

Фазовый сдвиг сигнала в дифференциальных линиях связи

С.П. Семенов, С.А. Батин, Н.Е. Коробова,

Д.В.Вертянов, С.П. Тимошенко

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

Аннотация: В рамках работы проведен обзор причин образования фазового сдвига в дифференциальных линиях связи. Предложен метод трассировки зигзагом с углом 12° для компенсации неоднородности стеклоткани. Приведена методика расчета образования расфазировки в длине проводников на поворотах со скруглением и без него.

Ключевые слова: дифференциальная пара, дифференциальные линии связи, фазовый сдвиг сигнала, статическая расфазировка, динамическая расфазировка, задержка, обратное высверливание, эффект неоднородности переплетение стекловолокна, топология.

Введение

В общем, случае дифференциальная пара проводников имеет два сбалансированных сигнала с одинаковой амплитудой и противоположной полярностью. Возвратные токи, связанные с этими напряжениями, также сбалансированы и компенсируют друг друга. По этой причине можно сказать, что идеальные дифференциальные сигналы имеют нулевой ток, протекающий через заземление, однако в реальной топологии печатных плат это не так. Разница потенциалов между двумя сигналами на этих проводниках несет в себе закодированную информацию.

Дифференциальные сигналы играют важную роль в современной электронике и телекоммуникациях, обеспечивая значительные преимущества по сравнению с однопроводной передачей, особенно при работе с высокочастотными сигналами или в длинных линиях связи. Одним из главных достоинств дифференциальных сигналов является снижение влияния шума за счет использования пары проводников, где один несет инвертированный сигнал относительно другого [1]. Например, если сигнал на одном проводе равен $+V$, то на втором будет $-V$. Шумы, воздействующие на оба провода, обычно одинаковы, поэтому при приеме сигнала они

компенсируются, оставляя только полезный сигнал. Это обеспечивает высокую надежность передачи данных даже в условиях с наличием помех. Также стоит отметить, что сильносвязанные дифференциальные сигналы не в значительной степени зависимы от качества заземления, что упрощает их использование в системах с разными уровнями заземления или вовсе без него.

Дифференциальные сигналы менее подвержены искажениям, связанным с емкостными и индуктивными связями, что делает их предпочтительными для высокочастотных приложений. Кроме того, сбалансированное распределение нагрузки между проводниками уменьшает потери и эмиссию электромагнитных волн, что увеличивает вероятность соответствия стандартам электромагнитной совместимости (ЭМС). Однако реализация дифференциальных линий связи требует дополнительных ресурсов. Нужно больше проводников (пара вместо одного), а также сложнее организуется схема согласования в приемнике. Кроме того, требуются специализированные IP-блоки передатчиков и приемников, способные работать с дифференциальными сигналами.

Дифференциальная пара проводников обладает некоторой емкостной связью между образующими её проводниками. По признаку емкостной связи между проводниками внутри дифференциальной пары, выделяют два типа дифференциальных пар: сильносвязанные и слабосвязанные. Дифференциальная пара считается слабосвязанной, если расстояние между образующими ее проводниками больше чем удвоенная ширина отдельно взятого проводника из дифференциальной пары. Сильносвязанные дифференциальные линии связи могут обеспечивать компактную трассировку, однако обладает более высокими прямыми потерями SDD₂₁ в сравнении со слабосвязанными дифференциальными парами проводников. Сильносвязанные дифференциальные линии связи имеют меньше

расфазировку в топологии на поворотах проводников. В свою очередь слабосвязанные проводники дифференциальной линии занимают больше места, но позволяют снизить потери сигнала SDD21 т.к. имеют меньше активных омических потерь на проводнике из-за большей площади поперечного сечения. Дифференциальные пары проводников, как сильно связанные так слабосвязанные активно применяются в широком спектре электронных изделий начиная от печатных плат, подложек корпуса микросхем, систем в корпусе до гибких коммутационных плат с внутренним монтажом бескорпусных кристаллов [2] и трёхмерных микросборок с различными типами вертикальных соединений [3].

В случае наличия какой-либо асимметрии между двумя проводниками, образующими дифференциальную пару, возникает временная задержка. Временная задержка в дифференциальных линиях связи — это явление, при котором сигналы на двух проводниках дифференциальной пары проводников достигают приемника с разной задержкой, так как имеют расфазировку, она же фазовый сдвиг дифференциального сигнала. Это может привести к искажению сигнала и снижению эффективности передачи данных. Следствием наличия расфазировки в проводниках составляющих дифференциальную линию передачи, является возникновение синфазной составляющей или, как это еще называют преобразование моды. Когда пара проводников предназначена для передачи дифференциального сигнала — режим распространения является нечетный. Синфазный режим или четный в дифференциальной паре проводников — это симметричный режим, характеризующийся одинаковыми токами и напряжениями в обоих проводниках, который может вызвать повышенное электромагнитное излучение и требует особого внимания при проектировании печатных узлов.

Специфика синфазного режима

Синфазный режим, также известный как общий режим или четная мода, обладает рядом характерных особенностей. В этом режиме магнитные и электрические поля вокруг каждого проводника симметричны относительно оси, проходящей между ними. В отличие от дифференциального режима, где поля одного проводника компенсируют поля другого [4], в синфазном режиме такая компенсация отсутствует.

Токи в обоих проводниках направляются одинаково (например, оба тока движутся от источника к нагрузке) при этом напряжения на проводниках имеют одинаковый знак и амплитуду. Поскольку поля в синфазном режиме не компенсируются, этот режим более склонен к излучению электромагнитных волн в окружающую среду по сравнению с дифференциальным режимом, что является не желательным явлением для печатных плат и радиоэлектронных средств [5]. Это может создавать неблагоприятную электромагнитную обстановку. В дифференциальном режиме токи в проводниках текут в противоположных направлениях, а напряжения имеют противоположные знаки, что приводит к нейтрализации электромагнитных полей, снижению уровня излучения и повышению устойчивости к внешним помехам.

Импеданс синфазного режима отличается от импеданса дифференциального режима. Он зависит от геометрии проводников, их взаимного расположения и диэлектрических свойств окружающей среды. Волновое сопротивление в синфазном режиме выше, так как влияние взаимной индуктивности в нём слабее, чем в дифференциальном.

Таким образом, синфазный режим характеризуется несимметричными полями, однонаправленными токами и напряжениями, повышенным уровнем электромагнитного излучения и специфическим значением волнового сопротивления.

S - параметры дифференциальной линии связи

S-параметры являются важными характеристиками для анализа поведения высокочастотных цепей и устройств. Они используются для описания взаимодействия между различными портами устройства, являются элементами матрицы рассеяния многополюсника и измеряются в дБ. Для получения дифференциальных S-параметров необходимо провести измерения однопроводных S-параметров или получить из результатов моделирования, затем преобразовать их в дифференциальные [6]. Получить S-параметры для дифференциальной линии передачи из S-параметров одиночных проводников (p/n) образующих ее возможно путем математического преобразования.

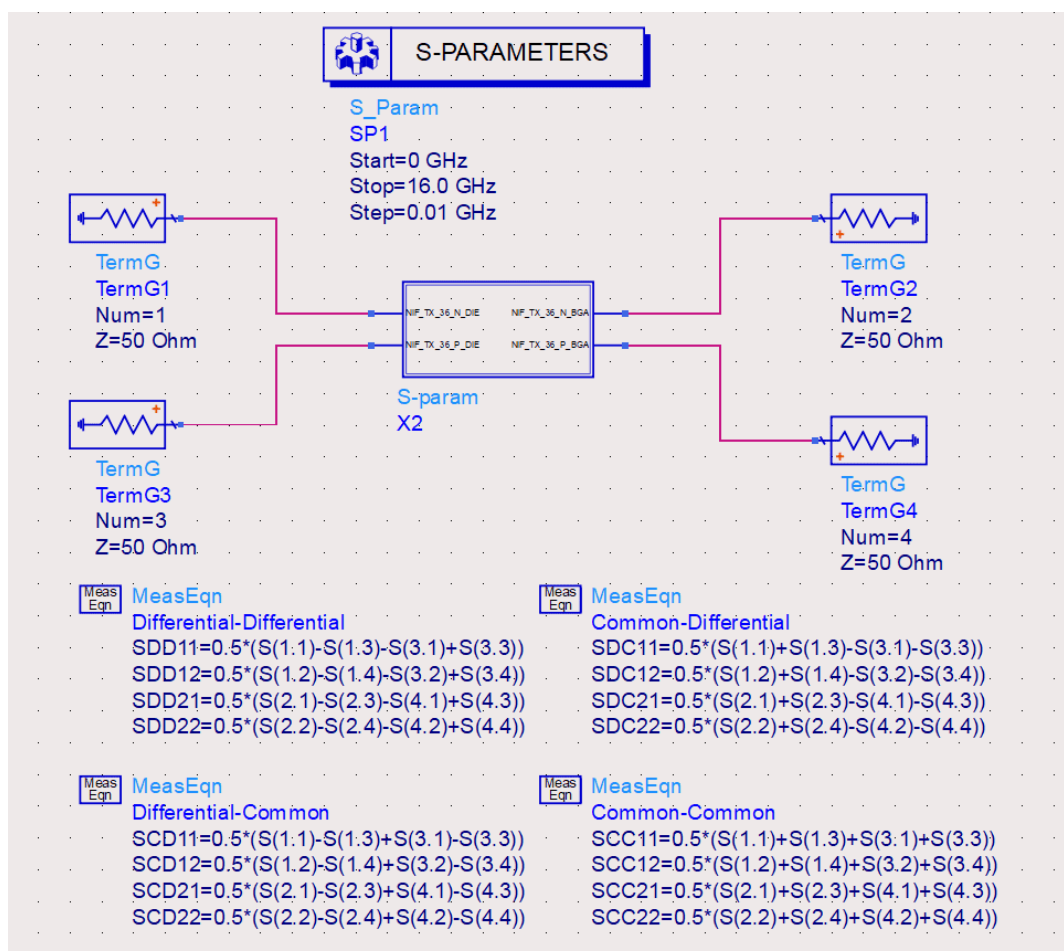


Рис.1. – Преобразование S-параметров одиночных проводников в S-параметры дифференциальной линии связи.

Параметры описывающие характеристики дифференциальных прямых потерь SDD21, SDD12 и обратных SDD11, SDD22 тестируемого устройства DUT (Device Under Test) вычисляются следующим образом:

$$SDD11 = \frac{S11 - S13 - S31 + S33}{2} \quad (1)$$

$$SDD12 = \frac{S12 - S14 - S32 + S34}{2} \quad (2)$$

$$SDD21 = \frac{S21 - S23 - S41 + S43}{2} \quad (3)$$

$$SDD22 = \frac{S22 - S24 - S42 + S44}{2} \quad (4)$$

Параметры SDD описывают фактический режим работы дифференциальных проводников или межсоединений.

$$SCD11 = \frac{S11 - S13 + S31 - S33}{2} \quad (5)$$

$$SCD12 = \frac{S12 - S14 + S32 - S34}{2} \quad (6)$$

$$SCD21 = \frac{S21 - S23 + S41 - S43}{2} \quad (7)$$

$$SCD22 = \frac{S22 - S24 + S42 - S44}{2} \quad (8)$$

Параметры SCD характеризуют преобразование дифференциального в синфазный режим, происходящий в проводниках. Данный параметр характеризует излучение электромагнитных помех.

$$SDC11 = \frac{S11 + S13 - S31 - S33}{2} \quad (9)$$

$$SDC12 = \frac{S12 + S14 - S32 - S34}{2} \quad (10)$$

$$SDC21 = \frac{S21+S23-S41-S43}{2} \quad (11)$$

$$SDC22 = \frac{S22+S24-S42-S44}{2} \quad (12)$$

Параметры SCD характеризуют преобразование синфазного режима в дифференциальный, происходящий в проводниках. Эти параметры показывают, насколько система подвержена влиянию и восприимчивости электромагнитных помех, например, от соседних проводников или импульсного источника питания. Данные параметры преобразования мод полезны при анализе топологии интерфейсов с гигабитной пропускной способностью.

$$SCC11 = \frac{S11+S13+S31+S33}{2} \quad (13)$$

$$SCC12 = \frac{S12+S14+S32+S34}{2} \quad (14)$$

$$SCC21 = \frac{S21+S23+S41+S43}{2} \quad (15)$$

$$SCC22 = \frac{S22+S24+S42+S44}{2} \quad (16)$$

Где:

$S11, S22, S33, S44$ – коэффициенты отражения или обратные потери
 RL (Return Loss)

$S12, S21, S34, S43$ – коэффициенты передачи или вносимые потери
 IL (Insertion Loss)

$S13, S31, S42, S24$ – коэффициенты перекрестных помех на ближнем конце
линии NEXT (Near-End Crosstalk)

$S12, S21, S34, S43$ – коэффициенты перекрестных помех на дальнем конце
линии FEXT (Far-End Crosstalk)

Формат обозначения параметра $SXYab$, где S означает параметр рассеяния или S -параметр, X — тип отклика (дифференциальный или синфазный), Y — тип стимула (дифференциальный или синфазный), а b — выходной/входной порт. Это типичная номенклатура рассеяния в частотной области.

SCC описывает рабочие характеристики общего сигнала (синфазного), распространяющегося через исследуемые проводники. Если межсоединение спроектировано с минимальной асимметрией в передачи дифференциального сигнала, то данные SCC не представляют большого интереса и как правило находятся в рамках нормы. Однако, если какое-либо преобразование режима присутствует из-за недостатков топологии, то SCC отобразит наличие синфазного режима в сигнале.

В идеальном случае, система работает исключительно в дифференциальном режиме, токи и напряжения в обоих проводниках полностью сбалансированы и противоположны по фазе. Однако на практике всегда существует некоторая асимметрия, которая может привести к появлению компонентов общего режима. Параметр SCC количественно оценивает эту асимметрию и показывает, какую долю однополярного сигнала система преобразует в синфазный режим.

Высокие значения SCC указывают на повышенную чувствительность системы к электромагнитным помехам и возможному ухудшению качества сигнала из-за возникновения общих мод. Низкие значения SCC, напротив, свидетельствуют о хорошей изоляции и балансе системы, что способствует лучшей защите от внешних воздействий и улучшению целостности сигнала.

Таким образом, SCC является важным показателем для оценки устойчивости дифференциальных линий передачи к внешним помехам и качеству передачи сигнала в условиях реальной эксплуатации печатного узла.

В свою очередь преобразование мод SCD, SCD сигнала происходит в дифференциальных парах, если существует какая-либо асимметрия между двумя линиями, составляющими дифференциальную пару. Это может быть разница в длине, разница в потерях или даже в профиле импеданса.

Если между двумя линиями, образующими дифференциальный сигнал, имеется асимметрия, то сам сигнал в дифференциальной паре будет создавать фон, это приведет к выходу некоторой части общего синфазного сигнала наружу.

Критерии допустимости фазового сдвига

Преобразование мод сигнала влечет за собой ряд основных проблем, связанных с целостностью сигнала и электромагнитной совместимостью (ЭМС), среди которых можно выделить следующие:

Первая проблема заключается в том, что часть дифференциального сигнала преобразуется в синфазный сигнал, вследствие чего дифференциальный сигнал теряет часть энергии. Возможно допустить преобразование мод до -15 дБ, прежде чем дифференциальный сигнал будет достаточно искажен, чтобы оказывать существенное влияние на целостность сигнала.

Вторая проблема возникает, если этот общий сигнал не согласован и колеблется вперед-назад внутри дифференциальной пары, потенциально преобразовываясь обратно в дифференциальный сигнал. Простой анализ показывает, что до тех пор, пока преобразование мод составляет значение менее -15 дБ, его можно считать на приемлемом управляемом уровне. Согласование общего и дифференциального сигналов значительно уменьшает эту проблему.

Третья проблема возникает, если какой-либо из этих сигналов выходит за пределы печатной платы, например, по проводам с неэкранированными

витыми парами. Требуется всего 5 мкА общего тока в кабеле, чтобы излучать достаточно, чтобы не пройти тест на соответствие требованиям ЭМС. Предельные значения общего тока и напряжения в кабеле зависят от импеданса проводников и кабеля.

Значение помехи излучения может быть высоким, так как кабель может быть не экранирован. Если мы используем приблизительное значение в 200 Ом для импеданса внешнего кабеля, то потребуется следующее напряжение $200 \text{ Ом} \times 5 \text{ мкА} = 1 \text{ мВ}$, чтобы обеспечить достаточный синфазный или общий ток, чтобы не пройти испытания.

Если дифференциальный сигнал, подаваемый на дифференциальную пару, имеет напряжение порядка 1 В, потребуется всего 0,1 % преобразования мод в общий сигнал, чтобы был ток, достаточный чтобы не пройти сертификационные испытания. Рекомендуется чтобы синфазного сигнала по SCD21 не превышал -60 дБ [7]. Это означает, что допускается $\text{dB} = 20\lg(V1/V2) = 1000$ или 0,001% синфазной составляющей в дифференциальном сигнале на неэкранированном кабельном хозяйстве.

Реальные межсоединения всегда показывают некоторое преобразование моды или дифференциального режима в синфазный из-за несовершенства топологии печатной платы, вносимой погрешности при производстве печатной платы. В случае насыщенной топологии печатной платы рекомендуется проводить пост топологический анализ параметров SCD21 средствами 3D решателей электромагнитного поля. Такого рода программный инструмент, основанный на методе конечных элементов (Finite Element Method — FEM), используется для численного моделирования и анализа электромагнитных полей. Этот метод позволяет решать сложные дифференциальные уравнения, описывающие поведение электромагнитных полей в различных средах, путем их дискретизации на малые элементы. На рис. 2 показан пример измеренного преобразования моды в двух разных, но

типичных топологиях дифференциальной пары проводников расположенной на материнской печатной плате.

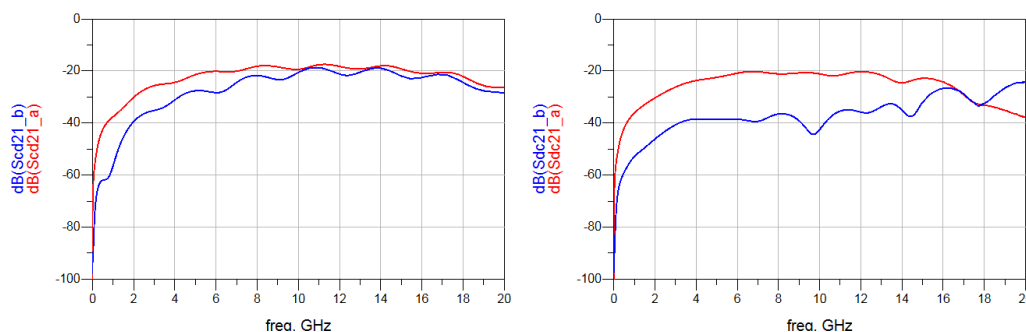


Рис.2. – Представлены параметры SCD21, SDC21 двух разных дифференциальных проводников. Графики параметров преобразования мод или наличия синфазной составляющей сигнала в дифференциальном режиме.

Приведенные графики показывают, что преобразование режима сигнала из дифференциального в синфазный достигает уровня -20 дБ. Этот параметр отражает степень подавления нежелательного преобразования режима, то есть насколько эффективно система предотвращает появление синфазных сигналов из дифференциальных. Значение -20 дБ указывает на то, что уровень синфазного сигнала, возникающего в результате такого преобразования, является приемлемым и находится в пределах нормы.

Переведем -20 дБ в разы затухания по напряжению $20\lg(V1/V2) = 0,1$ это означает, что 10% от части исходного дифференциального сигнала превратится в синфазный сигнал. Однако, если бы данное преобразование режима выходило за пределы печатной платы на неэкранированный кабель, ситуация могла бы существенно ухудшиться. Неэкранированные витые пары (UTP — Unshielded Twisted Pair) обладают значительно меньшей устойчивостью к внешним электромагнитным помехам и внутренним наводкам по сравнению с экранированными кабелями (STP или FTP). Это связано с тем, что экранирование помогает минимизировать влияние

внешних источников шума и уменьшает вероятность утечки сигнала за пределы кабеля.

В случае использования неэкранированных витых пар, уровень нежелательного преобразования режима мог бы увеличиться. Это, в свою очередь, привело бы к генерации значительного общего тока (common-mode current), который представляет собой ток, протекающий по обоим проводникам витой пары в одном направлении. Общий ток является источником электромагнитных помех (EMI — Electromagnetic Interference), которые могут распространяться как по самому кабелю, так и в окружающее пространство.

Такие помехи могут стать причиной серьезных проблем при сертификации оборудования, особенно если речь идет о стандартах, регулирующих электромагнитную совместимость (ЭМС). Например, стандарты, такие как ГОСТ 30805.22-2013 CISPR 22:2006 (Россия) или EN 55032 (Европа), FCC Part 15 (США) устанавливают ограничения на уровень излучаемых и кондуктивных помех. Если общий ток, генерируемый в результате преобразования режима, превышает допустимые нормы, устройство может не пройти сертификационные испытания. Это означает, что оно не будет соответствовать требованиям для легального выпуска на рынок и эксплуатации в определенных регионах.

Кроме того, высокий уровень общего тока может повлиять на качество передачи данных. В частности, это может вызвать увеличение числа ошибок при передаче (BER — bit error rate), снижение скорости передачи данных или даже полный отказ канала связи. Это особенно критично для проектирования каналов с высокоскоростной последовательной передачи данных, включая скорости 56 Гбит/с и 112 Гбит/с, где требования к качеству сигнала и подавлению помех крайне высоки.

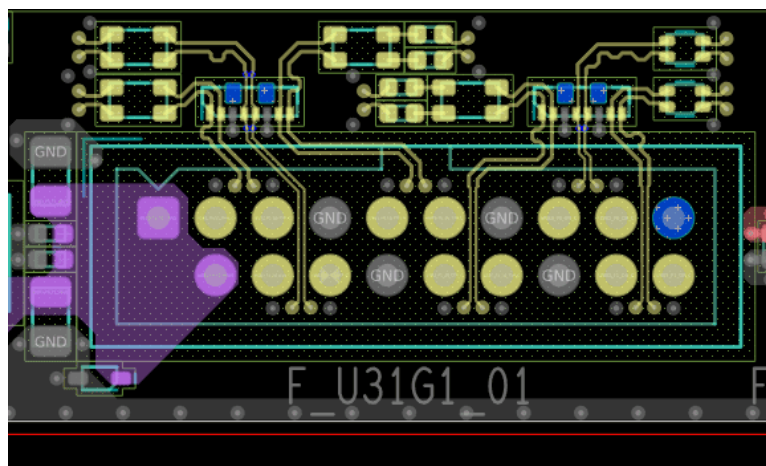


Рис.3. – ESD защита от электростатического разряда совместно с синфазными дросселями на интерфейсе USB3.0.

Перед серийным выпуском с последующей реализацией электронное изделие проходит сертификационные испытания на ЭМС. Почти в каждый разъем RJ-45, используемый, например, для кабеля с неэкранированной витой парой категории 5, встроены синфазные дроссели с изоляцией около 40 дБ для общего синфазного сигнала. Это существенно помогает снизить электромагнитные излучения.



Рис.4. – Внешний трансформатор Ethernet разъема RJ-45.

Трансформатор Ethernet разъема обеспечивает гальваническую развязку между РНУ-чипом устройства и внешним кабелем, так же устраняет высокочастотные помехи, которые могут возникать в линии из-за внешних электромагнитных воздействий или не идеальности кабеля.

Если необходимо, чтобы общий синфазный сигнал в кабеле не превышал -60 дБ, то возможно установить синфазный дроссель с изоляцией на 40 дБ, в таком случае уже возможно допустить преобразование режима в канале до -20 дБ и при этом пройти сертификационные испытания. В случае использования синфазных дросселей и дополнительной изоляции по снижению общего режима передачи сигнала в дифференциальных линиях связи допускается преобразования режима SCD21 около -20 дБ.

В общем случае рекомендуется при трассировке дифференциальных высокоскоростных линий устранять расфазировку между п\р в местах образования синфазности. Необходимо устранять расфазировку в дифференциальном сигнале, так что бы она не превышала $1/20$ времени нарастания фронта сигнала (T_r). Условно если время нарастания фронта сигнала равно $T_r = 20$ пс, то допустимое рассовмещение $1 \text{ пс} \approx 150 \text{ мкм}$. С учетом того, что допуск на разбег в дифференциальном сигнале может быть частично израсходован в подложке корпуса микросхемы и в кабелях или других изделиях, подключаемых к печатной плате, рекомендуется устранять рассовмещение и выравнивать статическая фазу на несущей печатной плате с точностью до 50 мкм.

При оценке выравнивания статической и динамической разбежке в дифференциальных сигналах необходимо проводить топологический анализ по графику SCD21. Он показывает нежелательное преобразование между дифференциальным режимом и синфазным режимом в линии передачи. Это преобразование снижает энергию сигнала в

дифференциальном режиме, что приводит к непредсказуемым фазовым задержкам и потерям в сигнале.

Значение синфазного сигнала по SCD21 не должен превышать -60 дБ, в случае использования синфазного дросселя (изоляция 40 дБ) может быть допустимо значение в -20 дБ. В каждом конкретном случае рекомендуется смотреть спецификацию на применяемый интерфейс и проверять допустимые значения параметра "Differential to common mode conversion SCD21 or SCD12".

Есть несколько основных причин, из-за которых в дифференциальном сигнале появляется синфазная составляющая. Фактически синфазность появляется вместе образования временной задержки в одной из линий образующих дифференциальную пару проводников. Следствием рассовмещения и нарушения комплементарности дифференциальной пары является появление задержки сигнала или фазовый сдвиг. В общем случае, расфазировка - это несовпадение по фазе, отсутствие синхронизации. В случае топологии дифференциальных проводников, расфазировка - это перекося и отклонение задержки распространения сигнала между двумя проводниками P/N в дифференциальной паре.

Существуют различные причины возникновения расфазировки дифференциального сигнала, выделим основные причины его возникновения.

Физически разная длина проводников

Если длина проводников в дифференциальной паре физически не одинакова, то сигналы будут распространяться по ним с разной скоростью, что приведёт к временной задержке между ними. Даже малейшая разница в длине может стать значительной на интерфейсах с высокими частотами, в частности где требуемая точность намного выше.

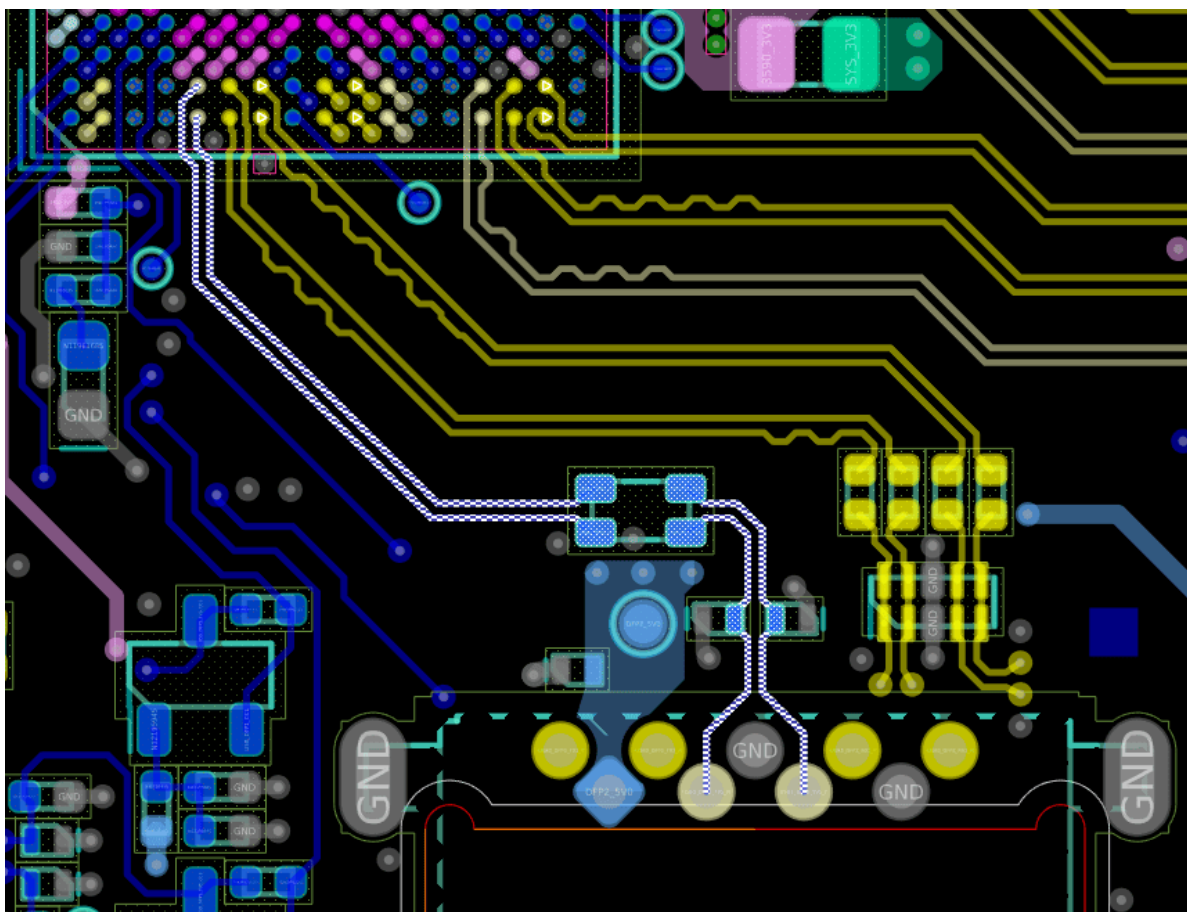


Рис.5. – Иллюстрация физически разной длины проводников в дифференциальной паре USB2.0. Место образования рассовмещения на выходе из-под микросхемы BGA (Ball Grid Array).

Компенсацию длины рекомендуется делать бампами в которых расстояние от проводника до внутренней кромки бампа не больше чем удвоенное расстояние между проводниками образующими дифференциальную пару проводником. Рекомендуемая длина центрального сегмента бампа не более трех ширин проводника.

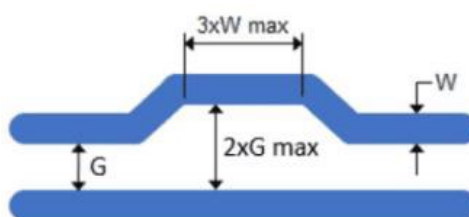


Рис.6 – Конструкция бампа – топологического элемента выравнивания фазы.

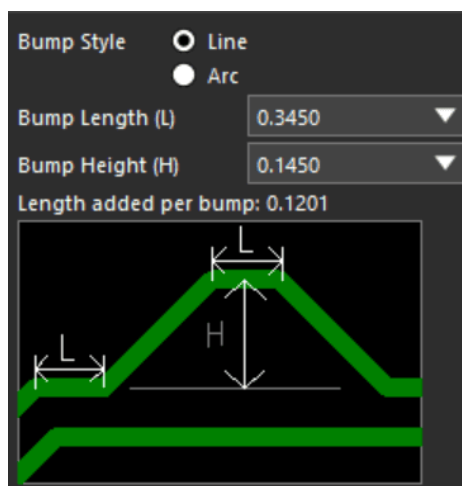


Рис.7. – Пример значений параметров бампов для дифференциальной пары проводников. Зазор между P/N 0,145мм при ширине проводников 115мм.

Рекомендуется выравнивать динамическую фазу с допуском 0,25 мм на участке сегмента длиной 37,5 мм дифференциальной пары проводников, это обеспечит целостность сигнала у интересов с несущей частотой до 8 ГГц включительно. Для интерфейсов с частотой 16 ГГц и выше рекомендуется выравнивать динамическую фазу с разбегом в 0,125 мм на сегмент проводников длиной 25 мм [8].

Разное волновое сопротивление проводников

При наличии различий в ширине проводников, составляющих дифференциальную пару, либо вследствие неоднородностей топологии, приводящих к разным значениям волнового сопротивления каждого проводника, возникают нежелательные эффекты — фазовые рассогласования сигналов и паразитные отражения электромагнитных волн. Локально разное волновое сопротивление может возникнуть, например, из-за наличия близко расположенного топологического рисунка, переходного отверстия и т.д. с одной из сторон дифференциальной пары проводников. В случае наблюдения на SCC21 - пульсации, можно предположить о существовании проблем с несоответствием импеданса, возникает распространение синфазного сигнала.

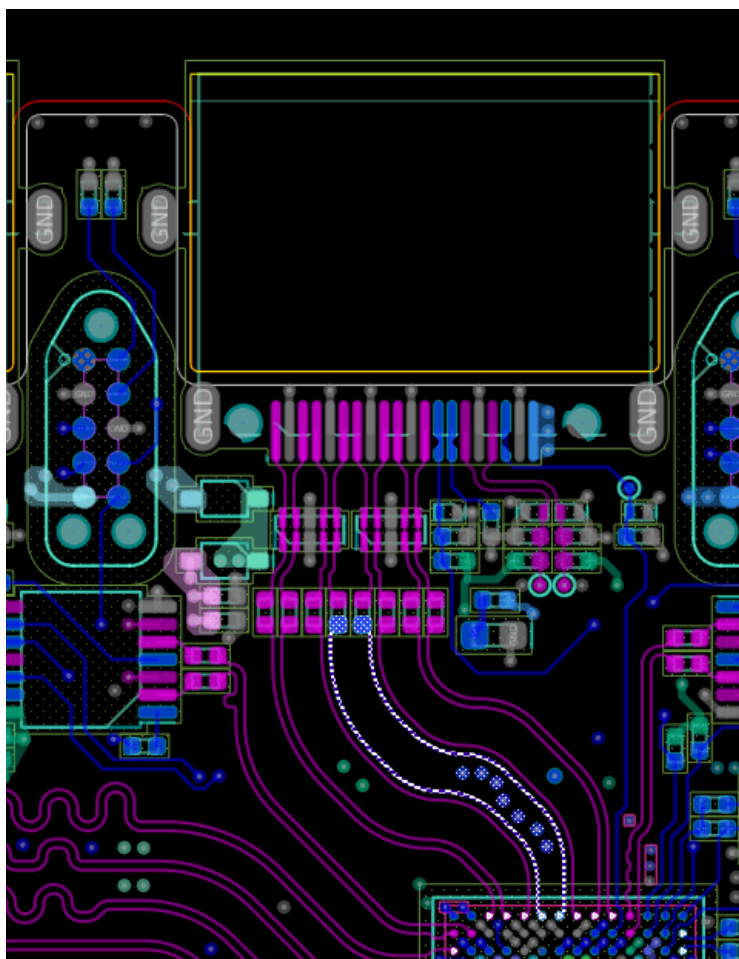


Рис.8. – Иллюстрация близко расположенных переходных отверстий к одному из проводников образующих дифференциальную пару HDMI.

В данном случае образуется ёмкостная связь проводника с переходными отверстиями в результате чего импеданс проводника меняется. Образуется несимметричная область неоднородности, которая обуславливает появление пульсаций на графике параметров SCC21.

Если на SDD21 - нет пульсаций, незначительные потери, значит меньше рассогласования в импедансе. Однако возможно наблюдение существенных обратных потерь на SDD11, порядка -20 дБ. Это происходит из-за преобразования мод или из-за асимметричной ширины микрополоска. Дифференциальный сигнал преобразуется в синфазную передачу сигнала SCD21, так и в синфазное отражение SCD11.

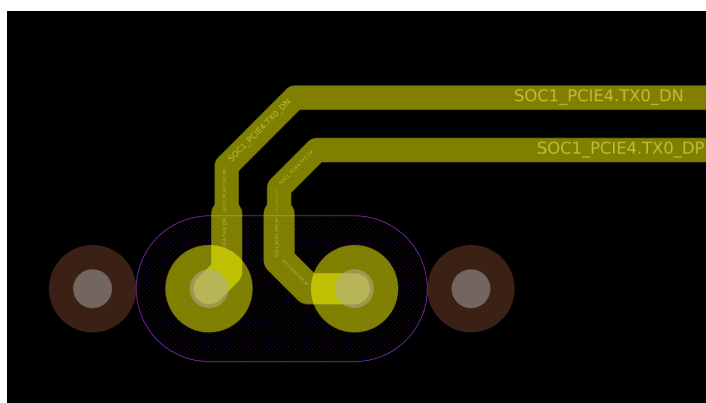


Рис.9. – Иллюстрация разной физической длины проводников с компенсацией изменяя волнового сопротивления в области антипада.

Не рекомендуется делать компенсацию расфазировки в области антипада, так как в таком случае может возникнуть физически разная длина сегментов с измененной шириной проводника, следствием чего является рассовмещение между P/N сигналами.

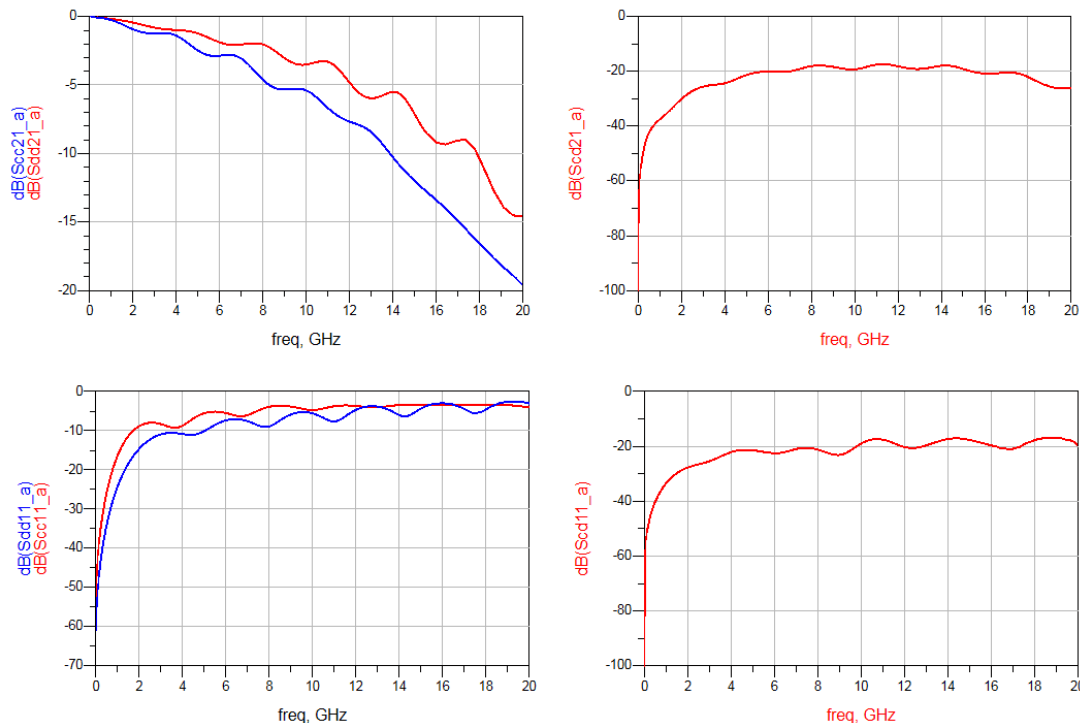


Рис.10. – Пример S параметров дифференциальной линии связи.

Идентичные явления при неравномерном распределении нагрузки. В некоторых случаях одна из линий может иметь большее электрическое

сопротивление, емкость или индуктивность из-за особенностей топологии печатной платы или конструкции кабеля. Это также вызовет различие в скорости распространения сигналов по двум проводникам.

Такое же явление при не симметрии в физическом расположении проводников. Если проводники в дифференциальной паре находятся слишком близко к другим элементам цепи или имеют разное окружение (например, только один проводник проходит рядом с металлическим экраном), это может повлиять на их характеристики и вызвать различия в скорости распространения сигналов.

Неоднородности в диэлектрике и переплетение стеклоткани

В случае многослойных печатных плат, материал диэлектрика может быть неоднородным, что приведёт к различиям в скорости распространения сигналов в разных участках линии передачи. Данный эффект носит название (Fiber Weave Effect). Например, если в одном месте плата имеет более толстый слой диэлектрика, чем в другом, скорость распространения сигнала изменится. Также возможно, что один проводник дифференциальной пары будет проходить над армирующей ниткой стекловолокна [9], а другой над пробельной областью с большим содержанием эпоксидной смолы.

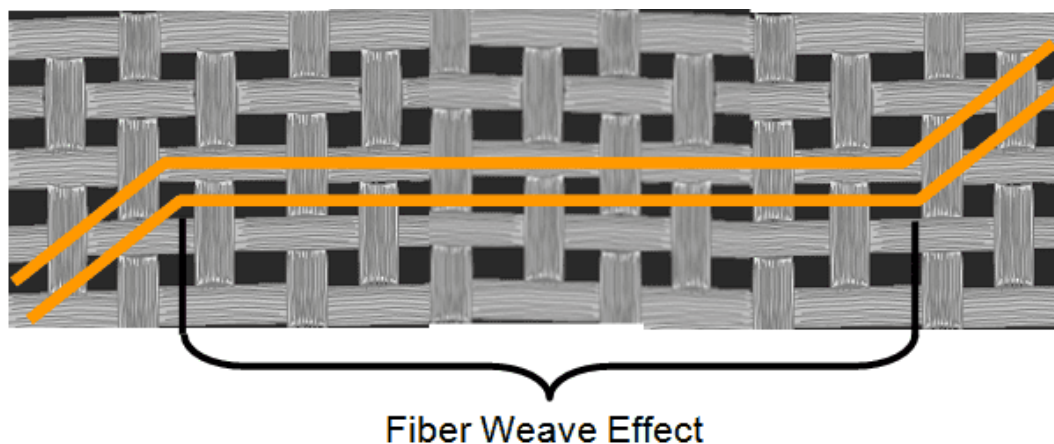


Рис.11. – Иллюстрация прохождения дифференциальной линии связи над неоднородностями стеклоткани

Для компенсации неоднородности стекловолокна, при проектировании топологии дифференциальных линий связи на печатных платах рекомендуется использовать метод трассировки зигзагом (Zig-Zag Routing). Топологию дифференциальных проводников необходимо проложить так, чтобы она пересекала 3 или более участка утка или основы армирующего стекловолокна перед изменением направления трассировки проводника [10]. Недостатком такого подхода является увеличение площади топологии, наряду с трудностями, связанными с трассировкой под произвольным углом отличным от типичных 0° , 45° и 90° .

Таблица 1. Типичные значения шага переплетения стекловолокна для стеклоткани FR4 с разным типом армирования.

Тип армирования	Переплетение (Мил)	Переплетение (мм)
1080	16,7 x 21,3	0,424 x 0,541
2116	16,7 x 17,2	0,424 x 0,436
2313	16,7 x 15,6	0,424 x 0,396

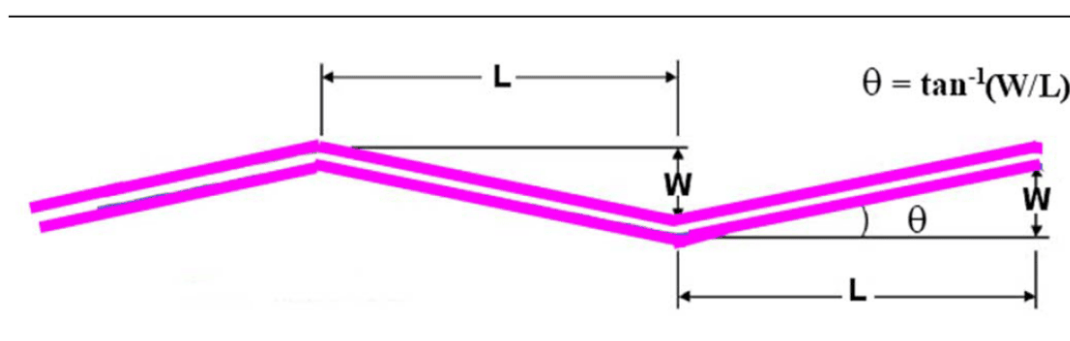


Рис.12 – Параметры топологии зигзагом

Параметр $\tan^{-1}$ также интерпретируется, как арктангенс $\arctg(x)$ – композиционная обратная касательной тригонометрической функции.

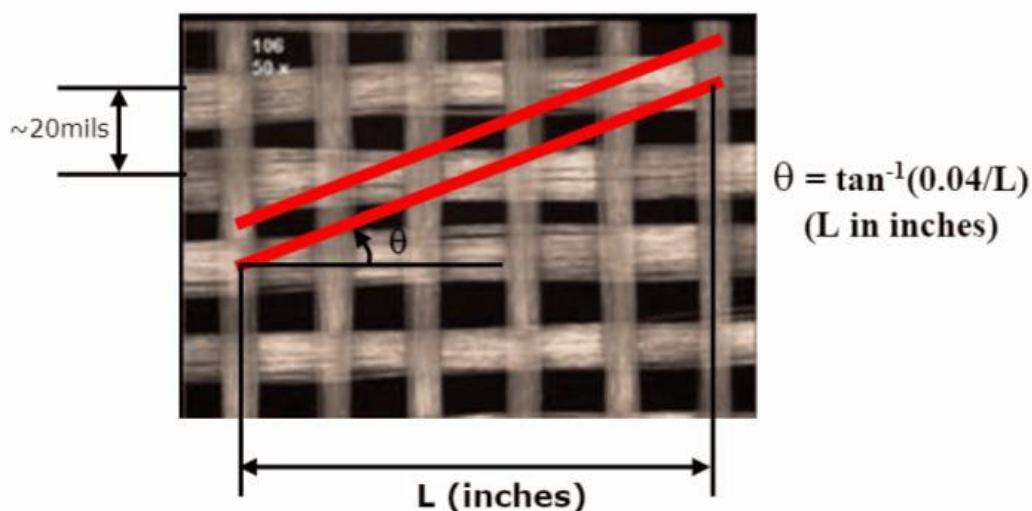


Рис.13. – Иллюстрация переплетения стекловолокна и проводников, проходящих 3 участка нити плетения (W) или удвоенное значение шага плетения

$$\theta = \arctg \left(\frac{W}{L} \right) \quad (17)$$

Где:

W – расстояние от первой до третьей нитке плетения

L – сегмент проводника пересекающий три и более участка утка или основы стекловолокна

В случае если не известно, как именно будет располагаться стеклоткань на заготовке при производстве, по направлению утка или основы, можно посчитать среднеарифметическое значение шага плетения. В отдельных случаях возможно указать заводу производителю о необходимости располагать стеклоткань под заданным углом на заготовке печатной платы. Угол должен лежать в диапазоне значений от 12° до 35° [11]. Отметим, что чем меньше угол θ при трассировке проводников зигзагом, тем компактнее получается топология. По этим соображениям рекомендуется подбирать параметры длины сегмента *L* таким образом, чтобы значения угла излома θ равнялось 12°.

Образование расфазировки на поворотах проводников

Для уменьшения расфазировки на поворотах рекомендуется скруглять проводники. Чем меньше зазор между проводниками внутри дифференциальной пары, тем меньше расфазировка, создаваемая поворотом дорожек. Также возможна сильная концентрация силовых линий магнитного поля вблизи углов дорожек, что свидетельствует о существенном росте плотности тока на этих участках.

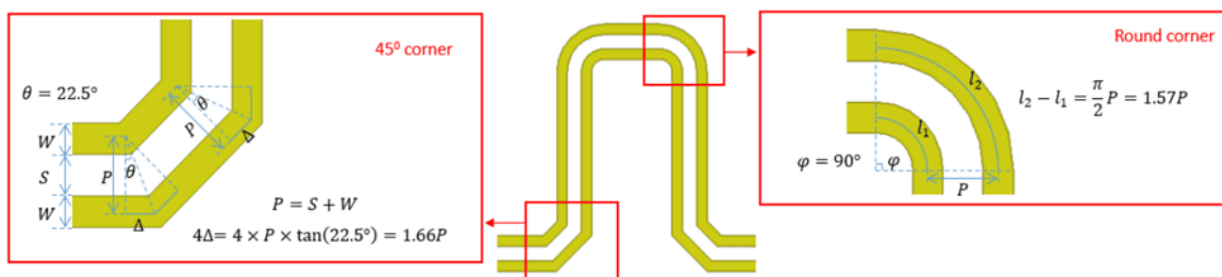


Рис.14. – Разница длин проводников после поворота дифференциального проводника на 90° со скруглением и без

Расфазировка между P/N проводниками в дифференциальной паре при использовании классического поворота на 90° определяется по формуле (18) и составляет 1,66P.

$$\Delta l_{cor} = 4(S + W) \tan(\theta) = 1,66P \quad (18)$$

Где:

P – расстояние между центром проводников P/N

S – расстояние между краями проводников P/N

W – ширина проводника

$\tan$ – это тангенс, тригонометрическая функция острого угла в прямоугольном треугольнике, равная отношению противолежащего катета к прилежащему катету

θ – острый угол в прямоугольном треугольнике, образованном в месте поворота

При использовании скругления углов на проводниках [12], разность в длине внутри дифференциальной пары после поворота на 90° определяется формулой (19) и составляет $1,57P$.

$$\Delta l_{arc} = l_2 - l_1 = \frac{\pi}{2}P = 1,57P \quad (19)$$

Где:

P – расстояние между центром проводников P/N

l_1, l_2 – длина сегмента проводника на повороте со скруглением

π – математическая константа, равная отношению длины окружности к её диаметру

Скругление углов является важной практикой при проектировании высокоскоростных цифровых схем и дифференциальных пар, где критически важны минимизация потерь сигнала и уменьшение электромагнитных помех. Острые углы создают области повышенной концентрации электрических полей, что увеличивает вероятность возникновения нежелательных излучений, так же изменяется распределение электрического поля вокруг проводников, что приводит к локальному изменению характеристического импеданса линии передачи. Эти излучения могут влиять на другие цепи платы, вызывая перекрестные помехи.

В сильносвязанных дифференциальных парах расфазировка при повороте меньше, чем в слабосвязанных парах. Однако у слабосвязанных меньше омические потери и сопротивление по переменному току из-за большей площади поперечного сечения проводников по которой проходит ток сигнала. В целом скругление дифференциальных проводников благотворно сказывается на электромагнитной совместимости и уменьшает преобразование мод сигнала, что увеличивает целостность сигнала на печатных узлах.

Расфазировка из-за допуска на обратное высверливание

Обратное высверливание это технологический процесс, применяемый для улучшения характеристик высокоскоростных печатных плат. Этот метод используется для удаления нежелательных участков в переходных отверстиях, которые могут вызывать паразитные эффекты, такие как отражения, затухание сигналов, задержки и перекрестные помехи.

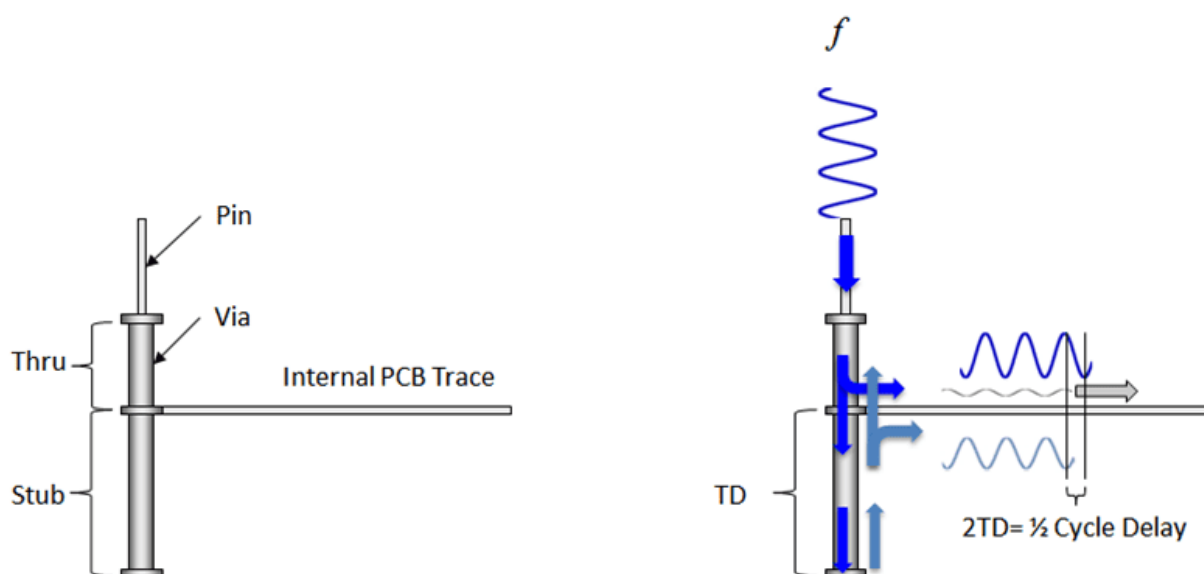


Рис.15. – Отражение сигнала в переходном отверстии.

Отражение сигнала в переходном отверстии от паразитной части переходного отверстия происходит следующим образом. Падающий сигнал доходит до внутреннего сигнального слоя и далее разделяется. Часть сигнала пойдет по внутреннему сигнальному слою дальше к нагрузке (приемнику), а часть продолжит движение вниз по переходному отверстию и отразится от конца переходного отверстия обратно. Отраженный сигнал взаимодействует с исходным сигналом, вызывая его искажение путем наложения падающей волны на отраженную. По своему физическому явлению это схоже с принципом работы четвертьволнового трансформатора, выполненного в топологии печатного узла.

В худшем случае, нежелательный отрезок переходного отверстия окажется равным четверти длины волны сигнала, тогда отражённый сигнал достигнет трассы на внутреннем слое с задержкой в половину периода, наложившись на исходный сигнал в противофазе, в результате чего произойдет существенное ослабление полезного сигнала [13].

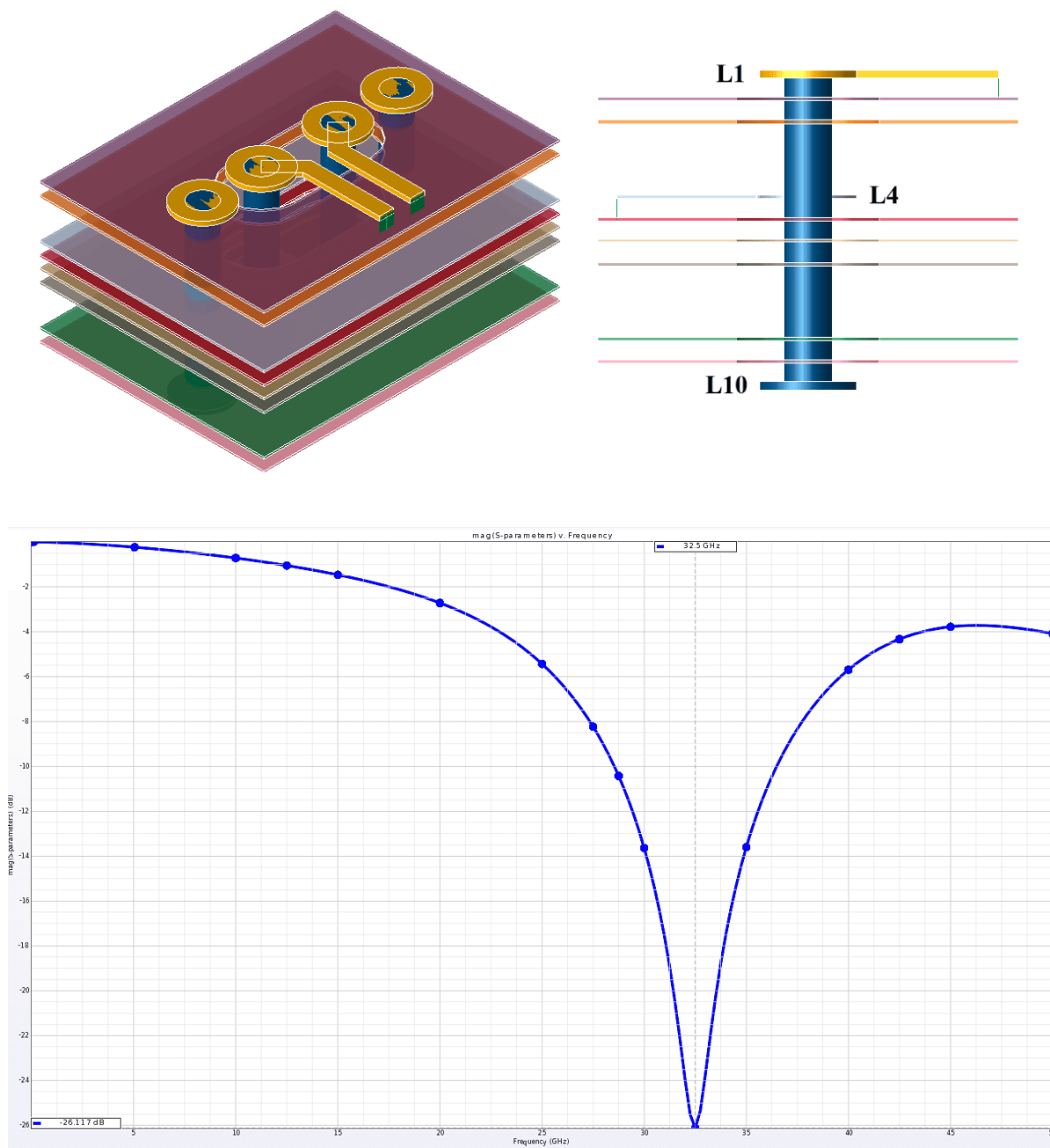


Рис.16 – SDD21 сигнала с участком неиспользуемого отрезка переходного отверстия длиной 1,004 мм и частотой резонанса 32,5 ГГц.

На рисунке 16 структура переходного отверстия с частотой резонанса на частоте 32,5 ГГц. Длина участка неиспользуемого отрезка переходного отверстия 1,004 мм и располагается между десятым и четвертым слоем печатной платы. Среднее арифметическое значение диэлектрической проницаемости диэлектриков, находящихся между проводящими слоями, составляет 4,3. Приблизительное значение частоты резонанса стаба можно посчитать по приведенной ниже формуле.

$$f_0 \approx \frac{C \cdot 10^{-6}}{4 L_{stub} \sqrt{D_k}} \quad (20)$$

Где:

L_{stub} – длина стаба [мм]

f_0 – основная резонансная частота [ГГц]

D_k – эффективная диэлектрическая проницаемость

C – абсолютная величина скорости распространения электромагнитных волн в вакууме

Рекомендуется, что бы первые пять гармоник несущей частоты сигнала (Nyquist) располагались до частоты резонанса неиспользуемого отрезка переходного отверстия. Например, стаб приведенный на рисунке 14 уже будет влиять на целостность сигнала интерфейса PCIe gen4 так как он имеет резонанс на 32,5 ГГц, он располагается до частоты пятой гармоники 40 ГГц от несущей частоты в 8 ГГц.

У интерфейсов с кодировкой NRZ (PAM-2) несущая частота равна одной второй от пропускной способности. За один период тактового цикла закодировано два бита данных. Единичный интервал данных составляет половину тактового периода. Это означает, что базовая тактовая частота в шаблоне данных составляет половину скорости передачи данных, для NRZ

(РАМ-2). Для интерфейсов с кодировкой РАМ-4 несущая частота равна одной четвертой от пропускной способности.

В случае если в топологии печатной платы на дифференциальных высокочастотных сигналах все же присутствуют неиспользуемые отрезки переходных отверстий с недопустимой длиной, то в таком случае возможно применение обратного высверливания. Обратное высверливание позволяет удалить избыточную часть медной стенки отверстия, оставив лишь минимально необходимую длину проводника, которая нужна для прохождения сигнала между слоями. Это снижает отражения и улучшает передачу высокочастотных сигналов.

На практике бывают случаи, когда формируется разная глубина обратного высверливания при высверливании свыше 1,27 мм. Это может иметь негативные последствия для целостности сигнала так как образуются отражения SDD11 и дифференциальный сигнал частично превращается в сигнал синфазного типа так как образуется фазовый сдвиг сигнала, что можно отследить на графиках SCD21. Типовой допуск на обратное высверливание составляет $\pm 0,1$ мм.

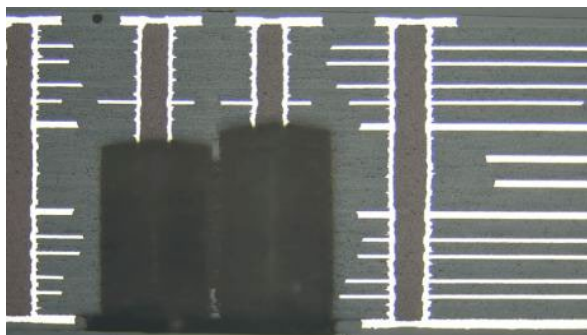


Рис.17 – Иллюстрация разной глубины обратного высверливания на переходных отверстиях P/N дифференциальной пары.

В случае использования оборудования с лазерным корректором подачи сверла на шпинделе, вероятность образования разной глубины обратного высверливания значительно уменьшается.

Заключение

В ходе проведенного исследования был выполнен анализ причин возникновения фазовых сдвигов сигнала в дифференциальных линиях связи. Предложена методика расчета угла излома при трассировке зигзагообразной конфигурации дифференциальных проводников, направленная на снижение негативного воздействия неоднородности стеклоткани на целостность передаваемого сигнала. Представлена методика оценки величины расфазировки в зависимости от длины поворотов как с использованием радиусных скруглений, так и без них.

Понимающие причины появления фазового сдвига в дифференциальных сигналах позволяют проектировщикам лучше контролировать возможные риски и избегать потенциальных проблем в топологии печатных плат. Фазовый сдвиг в дифференциальной паре проводников чаще всего обусловлен неидеальностью конструкции и общего тракта передачи данных. Любые отклонения от идеальной симметрии линий, будь то разница в длине проводников, различие в характеристиках материалов или другие конструктивные особенности, приводят к появлению асимметричных условий распространения сигналов, что в свою очередь вызывает смещение фаз между сигналами пары.

Фазовые сдвиги вызывают образование синфазной составляющей в дифференциальном сигнале, что имеет серьезные последствия для всей системы. Эта составляющая способна приводить к повышенному уровню электромагнитного излучения и возникновению нежелательных помех, особенно критичных для высокоскоростных систем передачи данных. Такие эффекты могут негативно сказаться на качестве передачи информации, снизить производительность и надежность системы, а также вызвать сбои в работе чувствительных электронных компонентов.

Для предотвращения подобных явлений крайне важно обеспечить точное выравнивание и балансировку топологии участвующей в передаче дифференциальных сигналов. Одним из эффективных способов борьбы с фазовым сдвигом является использование специальных схемных решений, таких как синфазные дроссели. Эти элементы способны эффективно подавлять синфазную компоненту сигнала, обеспечивая стабильность и целостность передачи данных даже в условиях высокой скорости обмена информацией.

Преобразование мод сигнала в дифференциальных парах возникает вследствие наличия асимметрии между двумя проводниками, составляющими пару. Асимметрия может возникать по рассмотренным в статье причинам. Когда такая асимметрия присутствует, энергия дифференциального сигнала частично преобразуется в синфазный сигнал, что ведет к его утечке за границы печатного узла. Этот процесс создает нежелательное паразитное излучение, которое может стать причиной возникновения электромагнитных помех, ухудшая устойчивость системы к внешним воздействиям.

Таким образом, обеспечение точной симметрии и сбалансированности дифференциальных пар играет важную роль в поддержании целостности передаваемого сигнала и снижении негативного влияния фазового сдвига в дифференциальной линии связи. В конечном итоге, управление симметрией и устранением любых факторов, способствующих появлению асимметрий, является критически важным элементом для обеспечения надежности и производительности высокоскоростных цифровых интерфейсов.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках государственного задания FSMR-2025-0005.

Литература

1. Кечиев Л.Н. Печатные платы и узлы гигабитной электроники // Грифон. – Серия «Библиотека ЭМС». – 2017. – 226 с.
 2. Вертянов Д.В., Беляков И.А., Соловьев И.А., Гладкова С.И. Моделирование термомеханических нагрузок в трёхмерных микросборках с различными типами вертикальных соединений // Инженерный вестник Дона. 2022. № 11. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n11y2022/8024.
 3. Тимошенко С.П., Тихонов К.С., Титов А.Ю., Петров В.С. Разработка технологий внутреннего монтажа бескорпусных кристаллов на гибкие коммутационные платы // Инженерный вестник Дона. 2012. № 3. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2012/982.
 4. Медведев А.М. Печатные платы. Конструкции и материалы. – М.: Техносфера. 2005. – 304 с.
 5. Медведев А.М., Мылов Г.В., Дорожжин И.В. Материалы компонентов радиоэлектронных средств. Печатные платы // Учебное пособие РГРТУ. – 2023. – 73 с.
 6. Simonovich Bert. A Guide for Single-Ended to Mixed-Mode S-parameter Conversions. Signal Integrity Journal. 2020. URL: signalintegrityjournal.com/articles/1832-a-guide-for-singleended-to-mixedmode-s-parameter-conversions.
 7. Bogatin Eric, How much mode conversion is too much? Rule of Thumb #32. 2016. URL: edn.com/how-much-mode-conversion-is-too-much-rule-of-thumb-32/#:~:text=A%20simple%20analysis%20suggests%20that,signals%20dramaticall y%20reduces%20this%20problem.
 8. Telian Donald, Rowett Kevin, Teplitsky Ilya. PCIe Gen5 Signal Integrity Implementation - Issues & Solutions. DesignCon. 2023. URL: siguys.com/wp-content/uploads/2023/02/DesCon23_PAPER_Track7_PCIeGen5SignalIntegrityImplementation_Telian.pdf.
-

9. Simonovich Bert. Fiber Weave Effect Timing Skew. Bert Simonovich's Design Notes. 2011. URL: blog.lamsimenterprises.com/2011/01/08/fiber-weave-effect-timing-skew.
10. PCB Dielectric Material Selection and Fiber Weave Effect on High-Speed Channel Routing – AN-528-1.1. 2011. – 17 p.
11. Bei Chen, Ruohe Yao, Hongfei Wang, Kuiwei Geng, Juan Li. Effect of Fiber Weave Structure in Printed Circuit Boards on Signal Transmission Characteristics. – MDPI. 2019. 9. – 9 p.
12. Jianquan Lou, Xiaoxia Zhou, Shun Li, Yingchun Shu, Alpesh Bhobe, Jinghan Yu. A Novel Differential Serpentine Delay Line to Reduce Differential to Common Mode Conversion and Impedance Discontinuity – IEEE. 2017. 17. – 2 p.
13. Simonovich Bert. Via Stubs – Are They all Bad? Signal Integrity Journal. 2017. URL: signalintegrityjournal.com/blogs/7-voice-of-the-experts-signalintegrity/post/355viastubsaretheyallbad#:~:text=We%20worry%20about%20via%20stubs,integrity%2C%20%E2%80%9CIt%20depends.%E2%80%9D.

References

1. Kechiev L.N. Pечатnye platy i uzly gigabitnoj elektroniki [Printed circuit boards and gigabit electronics assemblies]. Grifon. Seriya «Biblioteka EMS». 2017. 226 p.
2. Vertyanov D.V., Belyakov I.A., Solov'ev I.A., Gladkova S.I. Inzhenernyj vestnik Dona. 2022. № 11. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n11y2022/8024.
3. Timoshenkov S.P., Tihonov K.S., Titov A.Yu., Petrov V.S. Inzhenernyj vestnik Dona. 2012. № 3. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2012/982.
4. Medvedev A.M. Pечатnye platy. Konstrukcii i materialy [Printed circuit boards. Designs and materials]. M.: Tekhnosfera. 2005. 304 p.
5. Medvedev A.M., Mylov G.V., Dorozhzhin I.V. Materialy komponentov radioelektronnykh sredstv. Pечатnye platy [Materials of components of radio-electronic means. Printed circuit boards]. Uchebnoe posobie RGRTU. 2023. 73 p.

6. Simonovich Bert. A Guide for Single-Ended to Mixed-Mode S-parameter Conversions. Signal Integrity Journal. 2020. URL: signalintegrityjournal.com/articles/1832-a-guide-for-singleended-to-mixedmode-s-parameter-conversions.

7. Bogatin Eric How much mode conversion is too much? Rule of Thumb #32. 2016. URL: [edn.com/how-much-mode-conversion-is-too-much-rule-of-thumb-32/#:~:text=A%20simple%20analysis%20suggests%20that,signals%20dramaticall y%20reduces%20this%20problem](https://www.edn.com/how-much-mode-conversion-is-too-much-rule-of-thumb-32/#:~:text=A%20simple%20analysis%20suggests%20that,signals%20dramaticall y%20reduces%20this%20problem).

8. Telian Donald, Rowett Kevin, Teplitsky Ilya. PCIe Gen5 Signal Integrity Implementation Issues & Solutions. DesignCon. 2023. URL: [siguys.com/wp-content/uploads/2023/02/DesCon23_PAPER_Track7_PCIeGen5SignalIntegrityImplementation_Telian.pdf](https://www.siguys.com/wp-content/uploads/2023/02/DesCon23_PAPER_Track7_PCIeGen5SignalIntegrityImplementation_Telian.pdf).

9. Simonovich Bert. Fiber Weave Effect Timing Skew. Bert Simonovich's Design Notes. 2011. URL: blog.lamsimenterprises.com/2011/01/08/fiber-weave-effect-timing-skew.

10. PCB Dielectric Material Selection and Fiber Weave Effect on High-Speed Channel Routing AN-528-1.1. 2011. 17 p.

11. Bei Chen, Ruohe Yao, Hongfei Wang, Kuiwei Geng, Juan Li. Effect of Fiber Weave Structure in Printed Circuit Boards on Signal Transmission Characteristics. MDPI. 2019. 9. 9 p.

12. Jianquan Lou, Xiaoxia Zhou, Shun Li, Yingchun Shu, Alpesh Bhobe, Jinghan Yu. A Novel Differential Serpentine Delay Line to Reduce Differential to Common Mode Conversion and Impedance Discontinuity. IEEE. 2017. 17. 2 p.

13. Simonovich Bert. Via Stubs Are They all Bad? Signal Integrity Journal. 2017. URL: signalintegrityjournal.com/blogs/7-voice-of-the-experts-signalintegrity/post/355viastubsaretheyallbad#:~:text=We%20worry%20about%20 via%20stubs,integrity%2C%20%E2%80%9CIt%20depends.%E2%80%9D.

Дата поступления: 24.04.2025

Дата публикации: 25.06.2025