоянному току при переключении из состояния логического “0” в состояние логической “1” установлен равным 25 мВ. Это — размах изменения. Отсюда следует, что амплитудный диапазон переменного синфазного напряжения на выходе составляет  $\pm 12,5$  мВ.

Амплитуда переменной составляющей дифференциального выходного напряжения находится в диапазоне от  $\pm 250$  мВ до  $\pm 400$  мВ.

При анализе проблем, связанных с излучением или перекрестными помехами, нелишне знать примерное соотношение уровней синфазного и дифференциального сигналов на выходе передатчика. Для низковольтного дифференциального передатчика, в соответствии со стандартом LVDS, это соотношение может быть достаточно высоким —  $12,5/250 = 5\%$ .

**На заметку**

- Дифференциальные передатчики стандарта LVDS, подобно большинству других типов цифровых передатчиков, не отличаются высоким качеством балансировки выходов.



### 6.13.3 Допустимый уровень синфазных помех

Исходя из установленного стандартом входного диапазона приемника по синфазному сигналу (в технических требованиях обозначенного символом  $V_i$ ), очевидно, что допустимый уровень сигнала на входе приемника находится в диапазоне от 0 до 2400 мВ. Исходя из этих значений можно определить допустимый уровень синфазной помехи на входе приемника. Сначала предположим, что передатчик находится в низкоуровневом состоянии при уровне выходного сигнала, равном минимально допустимому (925 мВ). Допустимый уровень помехи отрицательной полярности на входе приемника, при котором входной сигнал еще не выходит за пределы установленного рабочего диапазона, очевидно, равен  $-925$  мВ. Далее, пусть передатчик находится в высокоуровневом состоянии при уровне выходного сигнала, равном максимально допустимому (1475 мВ). Допустимый уровень помехи положительной полярности на входе приемника, при котором входной сигнал еще не выходит за пределы установленного рабочего диапазона, очевидно, равен  $+925$  мВ. Следовательно, в соответствии со стандартом LVDS, по синфазному напряжению допустимая разность потенциалов ( $V_{gpd}$ ) между землей передатчика и землей приемника составляет  $\pm 925$  мВ. При выходе за пределы рабочего диапазона по синфазному напряжению приемника все гарантии теряют силу. С приемником может произойти все что угодно (см. раздел 6.7, “Диапазон входного сигнала по синфазному напряжению”).

#### На заметку

- В соответствии со стандартом LVDS, допустимый уровень синфазных помех для LVDS-логики общего назначения составляет  $\pm 925$  мВ.

### 6.13.4 Допустимый уровень дифференциальных помех

Теперь посмотрим, каков допустимый уровень дифференциальных помех. В самом худшем случае дифференциальное выходное напряжение на выходе передатчика составляет не менее 250 мВ. При этом допустимое смещение входного порога приемника составляет целых 100 мВ. Разница между этими двумя значениями определяет запас помехоустойчивости к дифференциальным помехам — он составляет 150 мВ. По отношению к диапазону перепада напряжения на любом из проводников линии (размах напряжения составляет 400 мВ), 150 мВ составляют 37%. Чем больше перепад выходного напряжения передатчика, тем больше запас помехоустойчивости к дифференциальным помехам. Для цифровой логики это превосходный показатель помехоустойчивости. У большинства семейств несимметричной логики запас помехоустойчивости к дифференциальным помехам составляет всего лишь от 10% до 15%.

**На заметку**

- Благодаря большому запасу помехоустойчивости LVDS-логика обладает “врожденной” повышенной устойчивостью к переходным колебательным процессам (“звону”), выбросам и перекрестным помехам, по сравнению с аналогичными устройствами.

### 6.13.5 Гистерезис

Приемник, обладающий гистерезисом, имеет два входных порога переключения: для нарастающих фронтов и для спадающих фронтов. Порог по нарастанию сигнала всегда немного превышает порог по спаду сигнала. Как только входной сигнал превысит порог по нарастанию, приемник автоматически переключается, устанавливая на входе порог по спаду сигнала. Теперь сигнал должен опуститься ниже порога по спаду, чтобы вызвать реакцию приемника. Как только сигнал опускается ниже порога по спаду, приемник автоматически переключается, устанавливая на входе порог по нарастанию. Приемники, оснащенные функцией гистерезиса, реагируют на изменения сигнала только в том случае, если они превышают определенную величину. Функция гистерезиса предназначена для предотвращения автоколебательного режима, который может возникнуть в случае медленно изменяющегося, но очень чистого сигнала. Эта характеристика реализуется обычно посредством ограниченной обратной связи с выхода приемника на его вход. При наличии гистерезиса, как только входной сигнал достигает установленного уровня, приемник быстро и четко переключается в определенное состояние и остается в нем. Это полезное качество.

Для семейства LVDS стандартом установлена определенная величина гистерезиса. Но все равно не стоит подавать на эти устройства медленно меняющийся сигнал, т.к. во время медленного прохождения сигнала через переходную зону любая перекрестная помеха, вызвавшая превышение зоны гистерезиса, спровоцирует ложное переключение приемника (и, таким образом, увеличит уровень помех в приемнике).

**На заметку**

- Сигналы на входах LVDS-устройств всегда должны иметь крутые фронты.

### 6.13.6 Требования к точности сопротивлений

В стандарте LVDS предусмотрены серьезные меры по подавлению “звона” и отражений сигнала. Это — одни из самых жестких технических требований, установленных стандартом. Превосходное подавление “звона” и отражений обеспечивает возможность переключения по первому фронту сигнала в большинстве вариантов использования LVDS-логики.

Для подавления отражений в технологии LVDS применяется двустороннее согласование линии. Любая линия стандарта LVDS согласуется на стороне источника сигнала и на стороне приемника сигнала.<sup>57</sup>

Выходное полное сопротивление передатчика ограничено диапазоном от 40 до 140 Ом. Таким образом, отношение максимально допустимого к минимально допустимому значению выходного сопротивления составляет 3,5. Для схемотехника аналоговой аппаратуры это не представляет проблемы, т.к. он может использовать высокоточные внешние резисторы. Для разработчиков микросхем это кошмарное требование. Ведь просто невозможно очень точно скорректировать абсолютную величину сопротивления  $R_{DS}$  (ON) или абсолютную величину крутизны характеристики полевого транзистора в микросхеме.

Диапазон выходного сопротивления передатчика, установленный стандартом, является свидетельством большого успеха, достигнутого микроэлектроникой, и мы уверены, что затраченные усилия окупят себя расширением спроса на такого рода устройства, учитывая достоинства, которые дает пользователю двустороннее согласование линий связи (см. заметку “Двустороннее согласование” в этом разделе).

Коэффициент отражения от выхода передатчика в наихудшем случае, при условии, что он подключен к идеальной 100-омной линии передачи, равен большему из следующих двух чисел:

$$\Gamma_{MAX RO} = \frac{140 - 100}{140 + 100} = +0,167, \quad (6.26)$$

$$\Gamma_{MIN RO} = \frac{40 - 100}{40 + 100} = -0,428, \text{ соответствует наихудшему случаю} \quad (6.27)$$

Входное сопротивление приемника ограничено диапазоном от 90 до 110 Ом. Стандарт LVDS рекомендует (но не требует), чтобы приемник был оснащен встроенной согласующей схемой, размещенной в корпусе микросхемы, прямо на кристалле. С точки зрения обеспечения целостности сигнала, такое размещение согласующей схемы, определенно, является наилучшим вариантом. В первых разработках LVDS этот вариант, однако, не был реализован. В первых разработках LVDS-схем, отчасти из-за трудностей, связанных с изготовлением точных внутрикристалльных сопротивлений, предусматривалось согласование на конце линии с помощью внешнего 100-омного резистора.

При необходимости согласования линии с помощью внешних элементов, используйте согласующий резистор номиналом  $100 \text{ Ом} \pm 10\%$ , в безындуктивном корпусе (тип 0805 или еще меньший корпус), подключив его к линии передачи непосредственно на входных выводах корпуса приемника, и постарайтесь, чтобы

<sup>57</sup> Допускаются варианты LVDS-линий, в которых используется формирователь сигнала, способный переключаться в третье (высокоомное) устойчивое состояние, и в приемнике отсутствует согласующая цепь. Такие варианты удобны для создания шлейфовых шин.

контактные площадки имели минимально возможную площадь (чтобы снизить паразитную емкость).

### Двустороннее согласование

Стратегия двустороннего согласования заключается в согласовании линии передачи на стороне передатчика и на дальнем ее конце. Этот подход мы характеризуем словом “борьба до победного конца” в подавлении отражений. Упорный человек никогда не отступит, сделав одну попытку решить стоящую перед ним проблему. Он будет долбить и долбить до тех пор, пока полностью не “добьет” ее.

Именно так действует двустороннее согласование. Сигнал с выхода передатчика мчится к дальнему концу линии. Оконечная согласующая нагрузка эффективно поглощает его, и от сигнала остается лишь небольшой “осколок”, который поспешно ретируется под “защиту” передатчика, а на этом конце линии согласующая нагрузка на стороне источника окончательно “добивает” его. Только крошечная по амплитуде остаточная часть первоначального сигнала “выдерживает” двойной удар и доползает до дальнего конца линии во второй раз.

Амплитуда вторичной волны сигнала определяется произведением амплитуды первоначального сигнала на коэффициент отражения от дальнего конца линии и на коэффициент отражения от ближнего конца линии. В правильно сконструированной системе она настолько мала, что этот остаточный сигнал можно не принимать во внимание. Основное преимущество систем с двусторонним согласованием и состоит в том, что в них практически отсутствуют заметные отражения, которые могут оказать влияние на работу системы.

Другим достоинством двустороннего согласования является его нечувствительность к различного рода неоднородностям в линии (типа межслойных переемычек). Линии передачи, согласованные на одном из концов, более чувствительны к неоднородностям. В линии, согласованной на одном из концов, всегда присутствует отраженный сигнал, который возникает при отражении от неоднородности, и после отражения на несогласованном конце линии оказывается, в конце концов, на входе приемника. В линии, согласованной на обоих концах, коэффициенты отражения от них малы, поэтому подавляются любые отражения, даже те, которые создаются неоднородностями в линии.

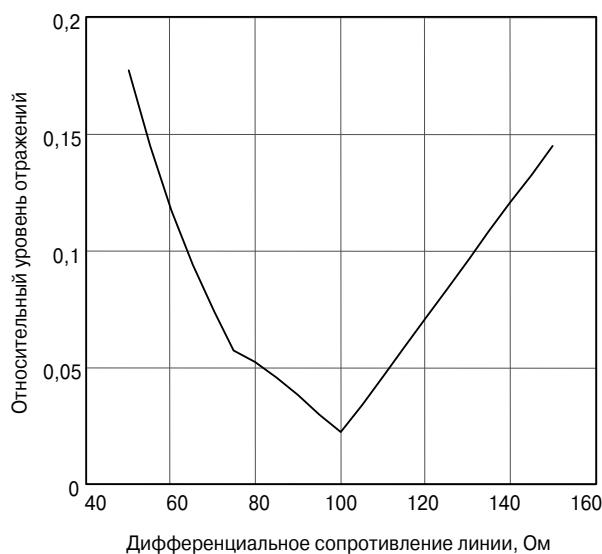
Коэффициент отражения от согласующей нагрузки, соответствующий наихудшему случаю, при условии, что дифференциальное сопротивление линии составляет в точности 100 Ом, равен большему из следующих двух чисел:

$$\Gamma_{MAX RIN} = \frac{110 - 100}{110 + 100} = +0,047, \quad (6.28)$$

$$\Gamma_{MIN RIN} = \frac{90 - 100}{90 + 100} = -0,053, \text{ соответствует наихудшему случаю} \quad (6.29)$$

Перемножив полученные максимальные значения коэффициентов отражения от передатчика  $\Gamma_{MINRO}$  (6.27) и приемника  $\Gamma_{MINRIN}$  (6.29), получаем, что амплитуда остаточных отражений в передающей структуре (т.е. любого сигнала, возникающего на входе приемника после первоначального скачка напряжения) в самом худшем случае не превосходит уровня 2,25% от амплитуды сигнала. Таким образом, в системе с двусторонним согласованием линии передачи обеспечивается уверенное переключение приемника по первому фронту сигнала, при условии идеального изготовления системы и идеальной 100-омной дифференциальной линии передачи.

Возникает вопрос о допустимом отклонении дифференциального сопротивления линии от 100 Ом, при котором все-таки гарантируется переключение по первому фронту сигнала. На рис. 6.34 представлен график, дающий ответ на этот вопрос. Этот график представляет зависимость амплитуды остаточных отражений, поступающих на вход приемника вслед за первоначальным фронтом сигнала, от величины дифференциального сопротивления линии передачи. График состоит из четырех отрезков прямых, соответствующих различным комбинациям наихудших максимальных и минимальных значений  $R_0$  и  $R_{IN}$ . В зависимости от конкретного



**Рис. 6.34.** Уровень остаточных отражений, поступающих на вход приемника вслед за первоначальным фронтом сигнала, в зависимости от величины дифференциального сопротивления линии передачи. Данные соответствуют наихудшим комбинациям сопротивлений приемника и передатчика стандарта LVDS при двустороннем согласовании линии

значения дифференциального сопротивления линии предпочтение будет иметь та или иная комбинация, что и объясняет сегментный вид кривой.

Из графика видно, что, если дифференциальное сопротивление линии находится в диапазоне  $100 \text{ Ом} \pm 10\%$ , уровень остаточных отражений, следующих за первоначальным фронтом сигнала, не превосходит 5% амплитуды скачка напряжения сигнала. При допуске на дифференциальное сопротивление линии в пределах  $\pm 20\%$  уровень остаточных отражений возрастет не более чем до 7%. LVDS-логика, поскольку в этой технологии используется двустороннее согласование линии, обеспечивает широкий допуск на величину дифференциального сопротивления линии передачи.

Наличие значительных остаточных отражений само по себе еще не представляет опасности для функционирования системы связи. Здесь многое зависит от полярности и времени появления на входе приемника отраженного сигнала. Только имитационное моделирование во временной области даст точный ответ.

График построен в предположении чисто активного выходного импеданса передатчика и входного импеданса приемника. Если же выходной импеданс передатчика и входной импеданс приемника имеют значительные реактивные составляющие, это еще сильнее ухудшит характеристики системы.

#### На заметку

- Устройства стандарта LVDS идеально согласуются со 100-омными линиями передачи.

### 6.13.7 Паразитные излучения дорожек

В технических требованиях стандарта LVDS параметр  $\Delta V_{os}$  определяет степень симметричности двух комплементарных выходных сигналов. Согласно стандарту, размах синфазной (или четной) составляющей передаваемого сигнала должен составлять не более 25 мВ. В сравнении с размахом напряжения сигнала на любом из проводников линии (400 мВ) допустимый относительный уровень синфазной составляющей равен 6,25%.

Наличие в составе сигнала синфазной составляющей ограничивает достижимую степень подавления полей излучения уровнем  $-24 \text{ дБ}$  ( $= 20 \lg(0,0625)$ ). Такой уровень нейтрализации паразитного излучения линии на всех частотах вплоть до 1 ГГц легко достигается при сближении дорожек дифференциальной пары на расстояние в 0,5 мм и менее (см. раздел 6.11.3). По нашему мнению, если нет необходимости экономить пространство печатной платы, нет смысла стараться сблизить любой ценой дорожки LVDS-линии ближе, чем на 0,5 мм друг к другу.

В исключительных случаях, при особенно хорошей сбалансированности выходов передатчика, может быть достигнут более высокий уровень подавления

излучений, но нельзя строить схему в расчете на то, что попадутся компоненты, превосходящие по своим характеристикам технические требования стандарта.

**На заметку**

- Стремление любой ценой сблизить, ради снижения паразитного излучения дорожки рядовой дифференциальной линии ближе, чем на 0,5 мм друг к другу, не оправдано.

### 6.13.8 Время установления сигнала

Приятно, что в технических требованиях указано минимальное время нарастания сигнала. Это — большое подспорье при анализе любых высокочастотных процессов, особенно при расчете уровня перекрестных помех. Мы искренне признательны всем, кто способствовал включению этого параметра в технические требования стандарта.

### 6.13.9 Входная емкость

Последний из параметров, включенный в технические требования стандарта, — входная емкость. К сожалению, значение этого параметра не указано. Самое большее, что оказалось возможным найти в стандарте по поводу величины входной емкости, это общее указание о том, что входная емкость “не должна влиять на характеристики приемника на рабочих частотах вплоть до 250 МГц”. Очень мило, но это не является техническим требованием. Стандарты, типа того, который мы рассматриваем, оставляют возможность выпуска приемников, которые соответствуют установленным техническим требованиям, но оказываются несовместимыми.

### 6.13.10 Расфазировка

Комитет стандарта LVDS проделал большую работу по определению допустимой взаимной расфазировки синхросигнала и сигнала данных. В результате упорной работы был установлена предельно допустимая общая расфазировка, определяющая допустимую величину расфазировки каждого сигнала в линии стандарта LVDS. В основу расчета допустимой расфазировки положена цепь, состоящая из двух печатных плат, соединенных через кросс-плату с помощью разъемов. Если компоновка устройства соответствует описанной выше, разработчикам печатных плат нет необходимости беспокоиться о расфазировке, вносимой печатной линией, до тех пор, пока она не достигла 50 пс. Если величины задержки всех сигналов данных и тактовые сигналы в линии находятся в этих пределах, синхронность работы линии в целом будет обеспечена.

Следует помнить о том, что расфазировка накапливается в процессе распространения сигнала. Если сигналу предстоит пройти более чем через два разъёмных соединения, для каждого из них должен быть установлен более жесткий предельный уровень расфазировки, чем в более простом варианте.

В случае применения диэлектрика FR-4 допустимый разброс по длине между линиями стандарта LVDS, по которым передаются разные сигналы, соответствующий величине задержки в 50 пс, составляет приблизительно четверть дюйма. Такой допуск вполне достижим, но нельзя полностью полагаться на возможности автоматической трассировки платы — нужно внимательно проверять окончательную разводку, чтобы быть уверенным в том, что заданные пределы соблюдены.

В технических требованиях стандарта LVDS отсутствует какое бы то ни было указание относительно допустимой расфазировки между дорожками отдельной дифференциальной пары. Мы придерживаемся эмпирического правила, в соответствии с которым разбаланс по величине задержки между проводниками дифференциальной пары не должен превышать 1/10 времени установления сигнала.

#### На заметку

- Всегда перепроверяйте окончательную разводку платы, чтобы убедиться в том, что она соответствует по величине расфазировки техническим требованиям.

### 6.13.11 Защита от нарушений режима работы

В число компонентов стандарта LVDS, выпускаемых компанией National Semiconductor, входят приемники, оснащенные схемой защиты. Эта схема обеспечивает блокировку приемника при отсоединении его входов от источника сигнала. Подобная функция предусмотрена стандартом, но не является обязательной, поэтому при использовании микросхем от разных производителей тщательно проверяйте их паспортные данные на совместимость.

На рис. 6.35 показано, как реализована функция защиты в семействе микросхем LVDS, выпускаемом компанией National Semiconductor.

На диаграмме указаны дифференциальные пороги  $V_{1H}$  и  $V_{1L}$  приемника LVDS. Производитель приемника, приведенного на рис. 6.35, создал элемент с более точно настроенными входными порогами, чем те, которые установлены в технических требованиях. Реальные пороги,  $V_{TH}(+)$  и  $V_{TH}(-)$ , лежат на уровне  $\pm 30$  мВ. Жесткий допуск на реальные величины порогов, достигнутый в этом приемнике, используется для реализации функции защиты микросхемы.

Эта функция реализуется посредством прямого смещения входов. Если входы приемника отключены от источника сигнала (передатчик выключен или отсоединен от приемника), через резисторы смещения  $R2$  и  $R3$  проходит достаточный ток для создания на внешнем резисторе  $R1$ , выполняющем роль согласующей



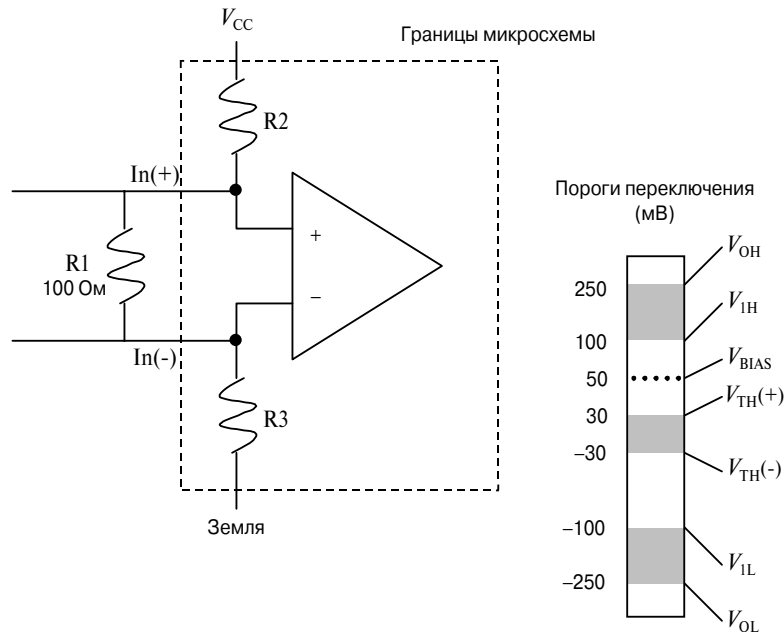
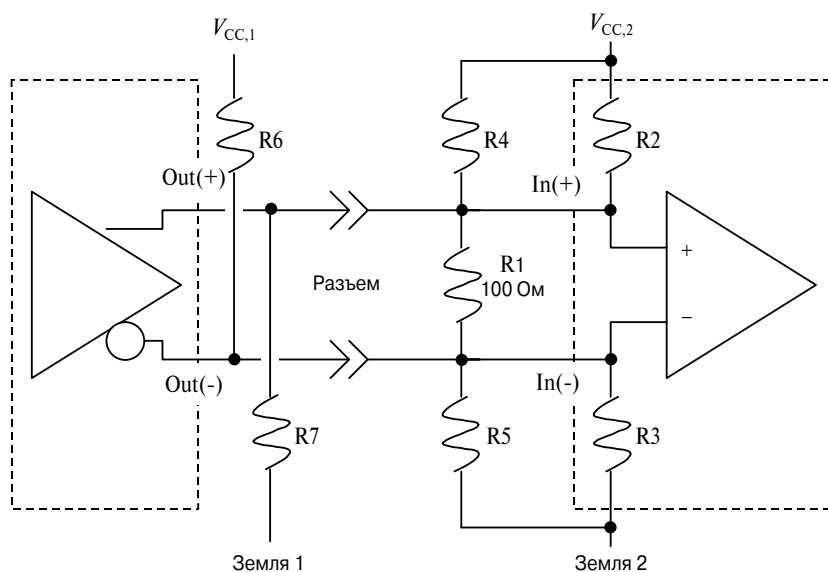


Рис. 6.35. Пороги переключения семейства цифровых микросхем стандарта LVDS, выпускаемого компанией National Semiconductor

нагрузки на конце линии, напряжения прямого смещения входов, равного 50 мВ. Этот уровень превышает реальный входной порог приемника, поэтому приемник блокируется в состоянии логической “1” на выходе.

При подключении входов приемника к источнику с дифференциальным выходным сопротивлением 100 Ом напряжение прямого смещения, создаваемое на резисторе  $R1$  током, проходящим через резисторы смещения  $R2$  и  $R3$ , становится вдвое меньше, опускаясь до уровня всего лишь в 25 мВ. В результате входные пороговые уровни приемника,  $V_{TH}(+)$  и  $V_{TH}(-)$ , соответствующие новым наилучшим условиям, изменяются, и составляют в этом случае +55 мВ и -5 мВ, соответственно. Эти значения не выходят за установленные стандартом пределы  $\pm 100$  мВ.

В некоторых случаях требуется более высокий граничный уровень напряжения срабатывания функции защиты. Например, мы используем приемник в линии связи по витой паре. При выключении передатчика уровень дифференциальных помех в линии может оказаться выше 25 мВ. В этом случае параллельно имеющимся резисторам смещения  $R2$  и  $R3$  подключаются два внешних резистора,  $R4$  и  $R5$ . Подбором сопротивлений новых резисторов можно установить любой заданный уровень прямого смещения в случае отключения передатчика от линии.



**Рис. 6.36.** Совместное действие внешних резисторов смещения, подключенных как к приемнику, так и к передатчику, обеспечивает нулевое смещение в рабочем режиме

Одним из недостатков такой схемы является то, что, если рассматривать крайний случай, чрезмерное увеличение тока, создающего прямое смещение, может привести к нарушению нормальной работы схемы.

Этот недостаток устранен в схеме, представленной на рис. 6.36. В случае выключения или отсоединения передатчика защитные резисторы  $R4$  и  $R5$  обеспечивают большой ток смещения. При подсоединении или включении передатчика через резисторы смещения  $R6$  и  $R7$ , включенные на его выходах, проходят равные, но противоположные токи, компенсирующие смещение на входе приемника. Резисторы  $R2$ – $R5$  включены параллельно дифференциальному сопротивлению согласующей схемы и должны учитываться при расчете величины  $R1$  и дифференциального сопротивления линии. То же самое относится к резисторам  $R6$  и  $R7$ , включенным на стороне источника сигнала.

#### На заметку

- Стандартом LVDS предусмотрена возможность использования средств защиты от нарушений режима работы, но это не является обязательным требованием.

Дополнительная информация представлена на сайте: [www.sigcon.com](http://www.sigcon.com)